Посвящается
70-летию РНТОРЭС

КрыМиКо 2015 CriMiCo

25-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

6—12 сентября 2015 г.
Севастополь, Крым, Россия

2015 25th International Crimean Conference

Microwave & Telecommunication Technology

Conference Proceedings

September 6—12, 2015
Sevastopol, Crimea, Russia

В двух томах
In Two Volumes

Том 1
Volume 1

Moscow • Minsk • Sevastopol
2015

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (РНТОРЭС) им. А. С. Попова
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ)
Севастопольский государственный университет
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ЗАО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
НПФ «Микран» (Томск)
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
Keysight Technologies (Москва)
SD Solutions (Санкт-Петербург)
Крымский федеральный университет им. проф. В. И. Вернадского (Симферополь)
НИИ «Крымская астрофизическая обсерватория» (Кацивели)

Информационная поддержка:

Журнал «Вестник электроники»

25-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные
С255 технологии» (КрыМиКо'2015). Севастополь, 6—12 сентября 2015 г. : материалы конф. в 2 т. — Севастополь, 2015. — Т. 1: 666 с. (1—596) + 70 с.: ил. — ISBN 978-1-4673-9414-7.

В 1-й том сборника материалов включены 277 из 588-ти прошедших рецензирование и включенных в программу конференции докладов, которые будут представлены на секциях: Материалы и технология СВЧ-приборов; Нанотехнологии и наноматериалы; Наноэлектроника; Нанотехнологии и наноэлектроника; СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты; Радиационная стойкость материалов и ЭКБ; Электромагнитная стойкость материалов и ЭКБ; Измерение параметров цепей и сигналов; Измерение параметров материалов и технологических процессов; Антенные измерения; Обработка результатов измерений и другие приложения; Контроль и управление в технологических процессах; СВЧ-технологии в задачах мониторинга окружающей среды; Радиофотоника; Микроволновые технологии в биологии и медицине; Радиоастрономия и распространение радиоволн в атмосфере Земли; Методы и средства ДЗЗ; Моделирование и реализация комплексов и систем. Авторами представленных на конференции докладов являются 1216 ученых и специалистов 194-х университетов и предприятий 14-ти стран: Беларуси, Великобритании, Дании, Ирака, Казахстана, Канады, Кореи, Польши, России, Румынии, Украины, Швеции, ЮАР и Японии.

Материалы конференции изданы также на компакт-диске.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

IEEE Catalog Number CFP15788-PRT
ISBN 978-1-4673-9413-0 (CD)
ISBN 978-1-4673-9414-7

© Оргкомитет КрыМиКо'2015
© КНТЦ им. Попова, 2015

Организационный комитет конференции

акад. РАН Бугаев А. С., *МФТИ, Москва, Россия (почетный председатель)*
акад. РАН Гуляев Ю. В., *ИРЭ РАН, Москва, Россия (почетный председатель)*

к. т. н. Ермолов П. П., *СевГУ, КНТЦ им. Попова, Севастополь, Россия (сопредседатель)*
проф. Фалалеев А. П., *СевГУ, Севастополь, Россия (сопредседатель)*

проф. Афонин И. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия*
проф. Батура М. П., *БГУИР, Минск, Беларусь*
д. т. н. Борисов А. А., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., *НИИ «КрАО», Кацивели, Россия*
к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
проф. Гимпилевич Ю. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия*
Доценко В. В., *ЗАО НПФ «Микран», Томск, Россия*
проф. Иванов В. Э., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*
к. т. н. Кищинский А. А., *ЗАО «Микроволновые системы», Москва, Россия*
к. ф.-м. н. Колесов В. В., *ИРЭ РАН, Москва, Россия*
к. т. н. Кочемасов В. Н., *ООО «Радиокомп», Москва, Россия*
проф. Малютин Н. Д., *ТУСУР, Томск, Россия*
к. т. н. Михайлюк Ю. П., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. ф.-м. н. Обухов И. А., *НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия*
проф. Обуховец В. А., *ТТУ ЮФУ, Таганрог, Россия*
к. т. н. Овчинникова Е. В., *МАИ (НИУ), Москва, Россия*
к. т. н. Редькина Е. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*
Ржевцева Н. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия*
проф. Старостенко В. В., *КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия*
Тертышников В. Б., *Keysight Technologies, Москва, Россия*
Чечетин А. В., *НП ОАО «Фаза», Ростов-на-Дону, Россия*

Административная группа

Байбарина Т. Г., *КНТЦ им. Попова*
Войченко В. Г., *КНТЦ им. Попова*
Иськив В. М., *СевГУ*
Канаки Н. Г., *СевГУ*
Свиридова Е. И., *КНТЦ им. Попова*
к. т. н. Трушкин А. Н., *СевГУ*
Тыщук Ю. Н., *СевГУ*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Программный комитет конференции и редакционный совет сборника материалов

д. т. н., проф. Батура М. П., *БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)*
д. т. н., проф. Шевцов В. А., *НИУ «МАИ», Москва, Россия (сопредседатель)*
д. ф.-м. н., проф. Кураев А. А., *БГУИР, Минск, Беларусь (зам. сопредседателя)*
д. т. н., проф. Гимпилевич Ю. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия (зам. сопредседателя)*
к. т. н. Ермолов П. П., *СевГУ, КНТЦ им. Попова, Россия (координатор)*

д. ф.-м. н., проф. Абрамов И. И., *БГУИР, Минск, Беларусь*
д. т. н. Алыбин В. Г., *ОАО «Российские космические системы», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Белкин М. Е., *МИРЭА, Москва, Россия*
д. т. н., Богатырёв Ю. В., *НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, Минск*
д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., *НИИ «КрАО», Кацивели, Россия*
д. т. н., проф. Воскресенский Д. И., *МАИ (ТУ), Москва, Россия*
к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
д. т. н., проф. Громов Д. В., *ОАО «СПЭЛС», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Демченко А. И., *Белорусский национальный технический ун-т, Минск*
к. т. н. Загорулько Ю. А., *ИСИ им. А. П. Ершова СО РАН, Новосибирск, Россия*
д. т. н., проф. Иванов В. Э., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*
prof. Ilcev S. D., *Durban University of Technology, South Africa*
к. т. н. Карушкин Н. Ф., *НИИ «Ориoн», Киев, Украина*
д. т. н., проф. Касьянов А. О., *НИИ радиосвязи, Ростов-на-Дону, Россия*
к. т. н. Кищинский А. А., *ЗАО «Микроволновые системы», Москва, Россия*
д. ф.-м. н., проф. Магда И. И., *ННЦ «ХФТИ», Харьков, Украина*
д. т. н., проф. Малютин Н. Д., *ТУСУР, Томск, Россия*
д. т. н., проф. Манойлов В. Ф., *ЖГТУ, Житомир, Украина*
д. т. н., проф. Нечаев Е. Е., *МГТУГА, Москва, Россия*
д. ф.-м. н. Обухов И. А., *НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Пестриков В. М., *СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия*
д. ф.-м. н. Плаксин С. В., *ИТСТ «Трансмаг» НАН Украины, Днепропетровск*
к. ф.-м. н. Пустовойтенко В. В., *Морской гидрофизический институт РАН, Севастополь, Россия*
к. т. н. Савочкин А. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. т. н., проф. Сазонов Д. М., *МЭИ (ТУ), Москва, Россия*
д. т. н., проф. Смольский С. М., *МЭИ (ТУ), Москва, Россия*
д. т. н., проф. Совлуков А. С., *Институт проблем управления РАН, Москва, Россия*
д. ф.-м. н., проф. Храмов А. Е., *Саратовский государственный технический университет, Россия*
д. т. н., проф. Широков И. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. т. н., проф. Яненко А. Ф., *НТУУ «КПИ», Киев, Украина*

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



АБРАМОВ Игорь Иванович (род. 11 августа 1954 г.) — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и наноэлектроники» БГУИР. В 1976 г. окончил физический факультет Белорусского государственного университета по специальности «Радиофизика и электроника», в 1982 году защитил кандидатскую, а в 1993 — докторскую диссертации. С 1999 года профессор по специальности «Электроника и микроэлектроника». Автор и соавтор более 300 научных публикаций, в том числе пять монографий, а также пяти учебных пособий. Область научных интересов: физика и моделирование приборных структур и схем микро- и наноэлектроники; мозг человека. Член Программного комитета КрыМиКо с 1999 г.



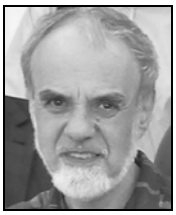
АЛЫБИН Вячеслав Георгиевич (род. 03.02.1940) — доктор технических наук, старший научный сотрудник по специальности «Радиолакация и радионавигация», начальник отдела в ОАО «Российские космические системы» (г. Москва). В 1963 г. окончил факультет электронной техники Московского энергетического института, в 1969 г. защитил кандидатскую диссертацию (в ОКБ МЭИ), в 1984 г. — докторскую диссертацию (в НПО «Исток»). Область научных интересов — твердотельные приборы СВЧ, бортовая и наземная аппаратура радиотехнических комплексов космического базирования. Является соавтором более 100 научных работ, в том числе 20 авторских свидетельств на изобретения. Награжден «Знаком С. П. Королева» Федерального космического агентства РФ. Член Программного комитета и заместитель председателя Программного комитета КрыМиКо в 1992—2002 гг., член Программного комитета с 2011 г.



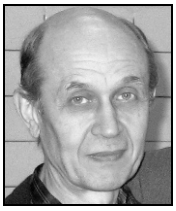
АФОНИН Игорь Леонидович (род. 12 сентября 1958 г.) — доктор технических наук (2008), профессор Севастопольского государственного университета (2010). Отличник образования Украины (1989), академик АН ПРЭ (2007). Научные интересы: графоаналитическая теория антенно-волноводных трактов РЭС, радиоизмерительная техника микроволнового диапазона, судовое оборудование радиосвязи и радиообмен, вопросы реализации концепции ГМССБ в Украине и подготовка судовых радиоспециалистов. Член Оргкомитета КрыМиКо с 1996 г.



БАТУРА Михаил Павлович (род. 16 мая 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы, заслуженный работник образования Республики Беларусь, ректор Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» с 02.10.2000 г. Область научных интересов: системный анализ, управление и обработка информации в технических и организационных системах. Автор более 150 научных публикаций, в том числе одного учебника, выдержавшего 3 издания, 4-х учебных пособий и 4-х монографий. Возглавляет редколлегию научно-технического журнала «Доклады БГУИР», член наблюдательного совета Парка высоких технологий Республики Беларусь. Сопредседатель программного комитета КрыМиКо с 2005 г.



БЕЛКИН Михаил Евсеевич (род. 26 июля 1948 г. в Москве) — доктор технических наук, профессор Московского государственного университета информационных технологий, радиотехники и электроники, заведующий объединенной научно-исследовательской лабораторией «Сверхвысокочастотные и оптоэлектронные устройства». В 1971 г. окончил Московский электротехнический институт связи (МЭИС) по специальности «Инженер по радиосвязи и радиовещанию». Более 10 лет работал в Центральном НИИ связи (ЦНИИС). С 1989 по 1991 гг. — ведущий инженер, старший научный сотрудник Всесоюзного НИИ оптико-физических измерений (ВНИИОФИ). С 1991 г. — директор НПП «Радиотехнические системы». Разрабатывал и руководил работами по внедрению оборудования волоконно-оптических систем. Член Программного комитета КрыМиКо с 2015 г.



БОГАТЫРЁВ Юрий Владимирович (род. 19 апреля 1947 г.) — доктор технических наук, главный научный сотрудник лаборатории радиационных воздействий Научно-практического центра НАН Беларуси по материаловедению (Минск). Окончил Минский радиотехнический институт в 1970 г. Область научных интересов: радиационная физика полупроводниковых приборов, микроэлектроника, обеспечение радиационной стойкости изделий электронной техники. Член Программного комитета КрыМиКо с 2013 г.



БОРИСОВ Александр Анатольевич (род. 4 апреля 1958 г. в Москве) — доктор технических наук, дважды лауреат премий Правительства Российской Федерации (2001 и 2009 гг.), автор более 120 научных трудов, в том числе государственных военных стандартов и руководящих документов Министерства обороны, член научно-технического совета Военно-промышленной комиссии при Правительстве Российской Федерации. В 1980 г. окончил Даугавпилское высшее военное авиационное инженерное училище ПВО им. Я. Фабрициуса. Направлен на службу в 22 Центральный научно-исследовательский испытательный институт Министерства обороны, где прошел путь от младшего научного сотрудника до начальника института. После завершения службы в Вооруженных Силах в 2009 г. назначен на должность генерального директора ФГУП «НПП «Исток» (ныне АО «НПП «Исток» им. Шокина»). Под его руководством разработаны методологические основы создания современной системы управления развитием изделий электроники и электротехники в обеспечение вооружения, военной и специальной техники нового поколения.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



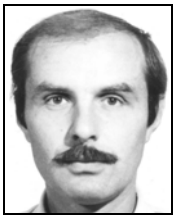
БУГАЕВ Александр Степанович (род. 25 августа 1947 г. в Горловке Донецкой области) — академик РАН, заведующий лабораторией Института радиотехники и электроники РАН (с 1991 г.), заведующий кафедрой вакуумной электроники МФТИ (с 1999 г.), руководитель Центра открытых систем и высоких технологий МФТИ (с 1996 г.), заместитель директора государственного предприятия «НИИ электроннной и ионной оптики» (с 1996 г.). В 1971 г. окончил МФТИ, в 1974 г. — аспирантуру МФТИ. Член-корреспондент РАН с 1994 г. — отделение информатики, вычислительной техники и автоматизации (информатика). Академик РАН — с 2000 г. — отделение информационных технологий и вычислительных систем секция вычислительных, локальных, телекоммуникационных систем и элементной базы. Академик Бугаев — специалист в области элементной базы, информатики и математического моделирования полупроводниковых и твердотельных устройств обработки информации. Создал теоретические основы разогревных акустоэлектронных явлений, развил теорию распространения акустических волн в низкочастотных переменных внешних полях. Автор более 150 научных работ и изобретений. А. С. Бугаев — председатель Экспертного совета РФФИ по информационным системам и телекоммуникациям, заместитель председателя Экспертного совета ВАК по электронике, член Ученых советов МФТИ и ИРЭ РАН, диссертационных советов и редколлегий журналов РАН. Александр Степанович — лауреат премии Ленинского комсомола, премии Правительства Российской Федерации 2006 г. в области науки и техники. С 2015 г. — почетный председатель Оргкомитета КрыМиКо.



ВОЛЬВАЧ Александр Евгеньевич (род. 15 октября 1965 г.) — старший научный сотрудник, доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе НИИ «Крымская астрофизическая обсерватория». Область научных интересов: астрофизика, радиоастрономия. В 1990 году окончил физический факультет Одесского государственного университета, в 2003 г. защитил кандидатскую, в 2010 г. — докторскую диссертацию. Автор (соавтор) более 200 научных работ. Лауреат премии НАН Украины им. Е. П. Федорова (2000), награжден нагрудными знаками «Почетный работник космической отрасли Украины» (2008) и «За научные достижения» (2009). Член Программного комитета КрыМиКо с 2010 г.



ВОСКРЕСЕНСКИЙ Дмитрий Иванович (род. 17 октября 1926 г.) — профессор, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Радиопередающие и антенно-фидерные устройства» факультета радиоэлектроники летательных аппаратов Московского авиационного института (Национального исследовательского университета в области авиационной, космической и ракетной техники). Область научных интересов: теория и техника фазированных антенных решёток. В 1951 году окончил факультет радиоэлектроники МАИ, в 1955 году защитил в МАИ кандидатскую, а в 1966 — докторскую диссертацию. Является автором (соавтором) более 170 научных работ, 32 авторских свидетельств, 16 монографий, в том числе таких приоритетных, не имеющих аналогов в России и за рубежом, как: «Выпуклые сканирующие антенны» (1978), «Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ» (1989) и «Радиооптические антенные решётки» (1988). Лауреат Государственной премии СССР. Член Программного комитета КрыМиКо с 2000 г.



ГАЛДЕЦКИЙ Анатолий Васильевич (род. 2 октября 1956 г.) — кандидат физико-математических наук, начальник отделения ОАО «НПП «Исток» им. Шокина» (Фрязино). Окончил факультет радиотехники и кибернетики Московского физико-технического института в 1978 г. Область научных интересов — моделирование и разработка вакуумных СВЧ приборов, СВЧ электродинамика. Член Организационного и Программного комитетов КрыМиКо с 2003 г.



ГИМПИЛЕВИЧ Юрий Борисович (род. 16 апреля 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, директор Института радиоэлектроники и информационной безопасности (с 2015 г.) и заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций (с 2004 г.) Севастопольского государственного университета, Заслуженный работник образования АР Крым, Отличник образования Украины, действительный член АН ПРЭ. В 1972 г. окончил Севастопольский приборостроительный институт. Область научных интересов: контроль и диагностика параметров радиотехнических систем, микроволновые измерения, методы анализа сигналов и цепей. Около 250 научных работ, учебное пособие (2003), 3 монографии (2003, 2009, 2010). Член специализированного совета Д 64.052.03 в Харьковском национальном университете радиоэлектроники, член редколлегий научных сборников «Труды ВМА им. П. С. Нахимова», «Вестник СевНТУ, серия Информатика, электроника, связь», «Радиотехника», «Техника и приборы СВЧ». Заместитель председателя Оргкомитета КрыМиКо в 1991 г., член Программного комитета с 1992 г.



ГРОМОВ Дмитрий Викторович (род. 4 мая 1949 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры «Электроника» Московского инженерно-физического института (МИФИ), начальник отделения экспериментального научно-производственного объединения «Специализированные электронные системы» (г. Москва). В 1972 г. окончил факультет автоматики и электроники МИФИ, в 1983 г. защитил в МИФИ кандидатскую, в 2001 г. — докторскую диссертацию. Область научных интересов: радиационные эффекты в полупроводниковой СВЧ электронике, электромагнитная стойкость изделий электронной техники. Автор и соавтор более 90 научных работ, в том числе 1 монографии, 24 статей в научных журналах, 8 авторских свидетельств и 3 патентов РФ. Член Программного комитета КрыМиКо с 2007 г.

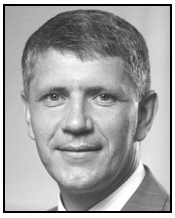
2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



ГУЛЯЕВ Юрий Васильевич (род. 18 сентября 1935 г. в Подмосковье) — профессор, академик РАН. В 1958 г. он окончил Московский физико-технический институт, в 1962 защитил кандидатскую, а в 1970 — докторскую диссертацию. С 1971 является профессором и заведующим кафедрой полупроводниковой электроники МФТИ. Член-корреспондент АН СССР с 1979 г., академик РАН с 1984 г. (Отделение информатики, вычислительной техники и автоматизации). С 1960 до 2015 гг. работал в Институте радиотехники и электроники (с 1988 — директор). В 1992 г. был избран членом Президиума РАН. Ю. В. Гуляев является специалистом в области физики твердого тела, радиофизики, электроники и инфоромatики. Он является одним из основателей новых научных направлений: акустоэлектроники, акустооптики, спин-волновой электроники. Юрий Васильевич выдвинул и разработал идею использования поверхностно-акустических волн (ПАВ) в электронике, предсказал и исследовал новый тип ПАВ, известных как волны Гуляева — Блюстейна. Эти и другие работы Юрия Васильевича и его научной школы используются в новых технологиях обработки информации и телекоммуникациях. В 1979 г. Ю. В. Гуляев был удостоен премии Европейского физического общества, дважды (в 1974 и 1984 гг.) был награжден Государственной премией СССР, в 1993 г. — Государственной премии Российской Федерации. Ю. В. Гуляев является председателем Научно-технического общества им. А. С. Попова. С 2015 г. — почетный председатель Оргкомитета КрыМиКо.



ДЕМЧЕНКО Александр Иванович (род. 13 мая 1947 г.) — доктор технических наук, начальник специального конструкторского бюро электронной техники НПО «Интеграл» (Республика Беларусь). Диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических защитил в 1980 году, доктора технических наук — в 1993 году. Область научных интересов: разработка изделий функциональной микроэлектроники на основе новых физических принципов, материалов и технологий, включая микросхемы СВЧ-диапазона, оптоэлектронные приборы, магнитоэлектрические устройства, различные виды датчиков. Член Организационного и Программного комитетов КрыМиКо в 1999—2004 гг., Программного комитета КрыМиКо с 2006 г.



ДОЦЕНКО Владимир Викторович (род. 15 мая 1969 г.) — генеральный директор ЗАО «Научно-производственная фирма «Микран». Окончил Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) по специальности «радиотехника» в 1993 г. Область научных интересов: проектирование и производство монолитных интегральных схем СВЧ, твердотельная радиоэлектроника СВЧ, технологии проектирования и производства АФАР, телекоммуникационное и радиолокационное оборудование, контрольно-измерительная аппаратура СВЧ. Автор 5 научных опубликованных работ, 3-х патентов на изобретение и полезную модель. Лауреат всероссийского конкурса «Инженер года - 2011» в области радиотехники, электроники и связи.



ЕРМОЛОВ Павел Петрович (род. 28 июля 1950 г. в Донецкой области) — кандидат технических наук, директор Крымского научно-технологического центра им. проф. А. С. Попова, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Севастопольского государственного университета. В 1973 г. окончил Таганрогский радиотехнический институт. Диссертацию защитил в Московском институте электронного машиностроения в 1986 г. Научные интересы: СВЧ-радиометрия, CAD/CAM и технологическая оптимизация СВЧ-устройств, в последнее время — история исследований в области инфокоммуникаций и радиотехнологий. Стажировался на кафедре истории науки и техники Национального технического университета «ХПИ» (Харьков, 2011 г.) и кафедре истории науки и техники Уральского федерального университета (Екатеринбург, 2013 г.). Опубликовано около 100 работ, в том числе монография (2010 г.). Награжден грамотой Министерства образования и науки Украины (2010 г.). Председатель Крымского региональной организации РНТОРЭС им. А. С. Попова (с 2015 г.). Член Программного комитета КрыМиКо по направлению «История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий» с 2003 г. Председатель Программного комитета КрыМиКо в 1991—2002 гг., председатель Оргкомитета КрыМиКо с 2003 г., сопредседатель с 2015 г.



ЗАГОРУЛЬКО Юрий Алексеевич (род. в 1957 г.) — кандидат технических наук, старший научный сотрудник, заведующий лабораторией Института систем информатики им. А. П. Ершова СО РАН, доцент Новосибирского государственного университета. Область научных интересов: искусственный интеллект, представление знаний, разработка и использование онтологий, системы поддержки принятия решений, экспертные системы. Член Программного комитета КрыМиКо с 2015 г.



ИВАНОВ Вячеслав Элизбарович (род. в 1947 г.) — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой технологии и средств связи Уральского федерального университета (УрФУ) имени первого Президента РФ Б. Н. Ельцина. Окончил Уральский политехнический институт им. С. М. Кирова в 1971 г. Имеет более 150 научных работ и свыше 50 изобретений. Заслуженный изобретатель РФ, Почетный радист РФ. Награжден золотой медалью им. проф. А. С. Попова (АИН РФ), медалью им. академика Н. А. Семихатова (Федерация космонавтики). Область научных интересов: системы радиозондирования и дистанционного контроля состояния атмосферы, сверхрегенеративные приемопередающие устройства, системы ближней радиолокации и связи, автоколебательные системы и автодины, теория колебаний в радиотехнике, приёмопередающие устройства и антенны для систем радиолокации и связи, история радиотехники.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



ИЛЬЧЕВ Димов (ILCEV Dimov Stojce, род. 18 августа 1944 г. в Болгарии) — профессор Дурбанского технологического университета (ЮАР, с 2008). Автор книг “Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications”, Springer, Boston, USA, 2005; “International Recent Issues about ECDIS, e-Navigation and Safety at Sea: Marine Navigation and Safety of Sea Transportation”, Taylor and Francis, 2011; “Marine Navigation and Safety of Sea Transportation – Navigation Problems”, CRC Press – Taylor and Francis, 2013; “Global Aeronautical Communication, Navigation and Surveillance (CNS), Vol. 1 – Theory”, AIAA, Reston, USA, 2013; “Global Aeronautical Communication, Navigation and Surveillance (CNS), Vol. 2 – Applications”, AIAA, Reston, USA, 2013. Член Программного комитета КрыМиКо с 2015 г.



КАРУШКИН Николай Федорович (род. 8 марта 1939 г. в Ярославле, Россия) — кандидат технических наук, начальник отдела НИИ «Орион». Окончил Харьковский государственный университет. Диссертацию защитил в НПО «Исток» (Фрязино). Лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники. Область научных интересов: разработка твердотельных приборов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Член Программного комитета КрыМиКо с 1997 г.



КАСЬЯНОВ Александр Олегович (род. 19 ноября 1961 г.) — профессор, доктор технических наук, заместитель начальника тематического отдела ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи. Федеральный научно-производственный центр», профессор кафедры антенн и радиопередающих устройств Инженерно-технологической академии Южного федерального университета в г. Таганроге. Область научных интересов: радиомониторинг, радиолокация, электродинамическое моделирование микроволновых антенн и устройств, численные методы прикладной электродинамики, разработка САПР антенн и устройств СВЧ, расчет и проектирование фазированных антенных решеток, микрополосковых антенн и объемных интегральных схем СВЧ и КВЧ. Опубликовал более 300 научных и методических работ, среди которых около 90 научных статей, 11 учебных пособий, 7 монографий, в том числе таких как: «Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование» (Москва, Радиотехника, 2006 г.), «Частотно-избирательные поверхности. Электродинамическое моделирование и компьютерное проектирование» (Ростов-на-Дону-Таганрог, Изд-во ИТА ЮФУ, 2013 г.). Член Программного комитета КрыМиКо с 2011 г.



КИЩИНСКИЙ Андрей Александрович (род. 4 декабря 1959 г.) — кандидат технических наук, заместитель генерального директора — главный конструктор ЗАО «Микроволновые системы» (Москва). В 1983 г. окончил МИРЭА по специальности радиотехника. В 1992 г. защитил кандидатскую диссертацию по вопросам моделирования нелинейных СВЧ устройств на полевых транзисторах. Область научных интересов: методы исследования нелинейных моделей СВЧ-транзисторов, методы создания широкополосных СВЧ-усилителей мощности, управляющих устройств и монолитных интегральных схем, сверхширокополосные фазированные активные антенные решетки и их элементы. Более 50 научных работ. Член Организационного и Программного комитетов КрыМиКо с 1998 г., заместитель сопредседателя Программного комитета в 2003—2005 гг.



КОЛЕСОВ Владимир Владимирович (род. 27 июня 1951 г., Москва) — кандидат физико-математических наук, действительный член Российской академии естественных наук. В 1974 г. окончил физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова, в нем же в 1980 г. защитил кандидатскую диссертацию. С 2005 г. — заведующий лабораторией физических основ нанокомпозитных материалов для информационных технологий ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Научные интересы: радиофизика и физическая электроника, прецизионные измерения, измерение слабых сигналов, применение микроволновой техники в биологии и медицине, наноэлектроника, нанотехнология, молекулярная и биоэлектроника, применение динамического хаоса в телекоммуникационных системах, информационные технологии на основе сложных сигналов. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2015 г.



КОЧЕМАСОВ Виктор Неофидович (род. 24 марта 1945 г.) — кандидат технических наук, генеральный директор ООО «Радиокомп». В 1970 г. окончил Московский ордена Ленина энергетический институт по специальности «Радиотехника». Диссертацию защитил в МЭИ в 1976 г. Старший научный сотрудник (1984 г.). Награды и почетные звания: «Почетный радист» (1983 г.), «Изобретатель СССР» (1986 г.). Член Оргкомитета КрыМиКо с 2012 г.



КУРАЕВ Александр Александрович (род. 11 декабря 1937 г. в Саратове) — доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой «Антенны и устройства СВЧ» Белорусского госуниверситета информатики и радиоэлектроники. Автор десяти монографий и более 300 научных статей. Развивает научное направление: теоретическое исследование, математическое моделирование и оптимизация линейных и нелинейных электромагнитных процессов в приложении к задачам электроники и электродинамики СВЧ. Он заслуженный деятель науки Республики Беларусь. Заместитель сопредседателя Программного комитета КрыМиКо с 2003 г.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



МАГДА Игорь Иванович (род. в 1944 г. в г. Загорске Московской области) — доктор физико-математических наук, профессор, начальник лаборатории релятивистской СВЧ электроники Института плазменной электроники и новых методов ускорения ННЦ «ХФТИ» (Харьков). Окончил радиофизический факультет Харьковского госуниверситета. Область научных интересов включает плазменную электронику, сильноточные электронные и ионные пучки, релятивистскую электронику больших мощностей, электромагнитную совместимость и стойкость электронной техники в условиях действия электромагнитных помех сверхкороткой длительности. Автор более ста научных работ и десяти изобретений. Член Программного комитета КрыМиКо с 1993 г.



МАЛЮТИН Николай Дмитриевич (род. 1 марта 1947 г.) — доктор технических наук, профессор, начальник научного управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, директор НИИ систем электрической связи и Научно-образовательного центра «Нанотехнологии». Награжден знаками «Почетный работник высшего профессионального образования», «Изобретатель СССР», «Почетный работник науки и техники». Сферы научных интересов: СВЧ управляемые устройства, синтез устройств на основе нерегулярных структур, импульсные измерения векторных параметров. Опубликовано более 160 работ, в т. ч. монография (1990 г.) и учебные пособия (1996, 2000, 2012 гг.). Член Программного комитеа КрыМиКо с 2014 г.



МАНОЙЛОВ Вячеслав Филиппович (род. 12 января 1941 г.) — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой биомедицинских приборов и систем Житомирского государственного технологического университета. Автор более 130 научных трудов, учебных пособий, авторских свидетельств на изобретения и патенты Украины. Научные интересы — биомедицинские приборы и системы, биофизика, техника СВЧ, электродинамика и радиофизика. Член Программного комитета КрыМиКо с 2003 г.



МИХАЙЛЮК Юрий Петрович (род. 13 июля 1957 г.) — кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Севастопольского государствеено университета, директор малого предприятия «Радиотехнология» (1991 г.). В 1979 г. окончил радиотехнический факультет Севастопольского приборостроительного института. Диссертацию защитил в 1990 г. Автор и соавтор более 180 научных и методических публикаций, 13 авторских свидетельств и патентов, 2 учебных пособий в области антенной техники и измерений, распространения радиоволн, систем связи, вещания и навигации, радиочастотного мониторинга, радиочастотной идентификации, обработки цифровых изображений. За разработки в области антенной техники награжден 2 серебряными медалями ВДНХ СССР. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2010 г.



НЕЧАЕВ Евгений Евгеньевич (род. в 1952 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры «Радиотехнические устройства» факультета авиационных систем и комплексов Московского государственного технического университета гражданской авиации (МГТУ ГА). В 1974 году окончил радиотехнический факультет Новосибирского государственного технического университета, в 1988 г. защитил в Московском авиационном институте (МАИ — технический университет) кандидатскую, а в 2004 г. в МГТУ ГА — докторскую диссертацию. Область научных интересов: теория и техника антенн, антенная метрология. Автор (соавтор) более 140 публикаций, включая 50 авторских свидетельств и патентов, 1 монографию и 13 учебных пособий. Член Программного комитета КрыМиКо с 2006 г.



ОБУХОВ Илья Андреевич (род. 20 мая 1956 г. в Уфе) — заместитель генерального директора по научной работе НПП «Системные ресурсы» и и. о. заведующего лабораторией ИМАШ РАН. Окончил кафедру теоретической физики физического факультета МГУ им. М. В. Ломоносова, в 1982 г. и аспирантуру кафедры квантовой теории того же факультета. Доктор физико-математических наук (1983 г.), старший научный сотрудник (1987 г.). С 1987 г., после знакомства с Ю. С. Тиходеевым, начал заниматься проблемами наноэлектроники. Принимал участие в работе творческого коллектива, состоящего из сотрудников НИИ «Пульсар», ГосЦНИРТИ, НИИМЭ, НИИ «Дельта» и др., работавшего над созданием и исследованием первых в СССР резонансно-туннельных диодов (1989—92 гг.). Основные научные интересы: физика переноса заряда в структурах с активными областями нанометровых размеров; разработка конструкций и моделирование перспективных квантовых приборов СВЧ- и КВЧ-диапазонов, основанных на квантовых проводах и многослойных гетероструктурах. Автор более чем 60 публикаций в периодической научной печати, а также монографии «Моделирование переноса заряда в мезоскопических структурах» (2005). Член Программного комитета КрыМиКо с 1996 г. и Оргкомитета с 1999 г.



ОБУХОВЕЦ Виктор Александрович (род. 6 июня 1946 г. в Тбилиси, Грузия) — доктор технических наук, профессор, проректор и директор телерадиоцентра Таганрогского государственного радиотехнического университета, действительный член Международной Академии информатизации и Академии инженерных наук Российской Федерации. Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации. Область научных интересов: расчет и проектирование фазированных антенных решеток, устройств СВЧ, микрополосковых антенн. Опубликовал около 150 научных и методических работ. Член Программного комитета КрыМиКо с 2000 г.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



ОВЧИННИКОВА Елена Викторовна (род. в 1975 г.) — кандидат технических наук, доцент Московского авиационного института (национального исследовательского университета). В 1998 г. окончила Московский авиационный институт. Научная специализация — антенны и устройства СВЧ. Автор (соавтор) более 60 научных работ, 5 монографий и 3 патентов. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2012 г.



ПЕСТРИКОВ Виктор Михайлович (род. 8 февраля 1950 г. в Днепропетровской обл.) — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и информационных технологий Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения. Окончил Днепропетровский металлургический институт (1973 г., инженер-механик) и Днепропетровский государственный университет (1980 г., математик). Автор более 20 книг и более 150 статей по информатике и информационным технологиям, механике разрушения твердых тел, радиоэлектронике, электротехнике, мобильной связи, истории радиотехники. Член Европейского консорциума математики в индустрии (ECMI), действительный член Европейской академии естественных наук (Германия, Ганновер). С 2009 г. — член Программного комитета КрыМиКо по направлению «История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий».



ПЛАКСИН Сергей Викторович (род. 18 января 1960 г.) — доктор физико-математических наук, зав. отделом систем управления Института транспортных систем и технологий «Трансмаг» НАН Украины. В 1981 г. окончил радиофизический факультет Днепропетровского госуниверситета по специальности «Радиофизика и электроника». Кандидатскую диссертацию защитил в 1988 году в Харьковском госуниверситете им. В. Н. Каразина, докторскую — там же в 2007 году. Старший научный сотрудник по специальности «Физика твёрдого тела», чл.-корр. Транспортной академии Украины. Область научных интересов: анализ параметров полупроводниковых материалов СВЧ-методами, микроволновая резонансная диагностика и терапия, полупроводниковые преобразователи солнечной энергии. Автор свыше 250 научных работ, включая 2 монографии, 35 патентов Украины и 4 авторских свидетельства СССР, а также 2 учебных пособия по полупроводниковой СВЧ-электронике. Член Программного комитета КрыМиКо с 2004 г.



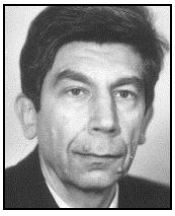
ПУСТОВОЙТЕНКО Владимир Владимирович (род. 20 апреля 1946 г.) — кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник отдела дистанционных методов исследований Морского гидрофизического института РАН (Севастополь). В 1970 г. окончил радиотехнический факультет Харьковского политехнического института. Диссертацию защитил в 1985 г. Область научных интересов: радиоокеанография, спутниковая гидрофизика, радиофизика. Автор более 100 научных публикаций и изобретений, в том числе двух монографий (2012 и 2013 гг.) Член Программного комитета КрыМиКо в 1992—1993 гг. и с 2003 г.



РЕДЬКИНА Елена Александровна (род. 7 июля 1981 г.) — кандидат технических наук (2009), доцент Севастопольского государственного университета (2012). Научные интересы: проектирование антенных решеток, телекоммуникационного оборудования, вопросы формирования и измерения магнитного поля низкой частоты.



РЖЕВЦЕВА Наталия Леонидовна (род в 1958 г.) — директор научной библиотеки Севастопольского государственного университета. В 1979 г. окончила Харьковский государственный институт культуры. Область профессиональных интересов — библиотечное дело, новые информационные технологии, история исследований в области радиотехнологий. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2005 г.



САЗОНОВ Дмитрий Михайлович (род. 8 мая 1933 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры Антенных устройств и распространения радиоволн Московского энергетического института — технического университета (МЭИ—ТУ). Член Академии естественных наук. Область научных интересов: теория электромагнитного поля, анализ и синтез антенных устройств различных типов для любых диапазонов волн, радиолокационные устройства на базе антенных решеток, СВЧ-тракты, системы автоматизированного проектирования и моделирования антенных устройств и устройств СВЧ, экспериментальные установки для исследования воздействия высокоэнергетических электромагнитных полей на материальные объекты, экспериментальные установки для автоматизированных измерений параметров антенн, поперечников рассеяния и параметров материальных сред. Автор трех учебников для вузов, трех монографий, более 150 статей в научных журналах и трудах российских и международных научных конференций. 29 авторских свидетельств и патентов на изобретения. IEEE Senior Member. С января 1996 г. возглавляет Russian APS-Chapter of the IEEE и Russian LEOS-Chapter of the IEEE. Член Программного комитета КрыМиКо с 2000 г.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



САВОЧКИН Александр Анатольевич (род. 3 августа 1963 г.) — кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, заместитель директора Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета. В 1985 г. окончил Севастопольский приборостроительный институт. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию в Московском институте связи. Область научных интересов: теория и техника антенн, разработка систем радиочастотной идентификации и позиционирования объектов. Имеет более 200 научных и учебно-методических трудов, 8 патентов и изобретений. Соавтор учебного пособия «Спутниковые системы связи, вещания и навигации». Член Программного комитета КрыМиКо с 2015 г.



СМОЛЬСКИЙ Сергей Михайлович (род. 2 января 1946 г. в Москве) — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Радиоприемные устройства», заместитель директора Института радиотехники и электроники Национального исследовательского университета МЭИ. В 1970 г. окончил радиотехнический факультет МЭИ. В 1974 г. защитил кандидатскую, в 1993 г. — докторскую диссертацию. Более двухсот сорока научных статей, одиннадцать монографий и учебных пособий. Действительный член Международной Академии информатизации, Международной Академии электротехнических наук, Международной Академии наук высшей школы. Член IEEE. Почетный доктор нескольких зарубежных университетов. Награжден государственным Орденом Польши за заслуги в подготовке научных кадров. Почетный Радист РФ, Заслуженный работник высшего образования РФ. Область научных интересов: разработка систем ближней локации, радиоизмерительные и телеметрические системы, медицинская электроника, история радиотехники. Член редколлегий научных журналов, Программного комитета КрыМиКо с 2004 г.



СОВЛУКОВ Александр Сергеевич (род. 27 мая 1947 г.) — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН. Окончил в 1971 г. физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 1992 г. — докторскую диссертацию в области разработки радиоволновых методов и средств измерений неэлектрических величин. Область научных интересов: радиочастотные и микроволновые методы и средства измерений неэлектрических величин, включая различные технологические параметры; методы повышения точности измерений и чувствительности датчиков. Является автором/соавтором 7 монографий, более 200 научных работ и более 90 патентов на изобретения. Член Программного комитета КрыМиКо в 1992—1996 гг. и с 2010 г.



СТАРОСТЕНКО Владимир Викторович (род. 1 февраля 1944 г.) — доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой радиофизики и электроники Таврического национального университета им. В. И. Вернадского (г. Симферополь). В 1966 году окончил радиофизический факультет Харьковского государственного университета, в 1973 г. защитил диссертацию. Научные интересы: нелинейная дифракция, взаимодействие мощных импульсных электромагнитных полей со сложными структурами, включая активные; моделирование физических процессов в электронных приборах. Автор (соавтор) более 100 печатных работ. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2004 г.



ТЕРТЫШНИКОВ Виталий Борисович (род. 6 февраля 1983 г. в Харькове) — руководитель направления российского отделения компании Keysight Technologies. В 2005 г. окончил в Ростовский военный институт ракетных войск им. М. И. Неделина по специальности «Метрология и метрологическое обеспечение». В 2009 г. получил второе высшее образование в Северо-Кавказской академии государственной службы по специальности «Государственное и муниципальное управление». В течение пяти лет работал поверителем, а затем начальником отдела поверки и ремонта средств измерений в Центральной базе измерительной техники ВС РФ. С 2012 года занимает должность руководителя направления по работе с ключевыми заказчиками в российском отделении компании Keysight Technologies.



ФАЛАЛЕЕВ Андрей Павлович — доктор технических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности Севастопольского государственного университета. Сопредседатель Оргкомитета КрыМиКо с 2015 г.



ХРАМОВ Александр Евгеньевич (род. 20 сентября 1974 г.) — доктор физико-математических наук, профессор Саратовского государственного технического университета им. Ю. А. Гагарина. Область научных интересов — радиофизика в той ее части, которая связана со взаимодействием свободных электронов с электромагнитными полями, нелинейная динамика распределенных активных сред, методы анализа и моделирования динамических систем. Автор более 150 научных работ, среди которых более 10 патентов, пять монографий и учебников. Опубликовал в соавторстве с чл.-корр. РАН, проф. Д. И. Трубецковым «Лекции по сверхвысокочастотной электронике для физиков» (М.: Физматлит, т. 1, 2003, т. 2, 2004), соавтор коллективной монографии «Методы нелинейной динамики и теории хаоса в задачах электроники сверхвысоких частот» (В 2-х тт., М.: Физматлит, 2009). Член Программного комитета КрыМиКо с 2010 г.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



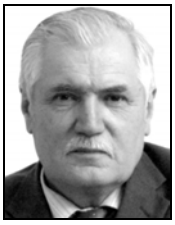
ЧЕЧЕТИН Анатолий Васильевич (род. в 1943 г.) — генеральный директор научно-производственного открытого акционерного общества «Фаза», академик Академии изучения проблем национальной безопасности, действительный академический советник Академии инженерных наук РФ. Окончил Ростовский государственный университет по специальности «радиофизика» (1965 г). Является автором (соавтором) более 20 научных работ и авторских свидетельств. Область профессиональных интересов — СВЧ электроника. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2004 г.



ШЕВЦОВ Вячеслав Алексеевич (род. 1 августа 1954 г.) — доктор технических наук, профессор, проректор по научной работе Московского авиационного института (Национального исследовательского университета в области авиационной, космической и ракетной техники). В 2001—2007 гг. — декан факультета «Радиоэлектроника летательных аппаратов» МАИ—ТУ. Автор и соавтор более 50 научных работ, в том числе 15 свидетельств на изобретения, патент на новый способ сотовой связи, 3 монографии: «Обработка сигналов на фоне негауссовских помех в телекоммуникационных системах и сетях», «Оптимальная обработка сигналов большими системами», «Место определения абонентов в системах сотовой связи», «Общесистемные вопросы защиты информации». Лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники. Почётный работник системы высшего образования РФ. Сопредседатель Программного комитета КрыМиКо с 2009 г.



ШИРОКОВ Игорь Борисович (род. 25 июля 1959 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Севастопольского государственного университета, IEEE M'07, SM'12. Научные интересы: системы коммуникации, навигационные системы, радиолокационные системы, дистанционное зондирование, антенны и микроволновое распространение, поиск людей под лавинами, промышленные контроллеры и датчики технологического оборудования, силовая электроника. Автор 385 научных и методических работ, включая 3 монографии, 54 патента и заявок на изобретение. Член Программного комитета КрыМиКо с 2009 г.



ЯНЕНКО Алексей Филиппович (род. 29 января 1942 г.) — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиоконструирования и производства радиоаппаратуры НТУУ «Киевский политехнический институт». Окончил Киевский политехнический институт в 1971 г., там же в 1980 г. защитил кандидатскую диссертацию по тематике фазовых измерений. С 1965 по 1995 гг. работал на разных должностях в киевском ПО им. С. П. Королева. С 1995 по 2007 гг. работал заместителем директора по научной работе в научно-исследовательском центре квантовой медицины «Видгук», где занимался вопросами разработки лечебной и диагностической аппаратуры миллиметрового диапазона длин волн и метрологического обеспечения приборов квантовой медицины. В 2003 г. защитил докторскую диссертацию по специальности радиоизмерений. Автор более 250 научных работ, 50 авторских свидетельств и патентов на изобретения, 3 монографии и 3 учебных пособий в области измерений, радиометрии и квантовой медицины. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2008 г.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Содержание, том 1

ЗАКАЗНЫЕ И ОБЗОРНЫЕ ДОКЛАДЫ

INV.1 ЮБИЛЕЙ ОБЩЕСТВА ИМ. А. С. ПОПОВА. К 70-летию ВНОРИЭ — ВНТОРЭС — РНТОРЭС
Гуляев Ю. В., Бугаев А. С., Ермолов П. П. 2

INV.2 ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ СРЕДСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ И УСТРОЙСТВ
Куприянов А. И. 7

INV.3 ПЕРСПЕКТИВЫ ТЕХНОЛОГИЙ АТОМНО-СЛОЕВОГО ОСАЖДЕНИЯ (ALD) ДЛЯ СОЗДАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ И ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ СВЧ-ПРИБОРОВ
Руденко К. В., Лукичев В. Ф., Орликовский А. А. 13

INV.4 АСТРОНОМИЧЕСКИЙ КОСМИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ОБНАРУЖЕНИЯ ОПАСНЫХ ДЛЯ ЗЕМЛИ НЕБЕСНЫХ ТЕЛ И ВОПРОСЫ УПРАВЛЕНИЯ ЕГО КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ
Алыбин В. Г., Булгаков Н. Н., Кулешов Ю. П. 16

INV.5 ИМПОРТОЗАМЕЩАЮЩИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ХОЛДИНГА «ИНТЕГРАЛ»
Белоус А. И., Солодуха В. А., Шведов С. В. 21

INV.6 ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ, НАНОМАТЕРИАЛОВ И НАНОТЕХНОЛОГИЙ В МЕДИЦИНЕ МОЗГА ЧЕЛОВЕКА
Абрамов И. И. 25

INV.7 МЕЖДУНАРОДНАЯ КРЫМСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СВЧ-ТЕХНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»: 2011—2015 гг. Библиографический указатель трудов конференции
Ржевцева Н. Л., Ермолов П. П. 27

СЕКЦИЯ H/1: ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ (VII Федотовские чтения)

H.1 ИЗОБРЕТЕНИЕ ЭКРАНИРОВАННОГО ТЕТРОДА
Пестриков В. М. 29

H.2 ОСОБЕННОСТИ ПОДХОДОВ К КОНСТРУИРОВАНИЮ ПЕРВЫХ ЭКРАНИРОВАННЫХ ТЕТРОДОВ
Пестриков В. М. 32

H.3 ТЕТРОДЫ С ЭКРАННОЙ СЕТКОЙ КОНСТРУКЦИИ Г. РАУНДА
Пестриков В. М. 36

H.4 НАУЧНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПО ЭКРАНИРОВАННЫМ ТЕТРОДАМ В GERL
Пестриков В. М. 40

H.5 АВТОДИННЫЙ РАДИОСПЕКТРОСКОП — ГЕНИАЛЬНАЯ ЗАСЛУГА Е. К. ЗАВОЙСКОГО
Носков В. Я. 44

H.6 РАЗВИТИЕ СИСТЕМ ТАНКОВОЙ РАДИОСВЯЗИ В СССР 1930-х гг.
Запарий Вас. В. 47

H.7 РАДИОСТАНЦИЯ «СЕВЕР» И ПАРТИЗАНСКОЕ ДВИЖЕНИЕ В КРЫМУ (к 70-летию победы в Великой Отечественной войне)
Власов А. В., Ермолов П. П. 49

СЕКЦИЯ H/2: ИСТОРИЯ И МЕТОДОЛОГИЯ НАУКИ И ТЕХНИКИ (VII Федотовские чт.)

H.8 ОБ ОТНОШЕНИИ В. К. ЛЕБЕДИНСКОГО К ВОПРОСУ «КТО ИЗОБРЕЛ РАДИОТЕЛЕГРАФ»
Борисова Н. А. 52

H.9 ОТ «БЕСПРОВОЛОЧНОЙ ТЕЛЕГРАФИИ» ДО «РАДИОТЕХНИКИ»
Золотинкина Л. И. 54

Н.10 ПЯТНАДЦАТЬ ЛЕТ КАФЕДРЕ ИСТОРИИ НАУКИ И ТЕХНИКИ УРАЛЬСКОГО ФЕДЕРАЛЬНОГО УНИВЕРСИТЕТА
Запарий В. В. 57

Н.11 ИЗУЧЕНИЕ ИСТОРИИ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ В ТЕХНИЧЕСКОМ ВУЗЕ
Шарыгина Л. И., Шарыгин Г. С. 59

Н.12 ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБРАЗОВАНИЯ В УрФУ ИМЕНИ ПЕРВОГО ПРЕЗИДЕНТА РОССИИ Б. Н. ЕЛЬЦИНА
Зайцева Е. В. 61

Н.13 САМОПЛАГИАТ В НАУЧНЫХ РАБОТАХ: РЕАЛЬНОСТЬ ИЛИ МИСТИКА?
Штенников В. Н., Зяблова А. Ю., Чайков М. Ю. 63

Н.14 ФРАКТАЛЬНО-СКЕЙЛИНГОВЫЕ ИЛИ МАСШТАБНО-ИНВАРИАНТНЫЕ ПРИНЦИПЫ РАДИОЛОКАЦИИ: ВЗГЛЯД ИЗ ЮБИЛЕЙНОГО 2015 ГОДА
Потапов А. А. 65

Н.15 ИСТОРИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ СТАНДАРТИЗАЦИИ РАСЧЕТОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ
Иевлев В. И. 67

Н.16 ОСОБЕННОСТИ РАССЛЕДОВАНИЯ ИНЦИДЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СФЕРЕ
Трошина С. М. 69

СЕКЦИЯ 1/1: МОДУЛИ И УСТРОЙСТВА СВЧ-ДИАПАЗОНА

1.1 МНОГОКАНАЛЬНЫИ СВЧ ПРИЕМНЫИ МОДУЛЬ ДИАПАЗОНА 1—18 ГГц С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ
Игнатьев А. П., Соловьев О. Г., Левашов А. В., Кочеткова Е. В., Гудкова О. А. 71

1.2 СВЧ ПРИЕМНИКИ см- И мм-ДИАПАЗОНА С ФАЗОВЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА
Тарасов В. Н., Игнатьев А. П., Соловьев О. Г., Устинов А. В., Левашов А. В., Исаев Е. Е. 73

1.3 АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСЧЕТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ДИОДНЫХ УТРОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ В ДИАПАЗОНАХ 75—110 ГГц И 110—170 ГГц
Щитов А. М., Березин В. В. 75

1.4 МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ СВЧ ГЕНЕРАТОР С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМ РЕЗОНАТОРОМ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ
Глушеченко Э. Н. 77

1.5 ДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ СВЯЗАННЫХ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ В РЕЖИМЕ ГИПЕРХАОСА
Новиков С. С. 79

1.6 МОДУЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР МОЩНЫХ НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ДВУХУРОВНЕВОГО СУММАТОРА НАПРЯЖЕНИЙ
Кладухин С. В., Новоселов А. А., Храмцов С. П., Ялов В. Ю. 81

1.7р ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ РЕЗИСТИВНЫХ СМЕСИТЕЛЕЙ С СУБГАРМОНИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ ДЛЯ СТАНЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ
Подстригаев А. С. 83

1.8р ЭЛЕКТРОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ, ФОРМИРУЕМЫХ ГЕНЕРАТОРОМ НА БАЗЕ SRD
Бобрешов А. М., Жабин А. С., Рязанцев А. Д., Степкин В. А., Усков Г. К. 85

1.9р СВЧ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ X-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ LTCC ТЕХНОЛОГИИ
Галдецкий А. В. 87

СЕКЦИЯ 1/2: ТРАНЗИСТОРЫ И МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СВЧ

1.10 МИКРОСХЕМА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Шишкин Д. А., Арыков В. С., Ерофеев Е. В., Степаненко М. В. 89

1.11 КОМПЛЕКТ GaAs МИС ДЛЯ ППМ АФАР X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Арыков В. С., Баров А. А., Кондратенко А. В., Шишкин Д. А. 91

1.12 МИС ШИРОКОПОЛОСНЫХ УДВОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ
Дроботун Н. Б., Дроздов А. В. 93

1.13 МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ СВЧ ХАРАКТЕРИСТИКИ DA-pHEMT
Капралова А. А., Лукашин В. М., Пашковский А. Б., Лапин В. Г., Щербаков С. В., Петров К. И., Журавлев К. С., Торопов А. И. 95

1.14 E-PHEMT ТРАНЗИСТОРЫ С РАЗМЕРНОИ ОБРАБОТКОИ 0,15 мкм
Крутов А. В., Ребров А. С. 97

1.15 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРОМЕЖУТОЧНОГО КОНТРОЛЯ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ
Крутов А. В., Ребров А. С. 99

1.16р ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК pHEMT GaAs МИС КОММУТИРУЕМОГО ПО ВХОДУ МШУ L-ДИАПАЗОНА
Школьный В. Н., Сунцов С. Б., Кондратенко А. В., Шишкин Д. А., Карабан В. М., Дмитриев В. Д. 101

1.17р МИКРОСХЕМА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ K_a-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Шишкин Д. А., Арыков В. С., Ерофеев Е. В., Степаненко М. В. 103

1.18р МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА ГЕНЕРАТОРА K_a-ДИАПАЗОНА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ
Иващенко Д. И., Ли А. И., Кантюк Д. В., Толстолуцкий С. И. 105

1.19р МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ L-ДИАПАЗОНА
Безус С. В., Ли А. И., Толстолуцкая А. В., Толстолуцкий С. И. 107

1.20р МИС СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ НА ЧЕТЫРЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ ДИАПАЗОНА 0—2,5 ГГц
Повороженко П. А., Ли А. И., Шевцов А. В., Толстолуцкий С. И. 109

СЕКЦИЯ 1а: МОДЕЛИРОВАНИЕ И АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И УСТРОЙСТВ

1а.1 МОДЕЛЬ ИЗОЛИРОВАННОГО МОП-ТРАНЗИСТОРА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ СИГНАЛА
Метелкин И. О., Усачев Н. А., Елесин В. В., Назарова Г. Н. 111

1а.2 ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ ЭКСПЛУАТАЦИИ НА ВАХ GaN HEMT, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В АППАРАТУРЕ КОСМИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ, С ПОМОЩЬЮ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
Тихомиров В. Г., Волков В. В., Вьюгинов В. Н., Гудков А. Г., Добров В. А., Зыбин А. А. 113

1а.3 ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ СВОЙСТВ В ТРАНЗИСТОРАХ НА ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С ПЛАЗМЕННЫМИ ВОЛНАМИ НА ОСНОВЕ МАТЕРИАЛА GaAs-$Al_XGa_{1-X}As$
Муравьев В. В., Тамело А. А., Мищенко В. Н., Молодкин Д. Ф. 115

1а.4 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ КАНАЛА AlGaN/GaN HEMT МЕТОДАМИ ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
Минин О. Н., Купрейчик А. Ф., Бабак Л. И. 117

1а.5 МЕТОДИКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА СВЧ МШУ С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ТОПОЛОГИИ
Калентьев А. А., Добуш И. М., Жабин Д. А., Гарайс Д. В., Бабак Л. И. 119

1а.6 РЕГУЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ В МНОГОСЛОЙНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ СВЕРВЫСОКИХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ КЕРАМИКИ С НИЗКОЙ ТЕМПЕРАТУРОЙ ОБЖИГА
Сухоруков М. П. 121

1а.7р МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ПЛОТНОСТИ ТОКА В СУБМИКРОННОМ КРЕМНИЕВОМ ДИОДЕ
Борздов А. В., Борздов В. М., Буслюк В. В. 123

1а.8р ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОП ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ СВЧ ДИАПАЗОНА С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ РАЗВЯЗКИ
Репин В. В., Мухин И. И., Дроздецкий М. Г., Шнитников А. С. 125

1а.9р ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СТРУКТУР МПЛ МЕТОДОМ ОТОБРАЖЕНИЙ КРИСТОФФЕЛЯ — ШВАРЦА НА РАЗЛИЧНЫЕ КАНОНИЧЕСКИЕ ОБЛАСТИ
Стручков С. М., Сычев А. Н. 127

1а.10р 3D-МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРА ВЫСОКИХ ЧАСТОТ В ПАКЕТЕ CST MICROWAVE STUDIO
Дерачиц Д. С., Кисель Н. Н., Грищенко С. Г. 129

1а.11р СХОДИМОСТЬ РЯДОВ ВОЛЬТЕРРЫ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ДИНАМИЧЕСКИХ СХЕМ С ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ
Бобрешов А. М., Мымрикова Н. Н. 131

1а.12р РАЗРАБОТКА МШУ X-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ППМ АФАР НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ RF CMOS 0,18 мкм
Вертегел В. В., Гимпилевич Ю. Б., Лялюк Д. В., Начаров Д. В. 133

1a.13p ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА ДИПАЗОНА 2,4 ГГц
Вертегел В. В., Начаров Д. В., Лялюк Д. В. 135

СЕКЦИЯ 2/1: ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРОНИКИ СВЧ

INV.8 ВОЗБУЖДЕНИЕ ВОЛНОВОДОВ И РЕЗОНАТОРОВ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПОТОКАМИ
Кураев А. А., Еремка В. Д., Рак А. О. 137

2.1 ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХПРОВОДЯЩИХ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СТРУКТУР В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ СВЧ
Кураев А. А., Куркин С. А., Короновский А. А., Рак А. О., Синицын А. К., Храмов А. Е. 139

2.2 О ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ ПЛАЗМОНАХ
Давидович М. В., Бушуев Н. А. 141

2.3 ФОКУСИРУЮЩАЯ МАГНИТНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ЛЕНТОЧНОГО ВИНТОВОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА
Ковшов Ю. С., Старокожев С. В., Кишко С. А., Пономаренко С. С., Кулешов А. Н. 143

2.4 АВТОЭМИССИОННАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ПУШКА С ШИРОКИМ И ТОНКИМ ЛЕНТОЧНЫМ ПУЧКОМ
Давидович М. В., Бушуев Н. А. 145

2.5 ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОДОЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЕЙ В ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ С ВЫВОДАМИ ЭНЕРГИИ
Накрап И. А., Савин А. Н. 147

2.6 ЗАМЕДЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА ТИПА ГРЕБЕНКА В ВОЛНОВОДЕ С ПЕРЕМЕННЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ ПЛАСТИН
Накрап И. А., Савин А. Н. 149

2.7 ФОКУСИРОВКА ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕРАГЕРЦЕВОГО ЛАЗЕРА НА ОСНОВЕ КРУГЛОГО МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА
Гурин О. В., Дегтярев А. В., Маслов В. А., Топков А. Н. 151

2.8 КЛАСТЕРЫ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ
Галдецкий А. В., Морозова В. А. 153

2.9 КОНВЕРСИЯ ТМ-ВОЛН НА ЛЕНТОЧНЫХ ДИАФРАГМАХ
Щербак В. В. 155

2.10p КОМПЛЕКСНЫЕ ВОЛНЫ В ДВУХСЛОЙНОМ ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ, ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННОМ МЕТАМАТЕРИАЛОМ
Жуков А. А., Мещеряков В. А. 157

СЕКЦИЯ 2/2: ПРИБОРЫ О-ТИПА

2.11 СЕКЦИОНИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ О-ТИПА СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Аксенчик А. В. 159

2.12 ДВУХЛУЧЕВАЯ ЛБВ НА СПИРАЛЬНО ИЗОГНУТОМ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ
Кураев А. А., Рак А. О. 161

2.13 СУБМИЛЛИМЕТРОВЫЙ ОРОТРОН С ДВУХРЯДНОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СТРУКТУРОЙ И ФОКУСИРУЮЩИМ ПЯТИФОКУСНЫМ СФЕРОЦИЛИНДРИЧЕСКИМ ЗЕРКАЛОМ
Мясин Е. А., Евдокимов В. В., Ильин А. Ю. 163

2.14 КЛИНОТРОН 2-мм ДИАПАЗОНА ВОЛН С ОПТИМИЗИРОВАННОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ
Ковшов Ю. С., Старокожев С. В., Кишко С. А., Пономаренко С. С., Кулешов А. Н. 165

2.15 НАГРУЗКА ЗАЗОРА ЭЛЕКТРОННЫМ ПОТОКОМ ПРИ БОЛЬШИХ АМПЛИТУДАХ СВЧ НАПРЯЖЕНИЯ
Ремизова Т. С., Федяев В. К., Юркин В. И. 167

2.16 КАСКАДНЫЙ КЛИСТРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР ХАОТИЧЕСКИХ СВЧ РАДИОИМПУЛЬСОВ
Дмитриев Б. С., Жарков Ю. Д., Садовников С. А., Скороходов В. Н. 169

2.17 СПОСОБ БЕСТОКОВОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ И СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ АВТОКОЛЕБАНИЙ КЛИНОТРОНА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Ерёмка В. Д., Мыценко И. М. 171

2.18 ЛБВ W-ДИАПАЗОНА С ПЛАНАРНОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА АЛМАЗНОМ ТЕПЛООТВОДЕ
Галдецкий А. В., Ракова Е. А. 176

2.19 ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОННОИ ОПТИКИ МОЩНОГО КЛИСТРОНА
Духина Н. Г., Юнаков А. Н., Евсеев С. В. 178

2.20 ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ЦИКЛОТРОННОГО ЗАЩИТНОГО УСТРОЙСТВА 8-мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Голеницкий И. И., Духина Н. Г., Будзинский Ю. А., Быковский С. В. 181

2.21р ВЛИЯНИЕ ПРОЛЕТНОГО КАНАЛА НА ДИСПЕРСИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАТОРНЫХ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СИСТЕМ
Кравченко Н. П., Мухин С. В., Пресняков С. А. 183

СЕКЦИЯ 2/3: ГИРОПРИБОРЫ И ПРИБОРЫ М-ТИПА

2.22 РЕЗОНАТОРЫ ДЛЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ГИРОТРОНОВ
Батура М. П., Колосов С. В. 185

2.23 ВЛИЯНИЕ ПОЛЯ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ДИНАМИКУ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА М-ТИПА
Ковтун Д. Г., Аликов С. А., Шеин А. Г. 187

2.24 МОДУЛЯЦИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА АНОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ
Ермолаев А. В., Оленникова О. А., Шеин А. Г. 189

2.25 УСИЛЕНИЕ ДВУХЧАСТОТНОГО СИГНАЛА В ЛБВ М-ТИПА
Еськин Д. Л. 191

2.26 ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНЕТРОННО-ИНЖЕКТОРНЫХ ПУШЕК ГИРОТРОНОВ С НАРУШЕНИЕМ АЗИМУТАЛЬНОЙ СИММЕТРИИ ПЛОТНОСТИ ТОКА ЭМИССИИ
Кунцевич А. Д., Лещева К. А., Мануилов В. Н. 193

2.27 НЕАДИАБАТИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ГИРОТРОНОВ ДЛЯ РАБОТЫ В РЕЖИМЕ ОГРАНИЧЕНИЯ ТОКА ПРОСТРАНСТВЕННЫМ ЗАРЯДОМ
Гольденберг А. Л., Глявин М. Ю., Лещева К. А., Мануилов В. Н. 195

2.28 ФИЗИЧЕСКИЕ КОНЦЕПЦИИ СУММИРОВАНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ МАГНЕТРОНОВ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Ерёмка Д. В. 197

2.29р РЕЗОНАНСНЫЙ БЛИЖНЕПОЛЬНЫЙ СВЧ-ДАТЧИК ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВАКУУМНЫХ СИСТЕМ
Янин Д. В., Галка А. Г., Костров А. В., Смирнов А. И., Стриковский А. В. 201

2.30р ИНТЕНСИВНОСТЬ ПРОБОЕВ И ГАЗОСОДЕРЖАНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЭВП
Вашин С. А., Корепин Г. Ф. 203

СЕКЦИЯ 3/1: УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

3.1 V-BLAST OFDM МОДЕМ ДЛЯ MIMO СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ ДКМВ ДИАПАЗОНА
Аверина Л. И., Малютин А. А., Дорошенко В. Ю. 205

3.2 АВТОМАТИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ПОМЕХ ЦВС ГИБРИДНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ СО СМЕСИТЕЛЕМ
Суржик Д. И., Васильев Г. С., Курилов И. А., Харчук С. М. 207

3.3 АНАЛИЗ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ГИБРИДНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ С АВТОКОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ПОМЕХ
Васильев Г. С., Курилов И. А., Кузичкин О. Р., Суржик Д. И., Харчук С. М. 209

3.4 ТРЕХМЕРНАЯ ТРАССИРОВКА СИГНАЛОВ ЛОКАЛЬНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ СВЯЗИ МЕЖДУ ПОМЕЩЕНИЯМИ
Панычев А. И., Ваганова А. А. 211

3.6 УСТРОЙСТВО СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ
Дегтярёв А. Н. 213

3.7р СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ MIMO СИСТЕМ СВЯЗИ ДКМВ ДИАПАЗОНА
Аверина Л. И., Малютин А. А., Меркулов Д. В., Дорошенко В. Ю. 215

3.8р ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦИФРОВОГО НЕКОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ДВОИЧНЫХ СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ
Глушков А. Н., Литвиненко В. П., Матвеев Б. В., Чернояров О. В. 217

3.9р ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СЧЕТЧИКОВ ФИБОНАЧЧИ
Борисенко А. А., Петришин Л. Б., Маценко С. М. 219

3.10р МОДЕЛИРОВАНИЕ ШУМОВЫХ СВОЙСТВ АВТОКОМПЕНСАТОРА ФАЗОВЫХ ПОМЕХ ЦВС С РЕГУЛИРОВАНИЕМ ПО ВОЗМУЩЕНИЮ
Васильев Г. С., Курилов И. А., Кузичкин О. Р., Суржик Д. И., Харчук С. М. 221

3.11р ПОДАВЛЕНИЕ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЦВС И ФАПЧ
Васильев Г. С., Суржик Д. И., Курилов И. А., Харчук С. М. 223

3.12р ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ МЕТОК В КАНАЛЕ СВЯЗИ С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ
Дегтярёв А. Н., Мирянова В. Н. 225

3.13р МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ЦИФРОВЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В. 227

3.14р СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ARGOS И ГОНЕЦ
Безгин А. А., Лунев Е. Г., Савочкин А. А. 229

3.15р РЕАЛИЗАЦИЯ ЗАЩИЩЕННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR НА ОСНОВЕ ТРАНСИВЕРА AD9361
Долматов А. Г., Лучинин А. С., Малыгин И. В., Шабунин С. Н., Петров А. С., Язовский А. А. 231

3.16р МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ SDR-ПРИЕМНИКА НА АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЕ R820T/RTL2832U
Мантуров А. О., Мантурова И. А. 233

СЕКЦИЯ 3/2: СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ И ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

3.19 ОСНОВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В РАМКАХ RFID-ТЕХНОЛОГИИ
Смирнов О. В., Богатырёв Е. А., Смольский С. М. 235

3.20 ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ СОВМЕЩЕННОГО ГЛОНАСС/GPS ПРИЕМНИКА
Скрыпник О. Н., Нечаев Е. Е., Арефьев Р. О., Астраханцева Н. Г. 239

3.21 ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕХОДА МОБИЛЬНОГО УСТРОЙСТВА СО СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА СИСТЕМУ BLUETOOTH НАВИГАЦИИ ВНУТРИ ЗДАНИЯ
Агафонов А. А., Долгих А. Р., Малыгин И. В., Прозоров А. М. 241

3.22 IMPLEMENTATION OF SYSTEM OF DIFFERENTIAL CORRECTION AND MONITORING (SDCM) FOR RUSSIA AND CIS COUNTRIES
Ilcev St. D. 243

3.23 РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ HANDHELD RFID READER
Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурин А. А., Лукьянчиков А. В., Левин Э. А. 247

3.24 ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ РЕЗЕРВИРОВАННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ БПЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛОКАЛЬНОЙ КОНТРОЛЬНО-КОРРЕКТИРУЮЩИЕЙ СТАНЦИИ
Краснянский А. С., Пьянников А. А., Иванов В. Э. 249

3.25р SATELLITE PLATFORMS AND ORBITAL MECHANICS FOR MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS
Ilcev St. D. 251

3.26р SATELLITE GEOMETRIC PROJECTION AND HORIZON COORDINATES IN MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS
Ilcev St. D. 255

3.27р SATELLITE GEOGRAPHICAL COORDINATES USEFUL IN MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS
Ilcev St. D. 258

3.28р ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЯРКОСТНОГО ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ДЕТЕКТОРА В СИСТЕМАХ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ
Михальков Ф. Д., Курячий М. И. 261

3.29р ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РТД В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ ВЧ СИГНАЛОВ МИКРОВАТТНОЙ МОЩНОСТИ
Синякин В. Ю., Иванов Ю. А., Иванов А. И., Макеев М. О., Мешков С. А., Зыбин А. А. 263

3.30р ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
Астрецов Д. В., Соколов Р. И. 265

3.31р ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ ГЛОНАСС/GPS
Корнилов И. Н., Ергашев Н. В. 267

3.32р СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОДАЖАМИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СРЕДСТВ ИДЕНТИФИКАЦИИ КЛИЕНТА ТОРГОВОГО ЗАЛА
Матохина А. В., Садовникова Н. П., Кизим А. В. 269

3.33р СВЧ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ПЕРЕДАТЧИК С ПРЕЦИЗИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ МОДУЛЯЦИИ
Черных О. А., Кудинов С. И. 271

СЕКЦИЯ 3а/1. УПРАВЛЕНИЕ ЗНАНИЯМИ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

3а.1 ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУНИКАЦИЙ В АГЕНТ-ОРИЕНТИРОВАННОЙ МОДЕЛИ
Берг Д. Б., Зверева О. М. 273

3а.2 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТАКСИ НА ОСНОВЕ ПВ СЕТЕЙ
Жданов В. П. 275

3а.3 СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ «УМНЫМ ДОМОМ» НА ОСНОВЕ ДАННЫХ О ПОЗЕ ЧЕЛОВЕКА
Фомин С. П., Орлов А. А. 277

3а.4 СОЗДАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЗНАНИЯМИ ЧЕРЕЗ РЕАЛИЗАЦИЮ ПОДХОДА «СНИЗУ — ВВЕРХ» И ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ КОЛЛИЗИЙ
Бром А. Е., Горлачева Е. Н. 279

3а.5 РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ И СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ МУЛЬТИАГЕНТНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
Зраенко А. С. 281

3а.6 МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ РАБОТЫ СТАНЦИИ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ АВТОМОБИЛЕЙ
Аксенов К. А., Дудин Н. А., Нудьга А. С., Неволина А. Л. 283

3а.7 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПРИНЯТИЯ УПРАВЛЕНЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ В КОМПАНИЯХ СОТОВОЙ СВЯЗИ
Внуковский Н. И., Чернильцев А. Г. 285

3а.8р ПРИНЦИПЫ МОДИФИКАЦИИ (СИНТЕЗА) МОДЕЛЕЙ МУЛЬТИАГЕНТНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ
Аксенов К. А. 287

3а.9р РАЗРАБОТКА МЕТОДА АНАЛИЗА И УСТРАНЕНИЯ УЗКИХ МЕСТ МУЛЬТИАГЕНТНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ НА ОСНОВЕ ПРОЦЕДУР СВЕРТКИ И РАЗВЕРТКИ
Аксенова О. П. 289

3а.10р АНАЛИЗ УДАЛЕННОЙ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОЙ РАБОТЫ В СИСТЕМАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ, ЛОГИСТИЧЕСКИХ И ОРГАНИЗАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ
Аксенова О. П. 291

3а.11р ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАБАТЫВАЮЩЕГО ЦЕХА НА ОСНОВЕ МУЛЬТИАГЕНТНОЙ МОДЕЛИ ПРОЦЕССОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ
Кондратьев А. С., Аксенова О. П. 293

3а.12р АНАЛИЗ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ КРАНАМИ НА КОНВЕРТЕРНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ
Айзатуллов А. М., Аксенова О. П., Антонова А. С. 295

3а.13р ТЕХНОЛОГИЯ СОСТАВЛЕНИЯ ПЛАНОВ ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ
Зраенко А. С. 297

3а.14р РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ХРАНИЛИЩА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ
Зраенко А. С. 299

3а.15р ОНТОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К СОЗДАНИЮ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ НА ОСНОВЕ КОГНИТИВНОГО ПРОСТРАНСТВА СУБЪЕКТА
Литовкин Д. В., Аникин А. В., Кульцова М. Б. 301

3а.16р СОЗДАНИЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ ЗНАНИЙ СТРАТЕГИЧЕСКОЙ ИНВЕСТИЦИОННОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КОМПАНИЙ
Внуковский Н. И., Чернильцев А. Г., Пономарева О. А. 303

СЕКЦИЯ 3а/2. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДАННЫХ И МЯГКИЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ

3а.17 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОБУЧАЕМЫХ СТРУКТУР ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ЗАДАННОЙ ТОЧНОСТЬЮ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
Данилин С. Н., Щаников С. А., Пантелеев С. В. 305

3а.18 ПРИМЕНЕНИЕ КЛАСТЕРНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОВЕДЕНИЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСЛУГ
Бобкова А. О., Зюзин В. В., Бобков В. В. 307

3а.19 ПРИМЕНЕНИЕ ФАКТОРНОГО И КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ СУЩЕСТВЕННЫХ ФАКТОРОВ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ЖИВОТНЫХ ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЖИВОТНОВОДЧЕСКИМ ПРЕДПРИЯТИЕМ
Антонов Л. В., Орлов А. А. 309

3а.20 БИСПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ В ЗАДАЧАХ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ АДАПТИВНЫХ НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНЫХ ИНТЕРФЕЙСОВ
Таранчук А. А., Сковрига Е. И. 311

3а.21 ЭКСПЕРИМЕНТЫ ПО КРОСС-ЯЗЫКОВОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ СУЩНОСТЕЙ
Апанович З. В. 313

3а.22р СИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ НАЛОЖЕННЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ ДЕТАЛЕЙ И ИЗДЕЛИЙ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ТРАНСФОРМАЦИИ КОНТУРА
Савичева С. В. 315

3а.23р МЕТОД НЕЧЕТКОГО ЦЕЛЕВОГО ОЦЕНИВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ВЫБОРА КОНФИГУРАЦИИ КЛАСТЕРА
Садовникова Н. П., Катаев А. В., Санжапов Б. Х. 317

3а.24р ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ЛОГИСТИКИ КОНВЕРТЕРНОГО ПРОИЗВОДСТВА
Рудь С. И., Антонова А. С., Рудь А. И. 319

3а.25р ОБНОВЛЕНИЕ ГРАФИЧЕСКОГО ИНТЕРФЕЙСА ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ
Чернильцев А. Г., Внуковский Н. И., Пономарева О. А. 321

3а.26р АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ПОЗЫ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ ГРАФОВ
Захаров А. А. 323

СЕКЦИЯ 3а/3. ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ УСЛУГ

3а.27 ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ ПОМЕХИ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ПАРАМЕТРАМИ В СИСТЕМАХ ОБМЕНА АКУСТИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ
Кропотов Ю. А. 325

3а.28 КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ АКУСТИЧЕСКИХ ЭХО-СИГНАЛОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ
Кропотов Ю. А., Белов А. А. 327

3а.29 КАСТОМИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА СЕРВЕРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ И ПРИЛОЖЕНИЙ
Спиричева Н. Р. 329

3а.30 ОПЦИОНАЛЬНОЕ ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ТРАНСПОРТНОГО УРОВНЯ БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЕЙ IEEE 802.11
Чернега В. С. 331

3а.31р ОСОБЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ В МАГИСТРАЛЬНОМ ИНТЕРНЕТ-КАНАЛЕ: АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАВИСИМОСТЕЙ ОБЪЕМА ПАКЕТОВ ОТ ВРЕМЕНИ
Поршнев С. В., Божалкин Д. А., Копосов А. С. 333

3а.32р ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОЖАРОВ ПО ДАННЫМ КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА
Зраенко С. М. 335

3а.33р ЦИКЛОСТАЦИОНАРНЫЙ ДЕТЕКТОР ДЛЯ КОГНИТИВНЫХ СЕТЕЙ
Чистяков А. В. 337

3а.34р РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ВЕДЕНИЯ МЕТАДАННЫХ И УЧЕТА КАРТОГРАФИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ
Зраенко А. С. 339

3а.35р ИНФОРМАТИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ
НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СТАНДАРТА 6loWPAN
Тульский В. Н., Насыров Р. Р., Ванин А. С., Алешин С. В.,
Барков В. Н., Савочкин А. А., Новиков Д. О. 341

СЕКЦИЯ 3а/4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ПЛАНИРОВАНИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

3а.36 МОДЕЛЬ ИЗМЕНЕНИЯ КОНФИГУРАЦИИ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЕ ОБЪЕКТОВ
Клевцов С. И., Клевцова А. Б. 343

3а.37 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОТРАЖАТЕЛЕЙ МАРШРУТОВ
ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ ОБМЕНА МАРШРУТНОЙ ИНФОРМАЦИЕЙ
Бобрышев И. С., Папуловская Н. В. 345

3а.38 ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ MIMO КАНАЛА СВЯЗИ
С ВЫСОКОМАНЕВРЕННЫМ ОБЪЕКТОМ
Паршин Ю. Н., Кудряшов В. И. 347

3а.39 РАЗРАБОТКА И ПРИМЕНЕНИЕ ПРОИЗВОДНЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ ЧИСЛОВЫХ
КОДОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫХ
ИНФОРМАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ
Сныткин И. И., Кулюпин Е. Н. 349

3а.40 КОМПЕНСАЦИЯ СДВИГА ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ
С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА ВРЕМЕННОГО УСРЕДНЕНИЯ
Пестряков А. В., Хасьянова Е. Р. 351

3а.41р ИЕРАРХИЧЕСКАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ С БАЛАНСИРОВКОЙ НАГРУЗКИ В СЕТЯХ MPLS-TE
Невзорова Е. С., Ахмад М. Хайлан 353

3а.42р МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ С ОПТИМАЛЬНОЙ БАЛАНСИРОВКОЙ
ЧИСЛА ФРАГМЕНТОВ СООБЩЕНИЯ ПО НЕПЕРЕСЕКАЮЩИМСЯ МАРШРУТАМ
Лемешко А. В., Еременко А. С., Али Салем Али 355

3а.43р МОДУЛИ СБОРА ДАННЫХ В СИСТЕМЕ БЕСПРОВОДНОЙ ТЕЛЕМЕТРИИ
Данилов Е. В., Рябченко Е. Ю., Шерстюков О. Н. 357

3а.44р ОЦЕНКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ МАРШРУТИЗАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ,
ОСНОВАННОЙ НА ГЕОМЕТРИИ СИЛОВЫХ ЛИНИЙ ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ПОЛЯ
Стромов А. В., Нечаев Ю. Б. 359

3а.45р СРАВНЕНИЕ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ AODV И DYMO
НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЯЧЕИСТОЙ РАДИОСЕТИ
Епифанцев А. А., Нечаев Ю. Б., Тетин С. Э. 361

3а.46р АЛГОРИТМ ПОДСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТА ОШИБОК ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛЕ СВЯЗИ
Широков И. Б., Устименко Е. А. 363

СЕКЦИЯ 3а/5. ОБРАБОТКА И ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ

3а.47 ПРИМЕНЕНИЕ СТОИМОСТНОИ ОЦЕНКИ РИСКОВ
ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРЕБУЕМОЙ СТЕПЕНИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ
БЕЗОПАСНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
Пономарева О. А., Каин Н. А. 365

3а.48 АДАПТИВНАЯ ЭХО-КОМПЕНСАЦИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ
В ОГРАНИЧЕННОМ ПРОСТРАНСТВЕ
Козлов Н. П., Проскуряков А. Ю., Ермолаев В. А. 367

3а.49 ПОСТРОЕНИЕ АЛГОРИТМА УСТОЙЧИВЫХ
ЦИФРОВЫХ ВОДЯНЫХ ЗНАКОВ ДЛЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Лысенко А. В. 369

3а.50 ВСТРАИВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ФАЗОВЫЙ СПЕКТР
ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ
Евсютин О. О., Козлова А. С., Мещеряков Р. В., Кокурина А. С. 371

3а.51 РОЛЬ И МЕСТО ЗАДАЧИ РЕАЛИЗАЦИИ БАЗОВОЙ МОДЕЛИ ЗАЩИТЫ
ИНФОРМАЦИИ СОГЛАСНО ГОСТ РИСО 7498-2-99 В ИНТЕРЕСАХ
ПОСТРОЕНИЯ ЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
Сныткин И. И., Крупенин А. В., Сныткин Т. И. 373

3а.52р ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
С ПОМОЩЬЮ КРОССПЛАТФОРМЕННОГО ФРЕЙМВОРКА Qt
Демаков А. В., Куприц В. Ю., Оприков Е. Л., Светличный Ю. А., Скоторенко И. В. 375

3а.53р МНОГОПОТОКОВЫЙ АЛГОРИТМ АУДИО МИКШИРОВАНИЯ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ НА ГРАФИЧЕСКИХ КАРТАХ
Колпаков А. А. 377

3а.54р СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ МАРКИРОВКИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДВИЖЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ИЗДЕЛИЙ
Орлов А. А., Астафьев А. В., Попов Д. П. 379

3а.55р ВИРТУАЛЬНЫЙ ПРИБОР LABVIEW КОДЕРА РИДА — МАЛЛЕРА С ВЫСОКОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ
Корниенко В. Т. 381

3а.56р РАЗРАБОТКА МЕТОДА ПОВЫШЕНИЯ РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ В СИСТЕМАХ ДИСПЕТЧЕРСКОЙ СВЯЗИ
Кульков Я. Ю. 383

3а.57р МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПФИ В ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ
Петришин Л. Б., Петришин М. Л. 385

3а.58р АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ДИСПАРИТЕТА НА ОСНОВЕ СЕГМЕНТАЦИИ СТЕРЕОИЗОБРАЖЕНИЙ
Захаров А. А., Тужилкин А. Ю. 387

3а.59р АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СЛАБОМОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ПРИСУТСТВИИ МОЩНЫХ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ
Трухин М. П., Нифонтов Ю. А. 389

3а.60р ОЦЕНИВАНИЕ ПЕРИОДА ВРЕМЕННОГО РЯДА ДИСКРЕТНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ ПРОЦЕССОВ
Проскуряков А. Ю., Белов А. А., Кропотов Ю. А. 391

3а.61р ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОНСЕРВАТИВНЫХ БЛОКОВ В ЗАДАЧАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ РЭС
Адаменко В. А., Мирских Г. А. 393

3а.62р МЕТОД АНАЛИЗА/СИНТЕЗА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ FBMC
Витязев В. В., Никишкин П. Б. 395

СЕКЦИЯ 3а/6. ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ И СЕЛЬСКОМ ХОЗЯЙСТВЕ

3а.63 АЛГОРИТМ ЛОКАЛИЗАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ МАРКИРОВОК ПРОМЫШЛЕННЫХ ИЗДЕЛИЙ НА ОСНОВЕ ДВУМЕРНОГО РЕКУРРЕНТНОГО ПОИСКА УСРЕДНЕННОГО МАКСИМУМА
Орлов А. А., Привезенцев Д. Г., Астафьев А. В. 397

3а.64 РАЗРАБОТКА И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЕРВИСНЫХ ШИН ДАННЫХ ПРЕДПРИЯТИЯ: ИНТЕГРАЦИОННЫЙ СЛОЙ TIBCO И МОДУЛЬ ОБМЕНА ДАННЫМИ С АВТОМАТИЗИРОВАННЫМИ СИСТЕМАМИ ПРЕДПРИЯТИЯ
Аксенов К. А., Ерофеева О. К., Черникова Е. Ю. 399

3а.65 ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ С ЛАЗЕРНОГО ТРИАНГУЛЯЦИОННОГО 2D СКАНЕРА В ЗАДАЧЕ ИЗМЕРЕНИЯ ШАГА ПРЕМИАЛЬНОЙ РЕЗЬБЫ НАСОСНО-КОМПЕССОРНОЙ МУФТЫ
Лавринов Д. С. 401

3а.66 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО РЕКУРСИВНОГО КОДИРОВАНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
Петришин Л. Б., Борисенко О. А. 403

3а.67р ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СТАТИСТИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИКИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКОНОМИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ
Астрецов Д. В., Соколов Р. И. 405

3а.68р ТРЕХМЕРНОЕ ГРАФИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ И ЛОГИСТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ НА ОСНОВЕ ВЕБ-ТЕХНОЛОГИЙ
Чирышев А. В., Круглов А. В., Клименко Р. В. 407

3а.69р ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЕЖФИРМЕННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ПРОФИЛЯ
Бобрихин А. Ф., Вьюгинов В. Н., Горлачева Е. Н., Маржановский И. Н., Омельченко И. Н., Попов В. В. 409

3а.70р РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА ОТСЛЕЖИВАНИЯ КРИТИЧЕСКИХ ИЗМЕНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЖИВОТНЫХ В ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЖИВОТНОВОДЧЕСКИМ ПРЕДПРИЯТИЕМ
Антонов Л. В. 411

3а.71р АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ОБЪЕКТА НА ЦИФРОВОМ ИЗОБРАЖЕНИИ
Фомин С. П. 413

3а.72р МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ С ПРИОРИТЕТАМИ
Досанова Ш. Х., Карамышев А. С., Самусевич Г. А. 415

3а.73р ДВУХФАЗНАЯ СИСТЕМА МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ
Темирханкызы С., Самусевич Г. А. 417

СЕКЦИЯ 4/1. АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ 1

4.1 УПРАВЛЯЕМЫЕ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОРЫ НА ОСНОВЕ ЛЕНТОЧНЫХ ПЕЧАТНЫХ РЕШЕТОК С ПОВЕРХНОСТНО-ОРИЕНТИРОВАННЫМИ УПРАВЛЯЮЩИМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНОГО ТИПА
Касьянов А. О., Касьянова А. Н., Обуховец В. А. 419

4.2 СОЗДАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧНЫХ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОРОВ НА ОСНОВЕ ЛЕНТОЧНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК
Касьянов А. О., Лобач В. Т., Обуховец В. А. 421

4.3 ПРИМЕНЕНИЕ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ СОЗДАНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОРОВ
Касьянов А. О., Касьянова А. Н. 423

4.4 УПРАВЛЯЕМЫЙ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОР НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИЗМЕНЯЕМЫМ ПОСРЕДСТВОМ МЭМС-КЛЮЧЕЙ УГЛОМ НАКЛОНА ВИБРАТОРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
Касьянов А. О. 425

4.5 ВЛИЯНИЕ ОСЦИЛЛЯЦИЙ ПОЛЯ В РАБОЧЕЙ ОБЛАСТИ КОЛЛИМАТОРА НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН
Митрохин В. Н., Можаров Э. О., Русов Ю. С. 427

4.6р ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНОГО ФЕРРИТОВОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С УЧЕТОМ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ И СБОРКИ
Крехтунов В. М., Комиссарова Е. В. 429

4.7р ЩЕЛЕВАЯ ПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА СО СКАЧКОМ ШИРИНЫ ЩЕЛЕВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ ГЛОНАСС/GPS
Шепов В. Н., Владимиров В. М., Марков В. В. 431

4.8р СОБСТВЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ КРУГЛОЙ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ
Банков С. Е., Давыдов А. Г., Самков С. В. 433

4.9р МНОГОМОДОВАЯ ПЕЧАТНАЯ АНТЕННА
Банков С. Е., Давыдов А. Г., Курушин А. А., Папилов К. Б. 435

4.10р ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КРИВИЗНЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНФОРМНОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ
Кисель Н. Н., Грищенко С. Г., Дерачиц Д. С. 437

4.11р ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЭКРАНЫ С РАСШИРЕННЫМИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ СВОЙСТВАМИ
Будай А. Г., Кныш В. П., Малый С. В., Рудницкий А. С. 439

СЕКЦИЯ 4/2. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

4.12 ДВУХДИАПАЗОННАЯ МОНОИМПУЛЬСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА СИСТЕМЫ ВТОРИЧНОГО ОБЗОРНОГО РАДИОЛОКАТОРА
Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А. 441

4.13 АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ ПЛОСКОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Крехтунов В. М., Будкин А. А., Аликин К. А. 443

4.14 ВОЗМОЖНОСТИ ИНТЕГРИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ В ПОЛОТНО ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
Голубцов М. Е., Нефедов С. И., Пушков А. С., Баварский С. П., Русов Ю. С. 445

4.15 ФАЗОВЫЙ СИНТЕЗ СВЧ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ
Аверина Л. И., Никитенко Е. П., Михин А. Ю., Лещинский А. А. 447

4.16 ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ АНТЕНН МЕТОДОМ ОТРАЖЕНИЯ
Добычина Е. М., Снастин М. В., Малахов Р. Ю. 449

4.17р ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ MIMO ДКМВ ДИАПАЗОНА С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ
Оглоблин А. В. 451

4.18р ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ВЫНУЖДЕННЫМИ НАРУШЕНИЯМИ РЕГУЛЯРНОСТИ
Шишкин Д. С. 453

4.19р ФОТОПРОВОДЯЩИЕ ДИПОЛЬНЫЕ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ Si-GaAs<Cr> ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ: ВЛИЯНИЕ ДЛИНЫ И ФОРМЫ АНТЕННЫ
Саркисов С. Ю., Скакунов М. С., Толбанов О. П., Тяжев А. В., Зарубин А. Н. 455

4.20р ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЧАТНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОЛОСТЬЮ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ОСНОВАНИИ
Люлюкин К. В., Литун В. И., Рогозин А. А. 457

4.21р АНАЛИЗ ПОСТРОЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Куприц В. Ю., Шарыгин Г. С. 459

4.22р СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЛОСКИЙ ЭЛЕМЕНТ КОММУТИРУЕМОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ ГЕОРАДАРА
Балзовский Е. В., Буянов Ю. И. 461

4.23р ШИРОКОПОЛОСНАЯ ВИБРАТОРНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ИЗ ПЕЧАТНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
Козырев И. В., Бычков В. П., Сабиров Т. Р. 463

4.24р МАЛОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ГЛОНАСС/GPS С ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ НА ПОДЛОЖКАХ С ПОВЫШЕННОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ
Шепов В. Н., Владимиров В. М., Марков В. В. 465

СЕКЦИЯ 4/3. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ И ИХ ЭЛЕМЕНТЫ

4.25 РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ СИСТЕМЫ RFID
Гимпилевич Ю. Б., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурин А. А., Левин Э. А. 467

4.26 ПОЛНОВОЛНОВОЙ АНАЛИЗ ПЛОСКО-СЛОИСТЫХ СТРУКТУР С УЧЁТОМ ОБЪЕМНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА
Семерня Р. Е., Чернышев С. Л., Виленский А. Р., Литун В. И. 469

4.27 ФАЗИРОВАННЫЕ ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ С РЕЗОНАНСНЫМИ БОЛОМЕТРАМИ НА ХОЛОДНЫХ ЭЛЕКТРОНАХ
Гордеева А. В., Кузьмин Л. С., Малахов В. А., Матрозова Е. А., Панкратов А. Л., Раевский А. С., Салех М., Чигинев А. В. 471

4.28 НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ
Литинская Е. А., Немшон А. Д., Поленга С. В., Станковский А. В., Саломатов Ю. П. 473

4.29р ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИИ БАЛАНСНОЙ ПЕЧАТНОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ТЕОРИИ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ
Виленский А. Р., Чернышев С. Л. 475

4.30р АНТЕННЫ ДЛЯ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ РАДИОСВЯЗИ И ОХРАННЫХ УСТРОЙСТВ ДИАПАЗОНА КВЧ
Нечаев Ю. Б., Климов А. И., Алгазинов Э. К., Борисов Д. Н., Ерошенко Д. А. 477

4.31р СЕГМЕНТИРОВАННОЕ ИСПОЛНЕНИЕ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ ДИФРАКЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Останков А. В., Рябчунов А. И., Чернояров О. В., Сальникова А. В. 479

4.32р АНАЛИЗ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННОГО ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С ПРОДОЛЬНОЙ ЩЕЛЬЮ В УЗКОЙ СТЕНКЕ
Абдуллин Р. Р., Шабунин С. Н. 481

4.33р АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С УКРЫТИЕМ
Абдуллин Р. Р., Шабунин С. Н. 483

СЕКЦИЯ 4/4. АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ 2

4.34 РАСЧЕТ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ ДЛЯ ВОЛНЫ H_{10}
Ахияров В. В. 485

4.35 КОЛЬЦЕВАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ИЗЛУЧЕНИЯ
Мишустин Б. А., Слёзкин В. Г. 487

4.36 ПОВЫШЕНИЕ РАЗВЯЗКИ КАНАЛОВ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МНОГОКАНЛЬНОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ
Некрасов Е. Г., Литун В. И., Русов Ю. С., Голубцов М. Е. 489

4.37 МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕНН ДИАПАЗОНА СВЧ
Кисиленко К. И., Тимофеев Е. П. 491

4.38 МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ ТОНКИХ ПРОВОДНИКОВ В КИРАЛЬНОЙ СРЕДЕ
Демидчик В. И. 493

4.39р ДИСКРЕТНЫЕ КУПОЛЬНО-ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ВНУТРЕННЕГО ОБЪЁМА
Литун В. И. 495

4.40р ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРОВ АПЕРТУРЫ *TEM*-РУПОРА НА ПАРАМЕТРЫ ИЗЛУЧЁННОГО СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА
Бобрешов А. М., Кретов П. А., Лысенко Н. А., Мещеряков И. И., Усков Г. К. 497

4.41р ДВУХЧАСТОТНАЯ АНТЕННА ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИИ
Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П. 499

4.42р РАСЧЕТ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ ГРИНА РАДИАЛЬНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕД
Коротков А. Н., Шабунин С. Н. 501

4.43р ПЛОСКИЕ ЗОНИРОВАННЫЕ ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ
Мануилов Б. Д., Мануилов М. Б., Стрельченко С. А., Черных В.Б. 503

4.44р МОДЕЛИРОВАНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОГО КОНВЕРТЕРА ИМПЕДАНСА НА ПРИМЕРЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСОВАНИЯ АНТЕННЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА ОВЧ ДИАПАЗОНА
Куриленко А. С., Шайдуров К. Д. 505

4.45р СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУМЕРНОЙ МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С ОПТИМАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРОЙ
Паршин Ю. Н., Александров П. А. 507

4.46р АДАПТИВНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ РАДИОСИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ ДОСТАТОЧНОЙ СТАТИСТИКИ
Гусев С. И., Паршин Ю. Н. 509

4.47р УГЛОВОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИЗЛУЧАЕМОЙ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО И МАГНИТНОГО ДИПОЛЯ В ОДНООСНЫХ КРИСТАЛЛАХ
Канымгазиева И. А. 511

СЕКЦИЯ 5/1. ВОЛНОВОДЫ И ВОЛНОВОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

5.1 РАЗРАБОТКА БЫСТРОПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ (ППФ) НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ СПИНОВЫХ ВОЛНАХ (МСВ) С ЦИФРОВЫМ МОДУЛЕМ УПРАВЛЕНИЯ В ДЕЦИМЕТРОВОМ И САНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ
Попина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чечетин А. В., Букреев А. В. 513

5.2 СОГЛАСОВАННЫЕ НАГРУЗКИ СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ НАНОМЕТРОВЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ С ВОЗДУШНЫМИ ВКЛЮЧЕНИЯМИ
Усанов Д. А., Мещанов В. П., Скрипаль А. В., Попова Н. Ф., Пономарев Д. В. 515

5.3 СТРУКТУРА ПОЛЯ МЕДЛЕННОЙ МОДЫ В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ СО СЛОЕМ МЕТАМАТЕРИАЛА
Мещеряков В. А. 517

5.4 ВОЛНОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА СО СЛОЯМИ ФЕРРИТА И МЕТАМАТЕРИАЛА
Мещеряков В. А., Жуков А. А. 519

5.5 ВОЗБУЖДЕНИЕ ОБЪЕМНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН БЕСКОНТАКТНЫМ СПОСОБОМ ПРИ ПОМОЩИ SH_0 ВОЛНЫ В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЕ
Зайцев Б. Д., Шихабудинов А. М., Теплых А. А., Кузнецова И. Е. 521

5.6р СВЧ-ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНОВОДНОГО УСТРОЙСТВА, СОДЕРЖАЩЕГО СВЯЗАННЫЕ РАМОЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ
Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Фролов А. П. 523

5.7р ЦЕПИ СВЯЗИ ДЛЯ СИСТЕМ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ХАОТИЧЕСКОЙ ДИНАМИКОЙ
Новиков С. С., Усюкевич А. А. 525

5.8р КОМПЛЕКСНЫЕ ВОЛНЫ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ДВУХСЛОИНОМ ВОЛНОВОДЕ
Жуков А. А., Мещеряков В. А. 527

5.9р КОМПАКТНЫЙ МНОГОСЛОЙНЫЙ SIW-ФИЛЬТР
НА L-ГРЕБНЕВОМ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ
Земляков В. В., Заргано Г. Ф., Крутиев С. В. 529

5.10р СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА РЕЗОНАНСНЫХ КВАЗИОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ
С ДВУХРЯДНЫМИ ПЕРИОДИЧЕСКИМИ СТРУКТУРАМИ
Рыбалко А. А., Воробьев Г. С., Рыбалко Ю. А., Журба В. О. 531

5.11р АНАЛИЗ ВОЛНОВОДНОГО СУММАТОРА МОЩНОСТИ СВЧ
С ПОМОЩЬЮ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ
Геворкян В. М., Казанцев Ю. А. 533

5.12р КОМПАКТНАЯ КОНСТРУКЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО ДИПЛЕКСЕРА
НА Е-ПЛОСКОСТНЫХ ГРЕБНЕВЫХ КВАЗИПЛАНАРНЫХ ФИЛЬТРАХ
Мануилов М. Б., Кобрин К. В. 535

5.13р СОБСТВЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ АНИЗОТРОПНОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ
ПЛАСТИНЫ В ВОЛНОВОДЕ С ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТЫМ ПОЛЕМ
Шматько А. А., Мизерник В. Н., Одаренко Е. Н. 537

5.14р МЕХАНИЗМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ
ДИСКОВОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЗОНАТОРА
С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ЗАКОРАЧИВАЮЩИМ ПРОВОДНИКОМ
Майборода Д. В., Погарский С. А. 539

СЕКЦИЯ 5/2. ДИПЛЕКСЕРЫ И МОСТЫ

5.15 МИНИАТЮРНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ДИПЛЕКСЕР НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ
ДЛЯ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ GPS/ГЛОНАСС
Лексиков А. А., Лексиков Ан. А., Говорун И. В.,
Афонин А. О., Угрюмов А. В., Гребенников А. В. 541

5.16 МИНИАТЮРНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ДИПЛЕКСЕР
ДЛЯ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ GPS/ГЛОНАСС
Лексиков А. А., Лексиков Ан. А., Говорун И. В.,
Афонин А. О., Угрюмов А. В., Гребенников А. В. 543

5.17 НЕЛИНЕЙНЫЙ НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ
НА ОСНОВЕ СВЯЗАННЫХ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ
Матвеев О. В., Морозова М. А. 545

5.18 ТРАНСНАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ
С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ВСТАВКОЙ
Сычев А. Н., Стручков С. М., Рудый Н. Ю. 547

5.19 МИНИАТЮРИЗАЦИЯ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ
ПЕРЕДАЧИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ
Летавин Д. А., Мительман Ю. Е., Чечеткин В. А. 550

5.20 УВЕЛИЧЕНИЕ РАЗВЯЗКИ МЕЖДУ КАНАЛАМИ ДИПЛЕКСЕРА S-ДИАПАЗОНА
С ОТНОСИТЕЛЬНО БЛИЗКИМИ ЧАСТОТАМИ
Мукукинов О. А. 552

5.21р УПРАВЛЯЕМЫЙ СВЧ-ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ ГОФРИРОВАННОГО ФЕРРИТОВОГО ВОЛНОВОДА
Бегинин Е. Н., Садовников А. В., Шешукова С. Е., Шараевский Ю. П. 554

5.22р ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СВЧ-СИГНАЛОВ
НА ОСНОВЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ
Матвеев О. В., Морозова М. А. 556

5.23р ВОЛНОВОДНЫЙ НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ С Т-ОБРАЗНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ СВЯЗИ
Сучков А. В. 558

5.24р УПРАВЛЯЕМЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЛАТЕРАЛЬНО
СВЯЗАННЫХ МУЛЬТИФЕРРОИДНЫХ СТРУКТУР
Садовников А. В., Грачев А. А., Одинцов С. А.,
Шешукова С. Е., Бегинин Е. Н., Шараевский Ю. П. 560

5.25р ЭФФЕКТЫ ЛОКАЛИЗАЦИИ МОЩНОСТИ В СЛОИСТОЙ СТРУКТУРЕ
ФЕРРИТ — СЕГНЕТОЭЛЕКТРИК КОНЕЧНОЙ ШИРИНЫ
Бубликов К. В., Садовников А. В., Бегинин Е. Н., Шараевский Ю. П. 562

5.26р Г-ОБРАЗНАЯ ВОЛНОВЕДУЩАЯ СТРУКТУРА
НА ОСНОВЕ ТОНКОПЛЕНОЧНОГО ЖЕЛЕЗО-ИТТРИЕВОГО ГРАНАТА
Романенко Д. В., Садовников А. В., Суровцев В. В., Шараевский Ю. П. 564

5.27р ВОЛНОВОДНОЕ МОСТОВОЕ УСТРОЙСТВО С РЕГУЛИРУЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ДЕЛЕНИЯ
Сучков А. В. 566

5.28р ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПРОВОДЯЩЕЙ СРЕДЕ
Сапогин В. Г., Прокопенко Н. Н. 569

СЕКЦИЯ 5/3. СВЧ-ФИЛЬТРЫ

5.29 ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ МНОГОМОДОВЫХ СТРУКТУР
Аристархов Г. М., Звездинов Н. В. 572

5.30 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ТРАКТОВ ВЫСОКОГО УРОВНЯ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ
Геворкян В. М., Перевезенцев С. А. 574

5.31 РЕАЛИЗАЦИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ДВУХПОЛОСНЫХ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА НА КРЕСТООБРАЗНЫХ РЕЗОНАТОРАХ ДЛЯ АППАРАТУРЫ МНОГОДИАПАЗОННЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ
Бабушкина О. А., Головков А. А., Кершис С. А., Пивоваров И. Ю., Можаева Е. И., Кузьменко В. А. 576

5.32 ДВУХКАНАЛЬНЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ СИГНАЛОВ
Федоров В. Н., Малютин Н. Д. 578

5.33 АНАЛИЗ ПЛАЗМОННЫХ КРИСТАЛЛОВ И ЛОКАЛИЗОВАННЫХ ПЛАЗМОНОВ МЕТОДОМ ОБЪЕМНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ
Давидович М. В. 580

5.34 ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОЙ МОДЕЛИ КОНДЕНСАТОРА
Назаров М. А., Семенов Э. В. 582

5.35р ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА X-ДИАПАЗОНА
Пластиков А. Н. 584

5.36р ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ СВЧ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ПЛАНАРНЫХ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ГРИБОВИДНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ
Елизаров А. А., Кухаренко А. С. 586

5.37р ЭФФЕКТИВНЫЙ СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ
Федоров В. Н., Малютин Н. Д. 588

5.38р КОМПАКТНЫЙ СВЧ ФИЛЬТР НА КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ С Т-ОБРАЗНЫМИ РЕБРАМИ
Губский Д. С., Земляков В. В., Заргано Г. Ф. 590

5.39р МЕЖТИПОВОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ МОД В ДИСКОВОМ РЕЗОНАТОРЕ ПРИ «ЧИСТО ВНУТРЕННЕМ» ВОЗБУЖДЕНИИ МЕШАЮЩЕЙ МОДЫ
Кириченко А. Я., Голубничая Г. В., Кривенко Е. В. 592

5.40 ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ 2-D ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА РАЗМЕРНОСТЬЮ 3×2
Ходенков С. А. 594

ХРОНИКА, СПРАВОЧНАЯ ИНФОРМАЦИЯ, РЕКЛАМА

Лауреаты премий Оргкомитета КрыМиКо'2014 ..... B
К 70-летию Виктора Яковлевича Гюнтера (1945—2012) C
К 75-летию супругов д. т. н., с. н. с. Алыбина В. Г. и Алыбиной Н. Н. ..... D
Первое информационное сообщение о конференции КрыМиКо'2016 ..... E
БГУИР ..... G
ЗАО «Микроволновые системы» I
УрФУ ..... J
НПП «ФАЗА» ..... K
НПФ «МИКРАН» L
НПП «РАДИОКОМП» ..... M
Keysight Technologies ..... N
Новые книги 596

Содержание, том 2

СЕКЦИИ 5а: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ-ПРИБОРОВ

5а.1 КОМПЛЕКС ОТЕЧЕСТВЕННОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ И ПРОИЗВОДСТВА МОЩНЫХ СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ И МИКРОСХЕМ НА ОСНОВЕ GaAs И GaN
Алексеев А. Н., Красовицкий Д. М., Петров С. И., Чалый В. П., Мамаев В. В. 596

5а.2 SiN/AlN/GaN ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ ДЛЯ НОРМАЛЬНО ЗАКРЫТЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
Малин Т. В., Мансуров В. Г., Журавлев К. С., Земляков В. Е., Егоркин В. И., Парнес Я. М. 598

5а.3 ИЗМЕРЕНИЕ ТОЛЩИН ТОНКИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ НА СТРУКТУРАХ AlGaN/GaN НА САПФИРЕ МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭЛЛИПСОМЕТРИИ
Мяконьких А. В., Клементе И. Э., Руденко К. В., Адонин А. С. 600

5а.4 СТРУКТУРНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ГЕТЕРОЭПИТАКСИАЛЬНЫХ ПЛЕНОК N-InN И КОНТАКТОВ К НИМ
Беляев А. Е., Болтовец Н. С., Брунков П. Н., Гудыменко А. И., Жмерик В. Н., Иванов С. В., Кладько В. П., Конакова Р. В., Сай П. О., Сафрюк Н. В., Шинкаренко В. В. 602

5а.5р МОДЕЛЬ ВЛИЯНИЯ ПОТОКА МЫШЬЯКА НА ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСТРОВКОВ ПРИ МОЛЕКУЛЯРНО-ЛУЧЕВОЙ ЭПИТАКСИИ GaAs НА ПОДЛОЖКЕ GaAs(001)
Солодовник М. С., Балакирев С. В., Михайлин И. А. 605

5а.6р ВЛИЯНИЕ ПОЛЕВОГО ЭЛЕКТРОДА НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ AlGaN/GaN HEMT С Г-ОБРАЗНЫМ ЗАТВОРОМ
Торхов Н. А., Божков В. Г., Литвин С. В., Халтурина И. Д., Сысуев В. Г., Арбузова Н. Н. 607

5а.7р ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРНЫХ ЭФФЕКТОВ НА КОНТАКТНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ
Торхов Н. А., Новиков В. А., Ивонин И. В. 609

5а.8р ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ Ni/GaN КОНТАКТОВ МЕТАЛЛ — ПОЛУПРОВОДНИК С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ МЕТОДАМИ АТОМНО-СИЛОВОЙ МИКРОСКОПИИ
Торхов Н. А., Божков В. Г., Новиков В. А., Ивонин И. В. 611

5а.9р НИЗКОЧАСТОТНЫЙ ШУМ В GaN HEMT
Вьюгинов В. Н., Добров В. А., Мещеряков А. В., Кудряшова Т. Ю., Усыченко В. Г., Синякин В. Ю., Макеев М. О., Маржановский И. Н., Мешков С. А. 613

5а.10р ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИМЕСИ В ПРИПОВЕРХНОСТНОМ СЛОЕ p-n-ПЕРЕХОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ
Семенов Э. В., Малаховский О. Ю., Скотников Н. В. 615

5а.11р МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОП ТРАНЗИСТОРОВ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ГОРЯЧИХ НОСИТЕЛЕЙ
Кузнецов Е. В., Сивченко А. С. 617

5а.12р ФОРМИРОВАНИЕ ФОТОРЕЗИСТИВНОЙ МАСКИ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ МИС С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ ЭЛЕМЕНТОВ В ПРОГРАММНОМ ПАКЕТЕ SILVACO TCAD
Лысенко И. А., Зыков Д. Д., Анищенко Е. В. 619

5а.13 ЭКРАНИРУЮЩИЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ ПОКРЫТИЯ НА ОСНОВЕ ПОЛИЭФИРНЫХ ПОРОШКОВЫХ КРАСОК И УГЛЕРОДНЫХ НАПОЛНИТЕЛЕЙ НА ТГц
Сусляев В. И., Панин С. В., Языков С. Ю., Дорожкин К. В. 621

5а.14 ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ СМЕСИ ГЕКСАФЕРРИТА И УГЛЕРОДНЫХ НАНОСТРУКТУР В ПОЛИМЕРНОЙ МАТРИЦЕ
Коровин Е. Ю., Павлова А. А., Пучков Е. С. 623

5a.15 ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ТОЛСТОСЛОЙНОГО АНОДНОГО AL_2O_3 С УЛУЧШЕННОЙ ТЕРМИЧЕСКОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ К ТРЕЩИНООБРАЗОВАНИЯМ И ИССЛЕДОВАНИЕ ВНУТРЕННИХ НАПРЯЖЕНИЙ В Al-Al_2O_3-СТРУКТУРАХ
Шиманович Д. Л. 625

5a.16p ВЛИЯНИЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК НА РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА ПЕНОСТЕКЛА
Казьмина О. В., Сусляев В. И., Дорожкин К. В., Кузнецов В. Л. 627

5a.17p МИКРОВОЛНОВЫЕ ЭКРАНИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИЦИОННЫХ РАДИОМАТЕРИАЛОВ, СОДЕРЖАЩИХ МАГНИТНЫЙ МИКРОПРОВОД
Кулешов Г. Е., Дорофеев И. О. 629

5a.18p ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА Li-Zn ФЕРРИТА, ПОЛУЧЕННОГО РАДИАЦИОННО-ТЕРМИЧЕСКИМ МЕТОДОМ
Малышев А. В., Власов В. А., Лысенко Е. Н., Ламонова С. А. 631

5a.19p ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ОТКЛИК ОТ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКА И ФЕРРИТА
Журавлёва Е. В., Кулешов Г. Е., Доценко О. А., Ульянова О. А. 633

5a.20p АТОМИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СОБСТВЕННЫХ И ПРИМЕСНЫХ ДЕФЕКТОВ СТРУКТУРЫ ОКСИДА ЦИНКА
Виноградова Н. С., Сосновский А. В. 635

5a.21p ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРНЫХ ЭФФЕКТОВ ТОНКИХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК НА ИХ СЛОЕВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ
Торхов Н. А. 637

5a.22p КОНСТРУИРОВАНИЕ МИКРОСБОРОК СВЧ-УСТРОЙСТВ
Менщиков Г. П. 639

5a.23p ОПЫТ УРФУ ПО КОНТАКТНОЙ ПАЙКЕ СВЧ-ПРИБОРОВ
Штенников В. Н. 641

СЕКЦИЯ 5b/1. НАНОТЕХНОЛОГИИ И НАНОМАТЕРИАЛЫ

5b.1 ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ГЕТЕРОНАНОСТРУКТУР A_3B_5 ДЛЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ С ПЕРЕДИСЛОКАЦИЕЙ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА В КВАНТОВЫХ ОБЛАСТЯХ
Коноплев Б. Г., Рындин Е. А., Солодовник М. С. 643

5b.2 ПУТИ СНИЖЕНИЯ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ХИМИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ
Горох Г. Г., Захлебаева А. И., Таратын И. А., Реутская О. Г., Хатько В. В. 645

5b.3 ИССЛЕДОВАНИЯ СТРУКТУРЫ И СОСТАВА МЕТАЛЛОКСИДНЫХ СТОЛБИКОВ НИОБИЯ
Горох Г. Г., Пливка А. Н., Лозовенко А. В. 649

5b.4 ИЗГОТОВЛЕНИЕ УФ-ДЕТЕКТОРА НА ОСНОВЕ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК ZnO МЕТОДОМ СПРЕЙ-ПИРОЛИЗА
Агеев О. А., Чон-Гул Юн, Замбург Е. Г., Варзарев Ю. Н., Сучков Д. О., Хахулин Д. А. 653

5b.5 ФОТОТОК И ФОТОКАТАЛИЗ В СТРУКТУРАХ С ТИТАНАТОМ СТРОНЦИЯ, СФОРМИРОВАННЫХ ЗОЛЬ-ГЕЛЬ МЕТОДОМ
Сохраби Анараки Х., Хорошко Л. С., Гапоненко Н. В., Завадский С. М., Голосов Д. А., Кулак А. И., Крутько Е. Н., Колосницын Б. С., Иванов В. А. 655

5b.6 НАНОПОРИСТЫЕ АЛЮМООКСИДНЫЕ СТРУКТУРЫ СО ВСТРОЕННОЙ В ОБЪЕМЕ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВОЙ МЕТАЛЛИЗАЦИЕЙ В КАЧЕСТВЕ ЕМКОСТНЫХ ВЛАГОСЕНСОРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
Шиманович Д. Л. 657

5b.7p НАНОСТУКТУРИРОВАННЫЕ ПОДЛОЖКИ НА ОСНОВЕ АНОДНЫХ ОКСИДОВ АЛЮМИНИЯ ДЛЯ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ
Уткина Е. А., Воробьева А. И. 659

5b.8p ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ ВРЕМЕНИ И ТЕМПЕРАТУРЫ НАГРЕВА НА ПАРАМЕТРЫ ФОРМИРОВАНИЯ И РОСТА УНТ
Рудык Н. Н., Ильин О. И., Федотов А. А., Климин В. С., Чередниченко Д. И. 661

5b.9p ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАКОНОМЕРНОСТЕЙ РОСТА УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК ПРОВЕДЕНИЕМ ТЕРМОДИНАМИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В СИСТЕМЕ Ni-Cr-Si
Климин В. С., Ильин О. И., Федотов А. А., Рудык Н. А., Семенов А. С., Сергиенко К. С. 663

5b.10p ИССЛЕДОВАНИЕ ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИОНИЗАЦИОННОГО СЕНСОРА ГАЗОВ НА ОСНОВЕ МАССИВА ВЕРТИКАЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК
Климин В. С., Сергиенко К. С. 665

5b.11p ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МОЩНОСТИ ПЛАЗМЫ НА ПАРАМЕТРЫ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ ХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ ИЗ ГАЗОВОЙ ФАЗЫ
Климин В. С., Сергиенко А. С. 667

5b.12p ВЛИЯНИЕ ИОННОЙ ИМПЛАНТАЦИИ Au- НА ПОКРЫТИЯ ALN-TIB_2($TISI_2$) ПОСЛЕ ОТЖИГА ПРИ 1300 °C
Демьяненко А. А., Смирнова Е. В., Такеда Й., Гончаров А. А. 669

5b.13p МОДЕЛЬ ВЛИЯНИЯ ПОТОКА МЫШЬЯКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАНТОВЫХ ТОЧЕК InAs/GaAs(001), ВЫРАЩЕННЫХ МЕТОДОМ МЛЭ
Солодовник М. С., Балакирев С. В., Михайлин И. А. 671

5b.14p ЗАВИСИМОСТЬ ФАЗОВОГО СОСТАВА И СУБСТРУКТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОКРЫТИЙ Nb-Al-N ОТ ПАРАМЕТРОВ ОСАЖДЕНИЯ
Иващенко В. И., Рогоз В. Н., Скрынский П. Л. 673

5b.15p ВЛИЯНИЕ ТЕРМИЧЕСКОГО ОТЖИГА И УСЛОВИЙ ОСАЖДЕНИЯ НА СТРУКТУРУ И МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА МНОГОСЛОЙНЫХ НИТРИДНЫХ ПОКРЫТИЙ НА ОСНОВЕ Ta
Кравченко Я. О., Гончаров А. А., Лисовенко М. А. 675

5b.16p СТРУКТУРА И ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА (Ti-Zr-Nb-Cr-Si)N ПОКРЫТИЙ, ПОЛУЧЕННЫХ ВАКУУМНО-ДУГОВЫМ ОСАЖДЕНИЕМ
Багдасарян А. А., Бережная О. В., Немченко У. С., Гончаров А. А., Якущенко И. В. 677

СЕКЦИЯ 5b/2. НАНОТЕХНОЛОГИИ И НАНОМАТЕРИАЛЫ

5b.17 РАЗВИТИЕ АДДИТИВНОИ ПРИНТЕРНОИ ТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОНИКЕ: ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ ТОНКИХ ПЛЕНОК ОРГАНИЧЕСКИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВ, МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРОВОДНИКОВ, ДИЭЛЕКТРИКОВ И ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ РЕСУРСЫ НА ИХ ОСНОВЕ
Туев В. И., Малютин Н. Д., Копылова Т. Н., Якиманский А. В., Лощилов А. Г., Артищев С. А., Здрок А. Е., Алланурoв А. М., Бомбизов А. А., Лазько М. А., Караульных С. П., Макаров И. М., Убайчин А. В., Малютина А. Н., Дегтяренко К. М., Гадиров Р. М., Тельминов Е. Н., Солодова Т. А., Никонов С. Ю., Никонова Е. Н. 679

5b.18 СМЕШАННО-ЗАМЕЩЕННЫЕ ФТАЛОЦИАНИНЫ КАК ПЕРСПЕКТИВНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ОРГАНИЧЕСКИХ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ
Усольцева Н. В., Смирнова А. И., Казак А. В., Галанин Н. Е., Шапошников Г. П. 683

5b.19 НОВЫЕ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ЖК-МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ НАНОТЕХНОЛОГИЙ НА ОСНОВЕ ЗВЕЗДООБРАЗНЫХ ДИСКОТИЧЕСКИХ МЕЗОГЕНОВ
Ковалёва М. И., Акопова О. Б., Усольцева Н. В., Смирнова А. И., Бумбина Н. В. 685

5b.20 НАДМОЛЕКУЛЯРНАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ ГОЛЬМИЕВОГО КОМПЛЕКСА СМЕШАННО-ЗАМЕЩЕННОГО ФТАЛОЦИАНИНА В ПЛАВАЮЩИХ СЛОЯХ ПО ДАННЫМ СИНХРОТРОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ
Казак А. В., Усольцева Н. В., Смирнова А. И., Якунин С. Н., Рогачев А. В., Дьякова Ю. А., Марченкова М. А., Терещенко Е. Ю. 687

5b.21 КРЕМНИЙУГЛЕРОДНЫЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ СОВРЕМЕННОЙ МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКИ
Мазинов А. С., Шевченко А. И., Воскресенский В. М., Гурченко В. С., Люманов А. Э., Куропаткин А. В. 689

5b.22 ИЗМЕНЕНИЕ МИКРОСТРУКТУРЫ И МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ НАНОСТРУКТУРНЫХ ПОКРЫТИЙ (TiZrHfVNbTa)N ПРИ ИМПЛАНТАЦИИ ИОНАМИ Au
Бондар О. В., Якущенко И. В., Такеда Й. 691

5b.23p МИКРОСТРУКТУРА И СТОЙКОСТЬ К ОБЛУЧЕНИЮ ИОНАМИ Au-МНОГОЭЛЕМЕНТНОГО НАНОСТРУКТУРНОГО ПОКРЫТИЯ (TiZrHfVNbTa)N
Максакова О. В., Якущенко И. В., Takeda Y. 693

5b.24p ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ ИОННОСТИМУЛИРОВАННОГО ИМПУЛЬСНОГО ЛАЗЕРНОГО ОСАЖДЕНИЯ НА ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК ZnO
Замбург Е. Г., Вакулов З. Е., Шумов А. В. 695

5b.25p ЗАРОЖДЕНИЕ И РОСТ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ФАЗ $CuGaTe_2$ И $CuInTe_2$ В СИЛИКАТНОЙ МАТРИЦЕ
Боднарь И. В., Соловей Н. П., Стрелюхин А. В. 697

5b.26p ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОСТРУКТУР
Черноброва Д. А., Доценко О. А., Кулешов Г. Е. 699

5b.27p МОДЕЛЬ КРОНИГА — ПЕННИ ДЛЯ ОПИСАНИЯ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ
Шевченко А. И., Мазинов А. С., Орленсон В. Б., Шадрин А. А., Потапов Р. А. 701

5b.28p ВЛИЯНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ОБРАБОТКИ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОНИЦАЕМОСТЬ КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ МНОГОСТЕННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК
Доценко О. А., Качусова А. О. 703

5b.29p НОВЫЙ 3D-ГРАФЕНОПОДОБНЫЙ МАТЕРИАЛ, ПЕРСПЕКТИВНЫЙ ДЛЯ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ
Глухова О. Е., Колесникова А. С., Слепченков М. М. 705

5b.30p ИССЛЕДОВАНИЕ Si/Ge p-i-n-СТРУКТУР С КВАНТОВЫМИ ТОЧКАМИ Ge МЕТОДАМИ СПЕКТРОСКОПИИ АДМИТТАНСА
Коротаев А. Г., Пищагин А. А., Коханенко А. П., Никифоров А. И. 707

5b.31p МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОРМИРОВАНИЯ УДЛИНЕННЫХ КВАНТОВЫХ ТОЧЕК Ge/Si С УЧЕТОМ ЭНЕРГИИ РЕБЕР
Коханенко А. П., Лозовой К. А., Войцеховский А. В. 709

СЕКЦИЯ 5b/3. НАНОЭЛЕКТРОНИКА

5b.32 МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ПРИБОРНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ГРАФЕНА
Абрамов И. И., Лабунов В. А., Коломейцева Н. В., Романова И. А. 711

5b.33 ФУНКЦИОНАЛЬНО ИНТЕГРИРОВАННЫЙ СВЧ-КОММУТАТОР С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ПЕРЕДИСЛОКАЦИЕЙ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ
Коноплев Б. Г., Рындин Е. А. 713

5b.34 КВАНТОВЫЙ ПРОВОД КАК АКТИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ СВЧ ГЕНЕРАТОРА
Обухов И. А. 715

5b.35 НЕОБРАТИМЫЕ ИЗМЕНЕНИЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК AlAs/GaAs РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДОВ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ТЕМПЕРАТУРНОГО ФАКТОРА
Макеев М. О., Иванов Ю. А., Мешков С. А., Синякин В. Ю., Иванов А. И., Зыбин А. А. 718

5b.36 НОВЫЙ МНОГОПРОЦЕССОРНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС KVAZAR ДЛЯ ПРОГНОСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ГРАФЕНОВЫХ НАНОТЕХНОЛОГИЙ
Глухова О. Е., Колесникова А. С., Слепченков М. М., Савостьянов Г. В. 720

5b.37 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ МЕМРИСТОРНЫХ СВОЙСТВ ОКСИДНЫХ НАНОРАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР ТИТАНА ОТ ИХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ
Авилов В. И., Агеев О. А., Смирнов В. А., Цуканова О. Г. 722

5b.38p АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЧНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МЕМРИСТОРНОГО СИНАПСА ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
Данилин С. Н., Щаников С. А., Пантелеев С. В. 724

5b.39p НОВЫЕ НАНОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА НА БАЗЕ ГРАФЕНО-ФУЛЛЕРЕНОВОГО КОМПЛЕКСА
Глухова О. Е., Колесникова А. С., Слепченков М. М., Шунаев В. В., Митрофанов В. В. 726

5b.40p МОДЕЛИРОВАНИЕ НАНОРАДИО НА ОСНОВЕ МАССИВОВ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В. 728

5b.41p МЕТОД ВИЗУАЛИЗАЦИИ НАНОСТРУКТУР В КЛЕТКАХ С6 НА ЛБ-ПОКРЫТИЯХ ПОРИСТОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ
Абрамов И. И., Грушевская Г. В., Егорова В. П., Крылова Н. Г., Липневич И. В., Ореховская Т. И., Шулицкий Б. Г. 730

5b.42p НАДЕЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МЕМРИСТОРОВ В СОСТАВЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
Макаров М. В., Щаников С. А. 733

5b.43p ВОЛЬТ-ФАРАДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ CdHgTe МДП-СТРУКТУР С ОДИНОЧНЫМИ КВАНТОВЫМИ ЯМАМИ НА ОСНОВЕ HgTe
Войцеховский А. В., Несмелов С. Н., Дзядух С. М. 735

5b.44p МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА РЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННОЙ УГЛЕРОДНОЙ НАНОТРУБКИ
Рубашкина М. В., Агеев О. А., Блинов Ю. Ф., Смирнов В. А. 737

5b.45p ИССЛЕДОВАНИЕ АДМИТТАНСА МДП-СТРУКТУР НА ОСНОВЕ CdHgTe, ВКЛЮЧАЮЩИХ ОДИНОЧНЫЕ КВАНТОВЫЕ ЯМЫ, В ДИАПАЗОНЕ ТЕМПЕРАТУР 8—200 К
Войцеховский А. В., Несмелов С. Н., Дзядух С. М., Горн Д. И. 739

5b.46p ДАТЧИК С АКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ НА ОСНОВЕ ПЛЕНКИ АНОДНОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ
Биран С. А., Короткевич Д. А., Короткевич А. В. 741

5b.47p ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА АНИЗОТИПНЫХ ГЕТЕРОПЕРЕХОДОВ n-TiN/p-$Hg_3In_2Te_6$
Солован М. Н., Брус В. В., Марьянчук П. Д. 743

СЕКЦИЯ 5b/4. НАНОТЕХНОЛОГИИ И НАНОЭЛЕКТРОНИКА

5b.48 О ГЕНЕРАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ ТОНКИМИ ПРОВОДЯЩИМИ КАНАЛАМИ
Бондаренко И. Н. 745

5b.49 ЛАВИННЫЕ СВЕТОДИОДЫ НА ОСНОВЕ НАНОСТРУКТУРИРОВАННОГО КРЕМНИЯ ДЛЯ МЕЖДУЧИПОВЫХ ОПТИЧЕСКИХ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ ЧЕРЕЗ МИКРОКАНАЛЬНУЮ ПЛАСТИНУ
Лазарук С. К., Лешок А. А., Долбик А. В., Лабунов В. А., Высотский В. Б., Шведов С. В. 747

5b.50 СИСТЕМЫ С НАКОПЛЕНИЕМ ЭНЕРГИИ НА ОСНОВЕ НАНОКОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ
Василов Р. Г., Кашин В. В., Колесов В. В., Решетилов А. Н. 750

5b.51 ТУННЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ ЧЕРЕЗ СИММЕТРИЧНЫЕ ТРЕХБАРЬЕРНЫЕ СТРУКТУРЫ В СИЛЬНОМ РЕЗОНАНСНОМ ВЫСОКОЧАСТОТНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ
Пашковский А. Б. 752

5b.52 ЭФФЕКТИВНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ С ПЛОСКИМ СЛОЕМ КОМПОЗИТА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ВОЛНОВОЙ ТОЛЩИНЫ
Малый С. В., Дежурко А. М., Малая А. С. 754

5b.53 ИССЛЕДОВАНИЕ ЕМКОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТА ХРАНЕНИЯ ФЛЭШ-ПАМЯТИ МЕТОДОМ КОНТАКТНОЙ СКАНИРУЮЩЕЙ ЕМКОСТНОЙ МИКРОСКОПИИ
Лукичев В. Ф., Шиколенко Ю. Л. 756

5b.54p ТРАНСФОРМАЦИЯ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ КРЕМНИВЫХ АНОДОВ В РЕЗУЛЬТАТЕ ПРОЦЕССОВ ЦИКЛИЧЕСКОГО ЛИТИРОВАНИЯ
Лешок А. А., Лазарук С. К., Сасинович Д. А., Высотский В. Б., Борисенко В. Е. 758

5b.55p ИЗУЧЕНИЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМОВ ТРАНСПОРТА ЗАРЯДА В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СВЕРХРЕШЕТКАХ, РАЗДЕЛЕННЫХ СИЛЬНОЛЕГИРОВАННЫМИ ОБЛАСТЯМИ
Максименко В. А., Макаров В. В., Москаленко О. И., Алексеев К. Н., Баланов А. Г. 760

5b.56p ВЛИЯНИЕ ПРОВОДИМОСТИ ЭМИТТЕРА НА УСТОЙЧИВОСТЬ НЕОДНОРОДНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СВЕРХРЕШЕТКЕ
Максименко В. А., Макаров В. В., Храмов А. Е., Короновский А. А., Алексеев К. Н., Баланов А. Г. 762

5b.57p ДЕГРАДАЦИИ ТОНКОПЛЁНОЧНЫХ СЛОЁВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ
Бахов В. А., Мазинов А. С., Карпенко Н. И. 764

5b.58p НАНОПОРИСТЫЕ ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ Al_2O_3-$Sr_2FeMoO_{6-\delta}$-Al_2O_3 : ПОЛУЧЕНИЕ И СВОЙСТВА
Каланда Н. А., Горох Г. Г., Ярмолич М. В., Лозовенко А. В., Петров А. В. 766

5b.59p НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЕ МАГНИТНОЕ УПОРЯДОЧЕНИЕ В НАНОРАЗМЕРНОМ $Sr_2FeMoO_{6-\delta}$
Ярмолич М. В., Каланда Н. А., Петров А. В. 769

5b.60p УМЕНЬШЕНИЕ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СПИН-ТРАНСФЕРНОГО НАНООСЦИЛЛЯТОРА В СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ
Митрофанов А. А., Сафин А. Р., Удалов Н. Н. 771

5b.61p МОДЕЛИРОВАНИЕ ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ НАНОРАЗМЕРНЫХ ПЛЕНОК ZnO
Агеев О. А., Замбург Е. Г., Шипулин И. А., Шумов А. В. 773

5b.62p СВЧ C^3HFET ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА AlGaN/GaN ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ И КОНТАКТАМИ С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ
Адонин А. С., Евграфов А. Ю., Миннебаев В. М., Перевезенцев А. В., Черных А. В., Мяконьких А. В., Рогожин А. Е., Руденко К. В. 1244

СЕКЦИЯ 6. СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХБОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ И ЭФФЕКТЫ

6.1 МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОГО СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО МЦАР С МОДИФИЦИРОВАННЫМ БРЭГГОВСКИМ РЕЗОНАТОРОМ
Гинзбург Н. С., Заславский В. Ю., Песков Н. Ю., Сергеев А. С. 775

6.2 ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ РЕЛЯТИВИСТСКИХ МАГНЕТРОНОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В НЕТРАДИЦИОННЫХ РЕЖИМАХ
Воловенко М. В., Гадецкий Н. П., Лебеденко А. Н., Магда И. И., Штанько А. А. 777

6.3 ОБРАЗОВАНИЕ ВИХРЕВЫХ СТРУКТУР В РЕЛЯТИВИСТСКОМ ЭЛЕКТРОННОМ ПОТОКЕ СО СВЕРХКРИТИЧЕСКИМ ТОКОМ
Бадарин А. А., Куркин С. А., Храмов А. Е. 779

6.4 РАЗРАБОТКА КОМПОНЕНТОВ РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОКЛИСТРОНА 3-мм ДИАПАЗОНА
Зайцев Н. И., Абубакиров Э. Б., Гузнов Ю. М., Денисов Г. Г., Завольский Н. А., Запевалов В. Е., Запевалов С. А., Планкин О. П., Розенталь Р. М., Седов А. С., Семенов Е. С., Чирков А. В., Шевченко А. С. 781

6.5 ВЫСОКОМОЩНЫЙ СВЧ УСИЛИТЕЛЬ НА РЕЛЯТИВИСТСКОМ ЭЛЕКТРОННОМ ПОТОКЕ СО СВЕРХКРИТИЧЕСКИМ ТОКОМ
Куркин С. А., Фролов Н. С., Рак А. О., Короновский А. А., Кураев А. А., Храмов А. Е. 783

6.6 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КВАЗИ-МОНОХРОМАТИЧЕСКИХ ОСЦИЛЛЯЦИЙ В КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ С ФЕРРИТОМ
Карелин С. Ю., Красовицкий В. Б., Магда И. И., Мухин В. С., Синицын В. Г. 785

6.7 ВЛИЯНИЕ АЗИМУТАЛЬНОЙ НЕСИММЕТРИИ ЭЛЕКТРОННО-ВОЛНОВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ГИРОТРОНОВ СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Глявин М. Ю., Завольский Н. А., Запевалов В. Е., Заславский В. Ю., Лещева К. А., Розенталь Р. М., Седов А. С. 787

6.8 СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ГИРОТРОНА СЛАБОЙ ОТРАЖЕННОЙ ВОЛНОЙ
Глявин М. Ю., Денисов Г. Г., Мельникова М. М., Новожилова Ю. В., Рыскин Н. М. 789

6.9р НАКОПИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ОБЪЕМНЫХ РЕЗОНАТОРОВ
Бондаренко И. Н., Горбенко Е. А. 791

6.10р ИССЛЕДОВАНИЕ СЖАТОГО СОСТОЯНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА В СОСТАВНОЙ ТРУБЕ ДРЕЙФА С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ЗАРЯДА И ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛАЗМЕННОЙ ЧАСТОТЫ
Петрик А. Г., Куркин С. А. 793

6.11р ИЗУЧЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОДВИЖЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА НА ВИРТУАЛЬНОМ КАТОДЕ В МИЛЛИМЕТРОВЫЙ ДИАПАЗОН ДЛИН ВОЛН
Фролов Н. С. 795

6.12р МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕАДИАБАТИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ В МАГНЕТРОННО-ИНЖЕКТОРНОЙ ПУШКЕ МОЩНЫХ ГИРОТРОНОВ
Нечаев В. Е., Планкин О. П., Семенов Е. С. 797

6.13р МОДУЛЯЦИЯ И ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В суб-ТГц ДИАПАЗОНЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЫСШИХ ГАРМОНИК СИГНАЛА ГЕНЕРАТОРА НЕСУЩЕЙ
Селезнев Е. П., Пономаренко В. И., Макаров В. В., Максименко В. А., Баланов А. Г. 799

6.14р КУБИЧЕСКИ-НЕЛИНЕЙНАЯ ТЕОРИЯ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПЛАЗМЕННО-ПУЧКОВОГО ЛСЭ ДОПЛЕРТРОННОГО ТИПА С НЕОСЕВЫМ ВЛЕТОМ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА
Лысенко А. В., Алексеенко Г. А. 801

СЕКЦИЯ 6а/1: РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭКБ

6а.1 РАДИАЦИОННЫЕ ЭФФЕКТЫ В МОП/КНИ ТРАНЗИСТОРАХ
Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Сорока С. А., Шведов С. В., Холод О. Н. 803

6а.2 ЭФФЕКТ НИЗКОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ В КРЕМНИЙ-ГЕРМАНИЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
Першенков В. С., Бакеренков А. С., Беляков В. В., Шуренков В. В., Родин А. С., Фелицын В. А. 806

6а.3 ПОКАЗАТЕЛИ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ДЕЛИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА
Елесин В. В., Сотсков Д. И., Чуков Г. В., Амбуркин К. М., Усачев Н. А. 808

6а.4 ПОКАЗАТЕЛИ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ СВЧ-ДИАПАЗОНА, УПРАВЛЯЕМЫХ НАПРЯЖЕНИЕМ
Сотсков Д. И., Амбуркин Д. М., Кузнецов А. Г., Чуков Г. В., Калашников О. А., Бойченко Д. В. 810

6а.5р ЛАЗЕРНАЯ ИМИТАЦИОННАЯ УСТАНОВКА С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ ДЛИНОЙ ВОЛНЫ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТОВ МОЩНОСТИ ДОЗЫ В ПРИБОРАХ ТВЕРДОТЕЛЬНОЙ СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ
Громов Д. В., Егоров А. Н., Маврицкий О. Б., Чуков Г. В., Амбуркин К. М. 812

6а.6р ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИС СВЧ ГУН, УСТОЙЧИВЫХ К ИМПУЛЬСНЫМ ИОНИЗИРУЮЩИМ ВОЗДЕЙСТВИЯМ
Елесин В. В., Назарова Г. Н., Никифоров А. Ю., Амбуркин Д. М., Кузнецов А. Г. 814

6а.7р ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОНОЛИТНЫХ КМОП СВЧ-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ С ПОВЫШЕННЫМ УРОВНЕМ ЛИНЕЙНОСТИ, УСТОЙЧИВЫХ К ДОЗОВОМУ ВОЗДЕЙСТВИЮ
Усачев Н. А., Елесин В. В., Назарова Г. Н., Чуков Г. В. 816

6а.8р ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДОЗОВОЙ СТОЙКОСТИ SiC МОПТ
Борисов А. Я., Метревели А. А., Кессаринский Л. Н. 818

6а.9р ЭФФЕКТЫ ОТКАЗОВ В КВАРЦЕВЫХ И МЭМС-ОСЦИЛЛЯТОРАХ ДЛЯ СВЧ-МОДУЛЕЙ ОТ ТЯЖЕЛЫХ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ
Борисов А. Я., Тарараксин А. С., Демидова А. В., Кессаринский Л. Н. 820

6а.10р ВЛИЯНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ НА РАДИАЦИОННУЮ СТОЙКОСТЬ БЛОКОВ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ В СВЧ-МОДУЛЯХ КОСМИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ
Боруздина А. Б., Петров А. Г., Уланова А. В., Яненко А. В., Чумаков А. И. 822

6а.11р ИЗМЕНЕНИЕ ВАТТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЕТОДИОДОВ НА ОСНОВЕ AlGaInP ПРИ ОБЛУЧЕНИИ БЫСТРЫМИ НЕЙТРОНАМИ
Градобоев А. В., Орлова К. Н. 824

6а.12р ИССЛЕДОВАНИЕ СТОЙКОСТИ СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ С МАЛЫМИ ПОТЕРЯМИ К ВОЗДЕЙСТВИЮ РАДИАЦИИ
Громов Д. В., Полевич С. А., Шифман Р. Г., Шутов К. К. 826

6а.13р ФУНКЦИОНАЛЬНО-ЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ ЦИФРОВЫХ СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ
Барбашов В. М., Трушкин Н. С., Подлепецкий Б. И. 828

6а.14р КАРБИД-КРЕМНИЕВЫЕ pin-ДИОДЫ ДЛЯ ЗАЩИТНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ КОСМИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Вьюгинов В. Н., Волков В. В., Добров В. А., Кузьмичёв Ю. С., Макушина В. С., Петров В. А., Гудков А. Г., Маржановский И. Н. 830

СЕКЦИЯ 6а/2: ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭКБ

6а.15 ФИЗИЧЕСКИЕ ЭФФЕКТЫ В ИМС ПРИ ВОЗДЕИСТВИИ ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Шуренков В. В., Громов Д. В., Першенков В. С. 832

6а.16 ОСОБЕННОСТИ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ИЗДЕЛИЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ
Скоробогатов П. К., Герасимчук О. А. 834

6а.17р ЭФФЕКТЫ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОЩНОГО СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ НА SiGe БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ
Громов Д. В., Корнев А. Н., Сырбу И. А. 836

6а.18р СПОСОБ И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ В МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЕ
Старостенко В. В., Таран Е. П., Полетаев Д. А., Арсеничев С. П. 838

6а.19р ОСОБЕННОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ ИЗ АПЕРТУРЫ РЕЗОНАТОРНОГО ЗОНДА
Старостенко В. В., Полетаев Д. А., Шадрин А. А. 840

6а.20р ВЛИЯНИЕ ТЕРМООБРАБОТКИ СТРУКТУР ПОРИСТЫЙ АНОДНЫЙ ОКСИД АЛЮМИНИЯ — АЛЮМИНИЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭКРАНИРОВАНИЯ В РАДИОЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ
Врублевский И. А., Чернякова К. В., Горбачев Д. В., Аль-Дилами Ахмед Али Абдуллах 842

6а.21р ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ЭНЕРГИЮ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В НАНОМЕТРОВЫХ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНКАХ
Арсеничев С. П., Григорьев Е. В., Зуев С. А., Марущак Б. А., Старостенко В. В., Таран Е. П. 844

СЕКЦИЯ 7/1. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ И СИГНАЛОВ

7.1 АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА НИЗКОИНТЕНСИВНЫХ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ
Скрипник Ю. А., Гимпилевич Ю. Б., Яненко А. Ф., Шевченко К. Л., Куценко В. П. 846

7.2 АНАЛИЗ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ ПОГРЕШНОСТИ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ ПОСЛЕ КАЛИБРОВКИ MULTILINE TRL
Савин А. А. 849

7.3 КАЛИБРОВКА ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОПТИЧЕСКИХ КОМПОНЕНТОВ
Фролов Д. Р., Левченко А. С., Полугодкин Р. С., Коротков К. С. 851

7.4 РАБОТА СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СВЧ РАДИОСИГНАЛОВ В ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ
Захарченко В. Д., Рыжков В. Ю. 853

7.5 ОЦЕНКА РАССТОЯНИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ НИЗКООМНЫХ ПОВРЕЖДЕНИЙ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С ПОМОЩЬЮ ТЕРМО-НЕЛИНЕЙНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ
Артищев С. А., Лощилов А. Г., Семенов Э. В., Малютин Н. Д. 855

7.6 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КВАДРАТУРНОЙ ОБРАБОТКИ
Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., Овчаров П. П. 857

7.7р РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ЛАБОРАТОРНЫХ ПРАКТИКУМОВ
Губский Д. С., Земляков В. В., Мамай И. В., Синявский Г. П. 860

7.8р ДВУХЩЕЛЕВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ
Афонин И. Л., Бугаёв П. А. 862

7.9р СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ИСКЛЮЧЕНИЯ ВЛИЯНИЯ ОСНАСТКИ ПРИ ТЕСТИРОВАНИИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ
Савин А. А., Губа В. Г., Синогин М. В., Морозов О. Ю., Быкова О. Н. 864

7.10р ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ КОРРЕКЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ ПРИ РАБОТЕ НА ПЛАСТИНЕ В ДИАПАЗОНЕ ДО 110 ГГц
Савин А. А., Губа В. Г. 866

7.11р АСПЕКТЫ ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ
Убайчин А. В., Филатов А. В., Алексеев Е. В., Жук Г. Г. 868

7.12р ИЗМЕРЕНИЕ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ МЕТОДОМ КРЕСТООБРАЗНОЙ ЛИНЗЫ
Карлов В. А. 870

7.13р ИЗМЕРЕНИЕ ЗАПАСА УСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЧАСТОТНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ СВЧ-ЭЛЕМЕНТОВ
Лищинская Л. Б. 872

7.14р ИЗМЕРИТЕЛЬ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ МОДУЛЯЦИОННОГО МЕТОДА
Трушкин А. Н., Кравченко И. В., Попов А. А., Лукьянчук А. И. 874

7.15р ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ ВО ВХОДНЫХ АЦП ПРИЕМНИКОВ КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА
Лучинин А. С., Трухин М. П. 876

7.16р ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ КОРОТКИХ РЕАЛИЗАЦИЙ ЛЧМ СИГНАЛОВ
Калмыков Ал. А., Ронкин М. В. 878

СЕКЦИЯ 7/2. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

7.17 ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ СЕНСОРОВ НА БАЗЕ L-НЕГАТРОНОВ
Филинюк Н. А., Лищинская Л. Б. 880

7.18 ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛА БРЮСТЕРА ДЛЯ ГЛИЦЕРИНА В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ
Шеин А. Г., Пенской А. С., Пустовалов А. П. 882

7.19 МНОГОЧАСТОТНАЯ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНАЯ КОЛЕБАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА С ЦИФРОВОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ТЕМПЕРАТУРНОЙ И ВИБРАЦИОННОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ
Пидченко С. К., Хоптинский Р. П. 884

7.20 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ОБРАЗЦОВ СФЕРИЧЕСКИХ АЭРОГЕЛЕЙ РЕЗОНАТОРНЫМ МЕТОДОМ
Дорофеев И. О., Смирнова Т. Е., Сусляев В. И. 886

7.21 МОДЕЛЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ МНОГОФАЗНОЙ ЖИДКОСТИ
Лощилов А. Г., Тренкаль Е. И. 888

7.22 ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ОТКЛИКА ЛЕСНОИ РАСТИТЕЛЬНОСТИ В КОАКСИАЛЬНОЙ ЯЧЕЙКЕ НА СВЧ
Кочеткова Т. Д., Щеглова А. С. 890

7.23р ПРИМЕНЕНИЕ НЕРЕГУЛЯРНОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЗОНАТОРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СВОЙСТВ МУЛЬТИФЕРРОИКОВ НА СВЧ
Журавлев В. А., Найден Е. П., Лиленко Е. П. 892

7.24р ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОЙ АНИЗОТРОПИИ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ С ФЕРРИТОВЫМИ ВКЛЮЧЕНИЯМИ МЕТОДОМ ФМР В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ
Журавлев В. А., Журавлев А. В., Уфимцев М. Р. 894

7.25р ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗЛИЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ ПОДЛОЖЕК И АДДИТИВНЫХ МАРКЕРОВ КАК ЭЛЕМЕНТОВ ФАЗОХРОНОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
Калмыков Ал. А., Поляков С. О. 896

7.26р КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ
Захарченко В. Д. 898

7.27р ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАТОРА НА КВАЗИ-ПАВ
Горевой А. В., Лирник А. В. 900

СЕКЦИЯ 7/3. АНТЕННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

7.28 ИСКАЖЕНИЯ СИНТЕЗИРОВАННОИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННО-ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА
Панычев А. И., Максимов А. В., Ваганова А. А. 902

7.29 УСЛОВИЯ ВОЗНИКНОВЕНИЯ АНОМАЛЬНО БОЛЬШИХ ОШИБОК ПЕЛЕНГОВАНИЯ СКАНИРУЮЩЕГО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЁТКОЙ ИЗ СЛАБОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН
Аникин А. С., Денисов В. П. 904

7.30 УСТАНОВКА ДЛЯ БЕЗФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ
Лемберг К. В., Иванов А. С., Саломатов Ю. П. 906

7.31 КАЛИБРОВКА КОРРЕЛЯЦИОННО-ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ
Калёнов Р. С., Коган Б. Л. 908

7.32 ЮСТИРОВКА ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА ПО РЕПЕРУ НА НАЗЕМНОЙ ТРАССЕ
Колядин Н. А., Кутиков М. В., Денисов В. П. 910

7.33 ВОЛНОВАЯ ДИАГНОСТИКА АНТЕНН НА ОСНОВЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО СКАНИРОВАНИЯ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ
Кирпанев А. В., Назаров В. С. 912

7.34р ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ УГЛА КРЕНА ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА В УГЛОМЕРНЫХ РАДИОМАЯЧНЫХ СИСТЕМАХ
Гулько В. Л., Мещеряков А. А. 914

7.35р СПЕЦИАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ ПРИ НАЛИЧИИ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ
Савин А. А. 916

СЕКЦИЯ 7/4. ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ И ДРУГИЕ ПРИЛОЖЕНИЯ

7.36 СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ОБЩЕГРУППОВОГО ПАРАМЕТРА ПОТОКА СИГНАЛОВ
Доросинский Л. Г. 918

7.37 ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СИГНАЛА РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ УЗКОПОЛОСНОГО ЧМ СВЧ ДАТЧИКА
Хаблов Д. В. 920

7.38 БЫСТРЫЕ КЛАССИЧЕСКИЕ И СУПЕРБЫСТРЫЕ КВАНТОВЫЕ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. Часть 1. Многопараметрические и дробные преобразования Уолша
Лабунец В. Г., Мартюгин С. А. 922

7.39 БЫСТРЫЕ КЛАССИЧЕСКИЕ И СУПЕРБЫСТРЫЕ КВАНТОВЫЕ МУЛЬТИПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. Часть 2. Многопараметрические и дробные преобразования Хаара
Лабунец В. Г., Мартюгин С. А. 924

7.40 БЫСТРЫЕ КЛАССИЧЕСКИЕ И СУПЕРБЫСТРЫЕ КВАНТОВЫЕ МУЛЬТИПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. Часть 3. Квантовые цепи для супербыстрых преобразований
Лабунец В. Г., Мартюгин С. А. 926

7.41 БЫСТРЫЕ КЛАССИЧЕСКИЕ И СУПЕРБЫСТРЫЕ КВАНТОВЫЕ МУЛЬТИПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. Часть 4. Супербыстрые квантовые многопараметрические и дробное преобразования Уолша
Лабунец В. Г., Мартюгин С. А. 928

7.42р ИССЛЕДОВАНИЕ АКФ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ С ИМПУЛЬСАМИ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ФОРМЫ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ ШИРИНЫ СПЕКТРА
Малыгин И. В., Комиссарова А. В. 930

7.43р УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ ГЕНЕРАТОР РАДИОПОМЕХ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КАНАЛОВ
Крекотень Л. М., Трухин М. П. 932

7.44р КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ПАРАМЕТРОВ УЗКОПОЛОСНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ
Тимошенкова Ю. С., Дядьков Н. А., Важенин В. Г. 934

7.45р СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СВОЙСТВ ОСТАТОЧНЫХ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ, ПОЛУЧАЕМЫХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА SSA-«ГУСЕНИЦА» И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХУАНГА — ГИЛЬБЕРТА (НА ПРИМЕРЕ ЧИСЕЛ ВОЛЬФА)
Поршнев С. В., Сафиуллин Н. Т., Рабайа Ф. 936

7.46р СИСТЕМА ГЛОНАСС: СИНХРОНИЗАЦИЯ ВРЕМЕНИ
Вольвач А. Е., Курбасова Г. С. 938

7.47р АППАРАТУРНЫЙ АНАЛИЗ РАДИОПОМЕХ ПО ВЫБРОСАМ
Блохин А. В. 940

СЕКЦИЯ 8/1. КОНТРОЛЬ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССАХ

8.1 РАДИОЧАСТОТНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ ПРИ ИХ ХРАНЕНИИ И ТРАНСПОРТИРОВАНИИ
Совлуков А. С., Терешин В. И. 942

8.2 ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ТЕПЛОВОЙ ОБРАБОТКИ БЕТОНА
Нефёдов В. Н., Мамонтов А. В. 944

8.3 ДВУХПАРАМЕТРОВЫЙ РЕЗОНАТОРНЫЙ КОНТРОЛЬ ЛИТОГО ОСТЕКЛОВАННОГО МИКРОПРОВОДА
Дорофеев И. О., Дунаевский Г. Е., Шпильной В. Ю. 946

8.4 РАЗРАБОТКА И ПРИМЕНЕНИЕ КОНВЕЙЕРНОЙ СВЧ СУШИЛЬНОЙ УСТАНОВКИ В ПИЩЕВОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
Королев А. А., Пенто В. Б., Прокопенко А. В., Явчуновский В. Я. 948

8.5 МЕТОДЫ СПЕКТРОСКОПИИ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ВЕЩЕСТВ
Вакс В. Л., Анфертьев В. А., Балакирев В. Ю., Домрачева Е. Г., Приползин С. И., Ревин Л. С., Черняева М. Б., Яблоков А. А. 950

8.6 ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НЕФТЕПРОДУКТОВ АВИАЦИОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ В ОБЛАСТИ КРАЙНЕВЫСОКИХ ЧАСТОТ
Дунаевский Г. Е., Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Выговский В. Ю. 952

8.7р РЕГЕНЕРАЦИЯ САЖЕВЫХ ФИЛЬТРОВ ДИЗЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Нефедов В. Н., Мамонтов А. В. 954

8.8р РЕЗОНАТОРНАЯ РАБОЧАЯ КАМЕРА ГАЗОРАЗРЯДНОГО ИОННОГО ИСТОЧНИКА
Прокопенко А. В., Шатохин В. Л. 956

8.9р ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СПЕКТРОВ ВОДНЫХ РАСТВОРОВ $NaCl$-H_2O В СВЧ ДИАПАЗОНЕ
Петровнин К. В., Латыпов Р. Р., Шерстюков О. Н., Скворцов И. В. 958

8.10р РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СВЧ УСТАНОВКИ ДЛЯ ОБРАБОТКИ МИНЕРАЛЬНОГО СЫРЬЯ
Бриенков А. С., Морозов А. О., Морозов О. А., Прокопенко А. В., Требух В. П. 960

8.11р ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОВОЛНОВОГО НАГРЕВА БЕТОНОВ ПЕРЕД ЗАЛИВКОЙ В ФОРМЫ
Морозов А. О., Морозов О. А., Калимуллин Д. З., Прокопенко А. В., Требух В. П. 962

8.12р ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЖИДКОСТЕЙ В ПРИСУТСТВИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ
Павлова А. А., Доценко О. А., Сусляев В. И. 964

8.13р ИТЕРАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ИЗЛУЧЕНИЯ В НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ
Мантуров А. О., Данилова Т. В. 966

8.14р ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ЗВУКА НА ОСНОВЕ СИНХРОННОИ ДВУМЕРНОЙ МИКРОФОННОЙ РЕШЁТКИ МИКРОФОНОВ
Суханов Д. Я., Ерзакова Н. Н. 968

8.15р ПРИМЕНЕНИЕ ТЕРАГЕРЦЕВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИ ПРОИЗВЕДЕНИЙ ИСКУССТВА И ТКАНЕЙ
Ерёмка Д. В. 970

СЕКЦИЯ 8/2. СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ В ЗАДАЧАХ МОНИТОРИНГА ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

8.16 АВТОДИННЫИ ДАТЧИК ДЛЯ КОНТРОЛЯ ВНУТРЕННИХ РАЗМЕРОВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ
Носков В. Я. 973

8.17 ПАРАМЕТРЫ СТАЦИОНАРНОГО РЕЖИМА АВТОДИННОГО ГЕНЕРАТОРА
Игнатков К. А., Чупахин А. П. 975

8.18 БЫСТРОДЕЙСТВИЕ АВТОДИННОГО ПРИЁМО-ОТВЕТЧИКА МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС В РЕЖИМЕ ЗАХВАТА
Иванов В. Э., Кудинов С. И. 977

8.19 ОСОБЕННОСТИ МИКРО-ДОПЛЕРОВСКОЙ СТРУКТУРЫ ЭХО-СИГНАЛОВ ПОДВИЖНЫХ ПРОПЕЛЛЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ
Беляев Г. Г., Лерер А. М., Шевченко В. Н. 981

8.20 ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ ОДНОПОЗИЦИОННОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ
Бирюкова В. К. А., Денисов В. П. 983

8.21 АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНОЙ CAN-ШИНЫ
Широков И. Б., Аблякимов И. С. 985

8.22р БЛОКИ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СЕМЕЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ УРОВНЕМЕРОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Атаянц Б. А., Болонин В. А., Давыдочкин В. М., Езерский В. В., Кагаленко Б. В., Пронин В. А. 987

8.23р ПОГРЕШНОСТЬ АВТОДИННЫХ ДАТЧИКОВ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ВИБРАЦИЙ, РАЗМЕРОВ И МАЛЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ
Носков В. Я. 989

8.24р ЗАВИСИМОСТЬ АВТОДИННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТ РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА
Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М., Чупахин А. П. 992

8.25р ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА НА КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ АВТОДИННОГО ОТКЛИКА
Игнатков К. А., Чупахин А. П. 995

8.26р ЗАВИСИМОСТЬ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК АВТОДИНОВ ОТ РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА
Игнатков К. А., Смольский С. М., Чупахин А. П. 997

8.27р ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОДИННОГО ПРИЁМО-ОТВЕТЧИКА МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС В РЕЖИМЕ БИЕНИЙ
Иванов В. Э., Кудинов С. И. 1001

8.28р АНТЕННЫЙ ПОСТ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ
Букрин И. В., Гусев А. В., Иванов В. Э., Менщиков Г. П., Плохих О. В. 1005

8.29р ПАРАМЕТРЫ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ АВТОДИННОГО ПРИЁМО-ОТВЕТЧИКА МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС В РЕЖИМЕ БИЕНИЙ
Гусев А. В., Малыгин И. В. 1007

8.30р ОЦЕНКА ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛУ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ «ПОЛЮС»
Сибилев А. А., Гусев А. В., Шегал А. А. 1009

8.31р АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ РАБОТЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ГОМОДИННОЙ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ И НАБЕГА ФАЗЫ МИКРОВОЛНОВОГО СИГНАЛА
Широков И. Б., Сердюк И. В., Редькина Е. А. 1011

СЕКЦИЯ 8/3. РАДИОФОТОНИКА

8.32 РАДИОФОТОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В АФАР
Боев С. Ф., Валуев В. В., Кулагин В. В., Щербаков В. В., Черепенин В. А. 1013

8.33 НОВЫЕ АКТИВНЫЕ ВОЛОКОННЫЕ СВЕТОВОДЫ ДЛЯ ЛАЗЕРОВ С УЛЬТРАКОРОТКИМ РЕЗОНАТОРОМ
Бутов О. В., Рыбалтовский А. А., Голант К. М., Савельев Е. А., Чаморовский Ю. К. 1015

8.34 О НОВЫХ СВОЙСТВАХ КВАЗИЧАСТИЦЫ РАДИОСИСТЕМ
Потапов А. А., Рассадин А. Э. 1017

8.35 УСИЛЕНИЕ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА С ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ ПО ОПТИЧЕСКОМУ ВОЛОКНУ
Махорин Д. А., Задорин А. С., Альбрехт Р. С., Исатаев А. Н. 1019

8.36 МНОГОСЕРДЦЕВИННЫЙ СВЕТОВОД С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ ДЛЯ РАДИОФОТОНИКИ
Егорова О. Н., Семенов С. Л., Астапович М. С., Салганский М. Ю., Дианов Е. М. 1021

8.37 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОФОТОННОГО ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ СВЧ ДИАПАЗОНА
Белкин М. Е., Клюшник Д. А. 1023

8.38р МЛЭ ГЕТЕРОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ InAlAs ДЛЯ ПРИБОРОВ РАДИОФОТОНИКИ
Дмитриев Д. В., Гилинский А. М., Чистохин И. Б., Торопов А. И., Журавлёв К. С. 1025

8.39р СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНАЛЬНО ИНТЕГРИРОВАННОГО ЛАЗЕРА-МОДУЛЯТОРА ДЛЯ СВЧ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ
Коноплев Б. Г., Рындин Е. А., Денисенко М. А., Исаева А. С. 1027

8.40р ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРНОГО ДИОДА С ПОЛОСОЙ ПРЯМОЙ МОДУЛЯЦИИ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ
Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н. 1029

8.41р ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА МАХА — ЦАНДЕРА В ОПТИЧЕСКОЙ ДИОГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Головин В. В., Тыщук Ю. Н. 1031

8.42р МОДУЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАТЧИКОВ АНАЛОГОВЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОФОТОННЫХ ЛИНИЙ
Иванов С. И., Лавров А. П., Саенко И. И. 1033

8.43р ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ ДИАПАЗОНА
Лукина А. А., Толендиев Г. К., Горевой А. В. 1035

8.44р ВЛИЯНИЕ КИРАЛЬНОСТИ СРЕДЫ НА СОБСТВЕННЫЕ ВОЛНЫ ПЛАНАРНОГО КИРАЛЬНОГО ВОЛНОВОДА
Моисеева Н. М., Моисеев А. В. 1037

8.45р МОДУЛЯЦИЯ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В МАГНИТОПЛАЗМОННЫХ СТРУКТУРАХ С ПОМОЩЬЮ МАГНИТНОГО И ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЕЙ
Хохлов Н. Е., Кузьмичев А. Н., Николаева Е. П., Косых Т. Б., Николаев А. В., Пятаков А. П., Белотелов В. И. 1039

8.46р СУБМИКРОСЕКУНДНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ СВЧ МОДУЛЯТОР, УПРАВЛЯЕМЫЙ ИНФРАКРАСНЫМ ЛАЗЕРОМ НА 258 ГГц
Кулыгин М. Л., Денисов Г. Г., Власова К. В., Салахетдинов Ш. Х., Андреев Н. Ф., Новиков Е. А., Шубин С. В., Соболев Д. И., Фокин А. П., Цветков А. И. 1041

8.47р НАПРАВЛЯЕМЫЕ МОДЫ В МАССИВАХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ НИЖЕ ЧАСТОТЫ ОТСЕЧКИ
Бабиченко В. С., Гозман М. И., Гусейнов А. И., Павлов А. И., Полищук Ю. И., Полищук И. Я., Ставцев А. Ю., Хабарова Т. В., Цывкунова Е. А. 1043

СЕКЦИЯ 8а/1. МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

8а.1 НАНОЧАСТИЦЫ МЕТАЛЛОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ФИЗИОЛОГИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ЖИВЫХ КЛЕТОК (МЕТОД OBNG)
Складнев Д. А., Сорокин В. В., Карлов С. П., Пшеничникова А. Б., Анисимкин В. И., Кузнецова И. Е. 1045

8а.2 МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТАНОВИВШЕГОСЯ И ПЕРЕХОДНОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО ПРОЦЕССА В БИОЛОГИЧЕСКОМ ТЕЛЕ
Курушин А. А. 1047

8а.3 ВОССТАНОВЛЕНИЕ ГЛУБИННОЙ СТРУКТУРЫ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ КОЖИ ПО ДАННЫМ РЕЗОНАНСНОГО БЛИЖНЕПОЛЬНОГО СВЧ-ЗОНДИРОВАНИЯ
Гайкович К. П., Смирнов А. И., Сумин М. И., Янин Д. В. 1049

8а.4 ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ПОЛЯ В МЕМБРАНЕ
Шеин А. Г., Степаненко Д. И. 1051

8а.5 ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МУЛЬТИФРАКТАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ОЦЕНКИ СИГНАЛОВ СОБСТВЕННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ГОЛОВНОГО МОЗГА
Кубланов В. С., Борисов В. И., Долганов А. Ю. 1053

8а.6 ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТКАНЕЙ ГОЛОВНОГО МОЗГА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СОТОВОГО ТЕЛЕФОНА
Петрик Н. В., Панченко Б. А., Кубланов В. С. 1055

8а.7 ВЛИЯНИЕ ГАММА-ИЗЛУЧЕНИЯ, МИКРОВОЛН И МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА КЛЕТКИ БУККАЛЬНОГО ЭПИТЕЛИЯ ЧЕЛОВЕКА
Кузнецов К. А., Мирошник Д. Б., Николов О. Т., Шкорбатов Ю. Г. 1057

8а.8р КОМПЛЕКСНАЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ОБОРУДОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОВОЛНОВОЙ И ТЕПЛОВОЙ ТЕХНИКИ ДЛЯ ОБРАБОТКИ И ХРАНЕНИЯ КОМПОНЕНТОВ КРОВИ
Гудков А. Г. 1059

8а.9р ПРИМЕНЕНИЕ МУЛЬТИФРАКТАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ СОВОКУПНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙБИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ
Кубланов В. С., Борисов В. И., Долганов А. Ю. 1061

8а.10р ИССЛЕДОВАНИЕ КИНЕМАТИКИ ЦЕНТРА МАСС ОБЛАСТИ ЛЕВОГО ЖЕЛУДОЧКА НА ЭХОГРАФИЧЕСКИХ ВИДЕОКАДРАХ ПОСЛЕ ТРАНСПЛАНТАЦИИ СЕРДЦА
Зюзин В. В., Мухтаров А. А., Бобкова А. О., Бобков В. В. 1063

INV.9 СВЧ-ТЕХНИКА НА СЛУЖБЕ ЗДОРОВЬЯ ЧЕЛОВЕКА, БИОЛОГИИ, ЭКОЛОГИИ И СЕЛЬСКОГО ХОЗЯЙСТВА
Алыбина Н. Н. 1065

8а.11 МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ МИЛЛИМЕТРОВЫХ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ ЧЕЛОВЕКА
Федоров В. А., Филатов В. А., Смольский С. М. 1070

8а.12 TREACKING AND HEALTH-REPORTING MOBILE DEVICE FOR IMPROVED EMPLOYEE SAFETY
Nombida B., Skoryk I., Dzwairo B., Moyo S. 1072

8а.13 УСТРОЙСТВО ДЛЯ БЕЗОПАСНОГО ХРАНЕНИЯ ТРОМБОЦИТОСОДЕРЖАЩИХ ТРАНСФУЗИОННЫХ СРЕД С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИОННЫХ И РЧИД ТЕХНОЛОГИЙ
Леушин В. Ю., Бобрихин А. Ф., Лемонджава В. Н., Горлачева Е. Н., Маржановский И. Н., Борозинец А. С. 1075

8а.14 ИМПУЛЬСНЫЙ СТЕРИЛИЗАТОР НА ОСНОВЕ МАГНИТОПЛАЗМЕННОГО КОМПРЕССОРА
Таранчук А., Чумаков В., Пидченко С. 1077

8а.15 РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ПРОЦЕССОВ РЕГУЛЯЦИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА
Кубланов В. С., Борисов В. И. 1079

8а.16 ИЗЛУЧАТЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ДЛЯ УСТАНОВОК ДИАТЕРМИИ
Манойлов В. Ф. 1081

8а.17р ГЕНЕРАЦИЯ НАНОЧАСТИЦ МЕТАЛЛОВ НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТА ЭЛЕКТРОВЗРЫВА ПРОВОДНИКОВ
Демёхин В. Б., Чумаков В. И., Столярчук А. В., Острижной М. А., Харченко О. И., Александрова Д. И. 1083

8а.18р ПРОБЛЕМЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОРЕТИНОГРАФИИ ДЛЯ ОЦЕНКИ РИСКА НЕЙРОТОКСИКАЦИИ НАНОЧАСТИЦАМИ
Яненко А. Ф., Ткачук Р. А., Яворский Б. И. 1086

СЕКЦИЯ 9/1. РАДИОАСТРОНОМИЯ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН В АТМОСФЕРЕ ЗЕМЛИ

9.1 РАЗРАБОТКА И ИЗМЕРЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНОИ СИСТЕМЫ ДЛЯ РАДИОТЕЛЕСКОПА РТ-70 В РЕЖИМЕ ЕГО СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ С РСДБ-КОМПЛЕКСОМ «КВАЗАР-КВО»
Зотов М. Б., Ипатов А. В., Мардышкин В. В., Иванов С. И. 1088

9.2 ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ ТРЕХДИАПАЗОННОЙ ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДИСПЕРСИИ АЛЛАНА
Векшин Ю. В., Лавров А. П. 1090

9.3 ИОНОСФЕРНЫЕ, АТМОСФЕРНЫЕ И ГЕОМАГНИТНЫЙ ЭФФЕКТЫ СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 20 МАРТА 2015 г. НАД ХАРЬКОВОМ
Черногор Л. Ф., Гармаш К. П., Леус С. Г., Поднос В. А., Розуменко В. Т., Цымбал А. М., Тырнов О. Ф. 1092

9.4 ПАРАМЕТРЫ ДВОЙНЫХ СИСТЕМ В БЛАЗАРАХ 0235+164 И 0528+134
Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г. 1094

9.5 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ОТКЛИКА СРЕДНЕШИРОТНОИ D-ОБЛАСТИ НА ПРОХОЖДЕНИЕ СОЛНЕЧНОГО ТЕРМИНАТОРА
Гоков А. М., Тырнов О. Ф. 1096

9.6 СВОЙСТВА ДАКТОВ ПЛОТНОСТИ ПЛАЗМЫ, ГЕНЕРИРУЕМЫХ ВО ВНЕШНЕЙ ИОНОСФЕРЕ ЗЕМЛИ
Фролов В. Л., Рапопорт В. О., Шорохова Е. А., Парро М. 1098

9.7р ВЛИЯНИЕ СОЛНЕЧНОГО ЗАТМЕНИЯ 20.03.2015 НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ГНСС СИГНАЛОВ
Луценко В. И., Луценко И. В., Попов Д. О. 1100

9.8р СТАНЦИЯ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИИ «СИМЕИЗ-1873» КАК СТАНЦИЯ НАЗЕМНОЙ ПОДДЕРЖКИ КОСМИЧЕСКИХ ОБСЕРВАТОРИЙ
Вольвач А. Е., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И., Артемов И. В., Борейко В., Гребенюк В., Горбунов Н., Попеску Е., Сабиров Б., Ткачев Л. 1102

9.9р ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ АКТИВНОЙ МЕЗОСФЕРЫ С МОЩНЫМ ВЧ РАДИОИЗЛУЧЕНИЕМ
Мартыненко С. И., Тырнов О. Ф., Розуменко В. Т. 1104

9.10р НАБЛЮДЕНИЯ КОМЕТЫ C/2011 L4 PANSTARRS В РАДИОЛИНИЯХ ОН, H_2O И NH_3
Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Бережной А. А., Соболев А. М. 1106

9.11р О ВОЗМОЖНОСТИ ГЕНЕРАЦИИ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ВИСТЛЕРОВ ИНФРАЗВУКОМ В НИЖНЕЙ ИОНОСФЕРЕ В ПЕРИОДЫ ПРОХОЖДЕНИЯ МОЩНОГО АТМОСФЕРНОГО ФРОНТА
Гоков А. М., Тырнов О. Ф. 1108

9.12р ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В ИЗОТРОПНОЙ ПЛАЗМЕ
Канымгазиева И. А., Темирбаева А. С. 1110

9.13р МОДЕЛЬ ВЫСОТНОГО ПРОФИЛЯ ИНДЕКСА ПРЕЛОМЛЕНИЯ ДЛЯ ЮЖНОЙ ЧАСТИ ОХОТСКОГО МОРЯ
Захаров Ф. Н., Крутиков М. В. 1112

9.14р АНАЛИЗ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НАД МОРЕМ В УСЛОВИЯХ ВОЗБУЖДЕНИЯ ВОЛНОВОДА ИСПАРЕНИЯ
Махалов А. М., Михайлов М. С., Пермяков В. А. 1114

9.15р ОЦЕНКА МАКСИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ОШИБКИ ФИЛЬТРАЦИИ СКОРОСТИ ВЕТРА
Будаи Б. Т. 1116

9.16р ГЕЛИО-ГЕОДИНАМИЧЕСКИЙ ПОЛИГОН «СИМЕИЗ — КАЦИВЕЛИ» ДЛЯ ЗАДАЧ АСТРОФИЗИКИ И ГЕОДИНАМИКИ
Курбасов Г. С., Дмитроца А. И. 1118

СЕКЦИЯ 9/2. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ДЗЗ 1

9.17 ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ НАЗЕМНЫХ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ДЛЯ ОЦЕНИВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ
Атрошенко Л. М., Горобец Н. Н., Горобец А. Н., Костриков А. Л., Малюков В. М. 1120

9.19 ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ РАДИАЦИОННЫХ СВОЙСТВ ДОЖДЕВЫХ ОСАДКОВ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ
Илюшин Я. А., Кутуза Б. Г., Шпренгер А. А. 1122

9.20 ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА ОВЧ ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ СИНТЕЗИРОВАННОЙ MIMO АПЕРТУРЫ
Калмыков Ан. А., Шайдуров К. Д. 1124

9.21 ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ
Грищенко С. Г., Кисель Н. Н. 1126

9.22 ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЯВЛЕНИЙ ЭОЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ В ПУСТЫННЫХ РАЙОНАХ ПРИ РАДИОЛОКАЦИОННОМ МОНИТОРИНГЕ
Матвеев А. Я., Пустовойтенко В. В., Цымбал В. Н., Яцевич С. Е. 1128

9.23р ВЛИЯНИЕ ДЛИННЫХ ВОЛН НА РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ КОНТРАСТ ЗАГРЯЗНЕННОЙ И ЧИСТОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Пустовойтенко В. В., Плотников Е. В., Алескерова А. А. 1130

9.24р ТЕСТИРОВАНИЕ РАДИООКЕАНОГРАФИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ. МОДЕЛИРОВАНИЕ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Запевалов А. С., Пустовойтенко В. В. 1132

9.25р ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ И СОЛЕНОСТИ МОРСКОЙ ВОДЫ НА РЕЗОНАНСНОЕ РАССЕЯНИЕ РАДИОВОЛН МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ
Пустовойтенко В. В., Запевалов А. С. 1134

9.26р ГОМОМОРФНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ГРАНИЦ РАЗДЕЛА СЛОИСТЫХ СРЕД
Сытник О. В., Ефимов В. Б., Масалов С. А., Почанин Г. П. 1136

9.27р ОЦЕНИВАНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОРРЕЛЯЦИИ ЗАМИРАНИЙ В MIMO-СИСТЕМЕ
Ксендзов А. В. 1138

9.28р ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ПОИМУЛЬСНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ
Лобач В. Т., Потипак М. В. 1140

9.29р РАДИОЛОКАЦИОННАЯ ЯРКОСТЬ ПОЧВЕННЫХ ПОКРОВОВ КАК ИНТЕГРАЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА
Атрошенко Л. М., Горобец Н. Н., Горобец А. Н., Мындарь И. Г., Онищенко А. А., Пивовар Е. А. 1142

9.30р СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕ НА ОСНОВЕ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ
Лаговский Б. А. 1144

9.31р ВЛИЯНИЕ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ НА ЗАДЕРЖКУ РАДИОСИГНАЛА В ТРОПОСФЕРЕ
Букшак Р. С., Исаков В. С., Костарев Р. Е., Торгонский Н. Д., Захаров Ф. Н. 1146

9.32р АНТЕННА ЗАГОРИЗОНТНОГО РАДАРА НА ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЕ ЦЕННЕКА
Давидович М. В. 1148

СЕКЦИИ 9/3, 9/4. МОДЕЛИРОВАНИЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСОВ И СИСТЕМ

9.33 КРИОГЕННЫЙ ДВУХЧАСТОТНЫЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК
Бирюков В. В., Вдовин В. Ф., Грачёв В. А., Дрягин С. Ю., Елисеев А. И., Захаров С. Ю., Малахов В. А., Мингалиев М. Г., Нижельский Н. А., Раевский А. С., Цыбулев П. Г. 1150

9.34 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В МУЛЬТИСТАТИЧЕСКОЙ РАДИОГОЛОГРАФИИ
Семенов А. Н., Ахияров В. В., Чапурский В. В. 1152

9.35 ПОРТАТИВНЫЙ СВЧ-РАДИОМЕТР С СИСТЕМОЙ ВНУТРЕННЕЙ КАЛИБРОВКИ ПО ИСТОЧНИКУ ХОЛОДНОГО ШУМА
Леушин В. Ю., Сидоров И. А., Солдатенко А. П., Гудков А. Г. 1154

9.36 МНОГОЧАСТОТНАЯ ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА СВЧ-РАДИОМЕТРОВ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ГИДРОЛОГИЧЕСКОЙ ОБСТАНОВКИ ВДОЛЬ ШОССЕЙНЫХ ДОРОГ
Сидоров И. А., Солдатенко А. П., Бобрихин А. Ф., Новичихин Е. П. 1156

9.37 КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ДИСПЕРСИИ В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ДАЛЬНОМЕРЕ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ С ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ
Атаянц Б. А., Давыдочкин В. М., Езерский В. В. 1158

9.38р ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С НЕПРЕРЫВНЫМИ ЧМ-СИГНАЛАМИ
Елфимов В. И., Кочкина В. Ф. 1160

9.39р АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЛИНЕЙНОГО ОРИЕНТИРА ОГРАНИЧЕННОЙ ШИРИНЫ ПО СИГНАЛУ ИМПУЛЬСНОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА
Сорокин А. К. 1162

9.40р РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИСПЫТАНИЙ ДЛЯ ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ОРИЕНТИРОВ ПО СИГНАЛУ ИМПУЛЬСНОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА
Сорокин А. К., Важенин В. Г., Калмыков Н. Н., Мельников С. А., Соловьев В. В. 1164

9.41р ПРИМЕНЕНИЕ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЛИНЕЙНОГО ОРИЕНТИРА ОГРАНИЧЕННОЙ ШИРИНЫ ПО СИГНАЛУ ИМПУЛЬСНОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА
Сорокин А. К., Важенин В. Г. 1166

9.42р РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ СВЧ-РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ПАССИВНЫМ СИНТЕЗОМ АПЕРТУРЫ
Плющев В. А., Сидоров И. А., Леушин В. Ю., Солдатенко А. П. 1168

9.43р УТОЧНЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ДОПЛЕРОВСКОГО ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА «ЛУНА-РЕСУРС-1»
Михайлин Д. А., Папуша М. В., Фитенко В. В., Леушин В. Ю. 1170

9.44р МОДЕЛИРОВАНИЕ УГЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ С ЦИЛИНДРИЧЕСКИМИ РАССЕИВАТЕЛЯМИ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ
Афонин А. А., Тимофеев В. А. 1172

9.45р АНАЛИЗ ДИФРАКЦИИ ПЛОСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩЕМ ЦИЛИНДРЕ, ПОГРУЖЁННОМ В ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОЛУПРОСТРАНСТВО С НЕРЕГУЛЯРНОЙ ГРАНИЦЕЙ
Комаров А. А., Пермяков В. А. 1174

9.46р ЧАСТОТНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ МОЩНОСТИ МЕЖСИСТЕМНЫХ РАДИОПОМЕХ В УСЛОВИИ СВОБОДНОГО ПРОСТРАНСТВА
Аникин А. С., Вершинин А. С., Майков Д. Ю. 1176

9.47р ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СПУТНИКОВОГО КАНАЛА ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ
Таранчук А. А., Хоптинский Р. П. 1178

9.48р ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СХЕМ РАДИОМЕТРОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ КОНВЕРТОРОВ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ
Мыценко И. М., Халамейда Д. Д. 1180

9.49 ФИЛЬТРАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЗАДАЧАХ ТРЕХМЕРНОЙ РАДИОЧАСТОТНОЙ ВИЗУАЛИЗАЦИИ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ
Добряк В. А., Калмыков Ал. А., Калмыков Ан. А., Куриленко А. С. 1182

9.50 КАЧЕСТВЕННЫЙ УЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЦЕЛЕЙ ПРИ ИМИТАЦИИ ОТРАЖЕННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
Боков А. С., Важенин В. Г., Дядьков Н. А. 1184

9.51 ВОПРОСЫ МОДЕРНИЗАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ
Иванов В. Э., Кудинов С. И., Гусев А. В., Плохих О. В. 1186

9.52 ВОЛНОВОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ С БИСТАТИЧЕСКИМ КРУГОВЫМ СКАНИРОВАНИЕМ
Суханов Д. Я., Завьялова К. В. 1188

9.53 МОДЕЛЬ ОТРАЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ КВ ДИАПАЗОНА СЛОИСТОЙ СТРУКТУРОЙ С НЕОДНОРОДНОСТЯМИ
Лобач В. Т., Потипак М. В., Бахчевников В. В. 1190

9.54р ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ АЭРОЛОГИЧЕСКИМ РАДИОЗОНДОМ
Плохих О. В. 1192

9.55р ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОЦЕНКИ СКОРОСТИ ВЕТРА В СИСТЕМАХ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ
Плохих О. В. 1194

9.56р ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА ПРИ ВОЗМОЖНОМ НАЛИЧИИ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ
Кагаленко М. Б. 1196

9.57р МИКРОВОЛНОВАЯ МОДЕЛЬ РАССЕИВАТЕЛЯ, РАСПОЛОЖЕННОГО НА ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ
Грищенко С. Г., Кисель Н. Н. 1198

9.58р ТОЧНОЕ И ПРИБЛИЖЁННОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ТРАССИРОВКИ ЛУЧЕЙ ПРИ ИХ ПЕРЕХОДЕ В СРЕДУ С КОНЕЧНОЙ ПРОВОДИМОСТЬЮ
Асотов Д. В., Матвеев Б. В., Фаульгабер А. Н., Сальникова А. В. 1200

9.59р ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛОКАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ САМОПОДОБИЯ В ЗАДАЧАХ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Привезенцев Д. Г., Жизняков А. Л. 1202

9.60р ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
Будаи Б. Т. 1204

9.61р ПОВЫШЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ СИНТЕЗА РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Добряк В. А., Калмыков Ал. А., Калмыков Ан. А., Куриленко А. С. 1206

9.62р ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОЦЕДУРА ОБНАРУЖЕНИЯ ЯРКОСТНЫХ ОБРАЗОВАНИЙ НА СЛУЧАЙНОМ ОДНОРОДНОМ ПОЛЕ
Трухин М. П. 1208

9.63р МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
Кошелев В. И., Андреев В. Г. 1210

СЕКЦИЯ 9/5. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ДЗЗ 2

9.64 АНАЛИЗ КОМПЬЮТЕРНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЙ НА КОСМИЧЕСКИХ СНИМКАХ
Мясников Ф. С., Иванов О. Ю. 1212

9.65 ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ «СМАЗА» РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Будаи Б. Т. 1214

9.66 ОБНАРУЖИТЕЛЬ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПЕРВИЧНЫХ КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ
Ершов Г. А., Мясников С. А., Переломов В. Н., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. 1216

9.67 ФРАКТАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Тренихин В. А., Коберниченко В. Г. 1218

9.68 АЛГОРИТМ РЕКТИФИКАЦИИ СПУТНИКОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ГРАФОВ
Захаров А. А., Тужилкин А. Ю. 1220

9.69 ПРИМЕНЕНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ДВИЖУЩИХСЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ
Паршин А. Ю., Паршин Ю. Н. 1222

9.70р ПОДОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ, ВЫПОЛНЕННОЙ В СООТВЕТСТВИИ С ПОЛИФАЗНЫМИ КОДАМИ БАРКЕРА
Ершов Г. А., Мясников С. А., Переломов В. Н., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. 1224

9.71р СЖАТИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ, ВЫПОЛНЕННОЙ В СООТВЕТСТВИИ С ПОЛИФАЗНЫМИ КОДАМИ БАРКЕРА, ПРИ НАЛИЧИИ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ
Ершов Г. А., Мясников С. А., Переломов В. Н., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. 1226

9.72р ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНВАРИАНТОВ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
Доросинский Л. Г. 1228

9.73р АСИМПТОТИЧЕСКИЙ МЕТОД АНАЛИЗА В ЗАДАЧЕ МНОГОАЛЬТЕРНАТИВНОЙ ПРОВЕРКИ ГИПОТЕЗ
Доросинский Л. Г. 1230

9.74р ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ ОБЪЕКТОВ ИМПУЛЬСНЫМИ СИГНАЛАМИ
Елфимов В. И., Кочкина В. Ф. 1232

9.75р АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ НА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ
Лысенко Т. М. 1234

9.76р ПОИСК ПУТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО ФИЛЬТРА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ
Будаи Б. Т. 1236

9.77р ОЦЕНИВАНИЕ КОГЕРЕНТНОСТИ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ПАР РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ КОРРЕКЦИИ УКЛОНА ДВУМЕРНЫМ БЫСТРЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ФУРЬЕ
Коберниченко В. Г., Сосновский А. В. 1238

9.78р УСТРАНЕНИЕ НЕОДНОЗНАЧОСТИ ТРЁХМЕРНОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ФАЗЫ ПРИ ОБРАБОТКЕ ДАННЫХ В РСА
Сосновский А. В., Виноградова Н. С. 1240

9.79р СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ НА ФОНЕ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПОМЕХ
Доросинский Л. Г. 1242

Авторы

Dzwairo B. 1072
Ilcev St. D. 243, 251, 255, 258
Moyo S. 1072
Nombida B. 1072
Skoryk I. 1072
Takeda Y. 693
Абдуллин Р. Р. 481, 483
Аблякимов И. С. 985
Абрамов И. И. 25, 711, 728, 730
Абубакиров Э. Б. 781
Аверина Л. И. 205, 215, 447
Авилов В. И. 722
Агафонов А. А. 241
Агеев О. А. 653, 722, 737, 773
Адаменко В. А. 393
Адонин А. С. 600, 1244
Айзатуллов А. М. 295
Акопова О. Б. 685
Аксенов К. А. 283, 287, 399
Аксенова О. П. 289, 291, 293, 295
Аксенчик А. В. 159
Алгазинов Э. К. 477
Александров П. А. 507
Александрова Д. И. 1083
Алексеев А. Н. 596
Алексеев Е. В. 868
Алексеев К. Н. 760, 762
Алексеенко Г. А. 801
Алескерова А. А. 1130
Алешин С. В. 341
Али Салем Али 355
Аликин К. А. 443
Аликов С. А. 187
Аллануров А. М. 679
Алыбин В. Г. 16
Алыбина Н. Н. 1065
Альбрехт Р. С. 1019
Аль-Дилами Ахмед Али Абдуллах 842
Амбуркин Д. М. 810, 814
Амбуркин К. М. 808, 812
Андреев В. Г. 1210
Андреев Н. Ф. 1041
Аникин А. В. 301
Аникин А. С. 904, 1176
Анисимкин В. И. 1045
Анищенко Е. В. 619
Антонов Л. В. 309, 411
Антонова А. С. 295, 319
Анфертьев В. А. 950
Апанович З. В. 313
Арбузова Н. Н. 607
Арефьев Р. О. 239
Аристархов Г. М. 572
Арсеничев С. П. 838, 844
Артемов И. В. 1102
Артищев С. А. 679, 855
Арыков В. С. 89, 91, 103
Асотов Д. В. 1200
Астапович М. С. 1021
Астафьев А. В. 379, 397
Астраханцева Н. Г. 239
Астрецов Д. В. 265, 405
Атаянц Б. А. 987, 1158
Атрошенко Л. М. 1120, 1142
Афонин А. А. 1172
Афонин А. О. 541, 543
Афонин И. Л. 862
Ахияров В. В. 485, 1152
Ахмад М. Хайлан 353
Бабак Л. И. 117, 119
Бабиченко В. С. 1043
Бабушкина О. А. 576
Баварский С. П. 445
Багдасарян А. А. 677
Бадарин А. А. 779
Бадьин А. В. 952
Бакеренков А. С. 806
Балакирев В. Ю. 950
Балакирев С. В. 605, 671
Баланов А. Г. 760, 762, 799
Балзовский Е. В. 461
Банков С. Е. 433, 435
Барбашов В. М. 828
Барков В. Н. 341
Баров А. А. 91
Батура М. П. 185
Бахов В. А. 764
Бахчевников В. В. 1190
Бегинин Е. Н. 554, 560, 562
Безгин А. А. 229
Безус С. В. 107
Белкин М. Е. 1023, 1029
Белов А. А. 327, 391
Белотелов В. И. 1039
Белоус А. И. 21
Беляев А. Е. 602
Беляев Г. Г. 981
Беляков В. В. 806
Берг Д. Б. 273
Бережная О. В. 677
Бережной А. А. 1106
Березин В. В. 75
Биран С. А. 741
Бирюков В. В. 1150
Бирюкова В. К. А. 983
Блинов Ю. Ф. 737
Блохин А. В. 940
Бобков В. В. 307, 1063
Бобкова А. О. 307, 1063
Бобрешов А. М. 85, 131, 497
Бобрихин А. Ф. 409, 1075, 1156
Бобрышев И. С. 345
Богатырёв Е. А. 235
Богатырев Ю. В. 803
Боднарь И. В. 697
Боев С. Ф. 1013
Божалкин Д. А. 333
Божков В. Г. 607, 611
Бойченко Д. В. 810
Боков А. С. 1184
Болонин В. А. 987
Болтовец Н. С. 602
Бомбизов А. А. 679
Бондар О. В. 691
Бондаренко И. Н. 745, 791
Борейко В. 1102
Борздов А. В. 123
Борздов В. М. 123
Борисенко В. Е. 758
Борисенко А. А. 219
Борисенко О. А. 403
Борисов А. Я. 818, 820
Борисов В. И. 1053, 1061, 1079
Борисов Д. Н. 477
Борисова Н. А. 52
Борозинец А. С. 1075
Боруздина А. Б. 822
Бриенков А. С. 960
Бром А. Е. 279
Брунков П. Н. 602
Брус В. В. 743
Бубликов К. В. 562
Бугаев А. С. 2
Бугаёв П. А. 862
Будай А. Г. 439
Будаи Б. Т. 1116, 1204, 1214, 1236
Будзинский Ю. А. 181
Будкин А. А. 443
Букреев А. В. 513
Букрин И. В. 1005
Букшак Р. С. 1146
Булгаков Н. Н. 16
Бумбина Н. В. 685
Буслюк В. В. 123
Бутов О. В. 1015
Бушуев Н. А. 141, 145
Буянов Ю. И. 461
Быкова О. Н. 864
Быковский С. В. 181
Бычков В. П. 463
Ваганова А. А. 211, 902
Важенин В. Г. 934, 1164, 1166, 1184
Вакс В. Л. 950
Вакулов З. Е. 695
Валуев В. В. 1013
Ванин А. С. 341
Варзарев Ю. Н. 653
Василов Р. Г. 750
Васильев Г. С. 207, 209, 221, 223
Вашин С. А. 203
Вдовин В. Ф. 1150
Векшин Ю. В. 1090
Вертегел В. В. 133, 135
Вершинин А. С. 1176
Виленский А. Р. 469, 475
Виноградова Н. С. 635, 1240
Витязев В. В. 395
Владимиров В. М. 431, 465
Власов А. В. 49
Власов В. А. 631
Власова К. В. 1041
Внуковский Н. И. 285, 303, 321
Войцеховский А. В. 709, 735, 739
Волков В. В. 113, 830
Воловенко М. В. 777
Вольвач А. Е. 938, 1094, 1102, 1106
Вольвач Л. Н. 1094, 1106, 1118
Воробьев Г. С. 531
Воробьева А. И. 659
Воскресенский В. М. 689
Врублевский И. А. 842

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Выговский В. Ю. 952
Высотский В. Б. 747, 758
Вьюгинов В. Н. 113, 409, 613, 830
Гадецкий Н. П. 777
Гадиров Р. М. 679
Гайкович К. П. 1049
Галанин Н. Е. 683
Галдецкий А. В. 87, 153, 176
Галка А. Г. 201
Гапоненко Н. В. 655
Гарайс Д. В. 119
Гармаш К. П. 1092
Гафаров Е. Р. 499
Геворкян В. М. 533, 574
Герасимчук О. А. 834
Гилинский А. М. 1025
Гимпилевич Ю. Б. 247, 467, 846, 857
Гинзбург Н. С. 775
Глухова О. Е. 705, 720, 726
Глушеченко Э. Н. 77
Глушков А. Н. 217
Глявин М. Ю. 195, 787, 789
Говорун И. В. 541, 543
Гозман М. И. 1043
Гоков А. М. 1096, 1108
Голант К. М. 1015
Голеницкий И. И. 181
Головин В. В. 1029, 1031
Головков А. А. 576
Голосов Д. А. 655
Голубничая Г. В. 592
Голубцов М. Е. 445, 489
Гольденберг А. Л. 195
Гончаров А. А. 669, 675, 677
Горбачев Д. В. 842
Горбенко Е. А. 791
Горбунов Н. 1102
Гордеева А. В. 471
Горевой А. В. 900, 1035
Горлачева Е. Н. 279, 409, 1075
Горн Д. И. 739
Горобец А. Н. 1120, 1142
Горобец Н. Н. 1120, 1142
Горох Г. Г. 645, 649, 766
Градобоев А. В. 824
Грачев А. А. 560
Грачёв В. А. 1150
Гребенников А. В. 541, 543
Гребенюк В. 1102
Григорьев Е. В. 844
Грищенко С. Г. 129, 437, 1126, 1198
Громов Д. В. 812, 826, 832, 836
Грушевская Г. В. 730
Губа В. Г. 864, 866
Губский Д. С. 590, 860
Гудков А. Г. 113, 830, 1154, 1059
Гудкова О. А. 71
Гудыменко А. И. 602
Гузнов Ю. М. 781
Гулько В. Л. 914
Гуляев Ю. В. 2
Гурин О. В. 151
Гурченко В. С. 689
Гусев А. В. 1005, 1007, 1009, 1186
Гусев С. И. 509
Гусейнов А. И. 1043
Давидович М. В. 141, 145, 580, 1148
Давыдов А. Г. 433, 435
Давыдочкин В. М. 987, 1158
Данилин С. Н. 305, 724
Данилов Е. В. 357
Данилова Т. В. 966
Дегтярев А. В. 151
Дегтярёв А. Н. 213, 225
Дегтяренко К. М. 679
Дежурко А. М. 754
Демаков А. В. 375
Демёхин В. Б. 1083
Демидова А. В. 820
Демидчик В. И. 493
Демьяненко А. А. 669
Денисенко М. А. 1027
Денисов В. П. 904, 910, 983
Денисов Г. Г. 781, 789, 1041
Дерачиц Д. С. 129, 437
Дзядух С. М. 735, 739
Дианов Е. М. 1021
Дмитриев Б. С. 169
Дмитриев В. Д. 101
Дмитриев Д. В. 1025
Дмитроца А. И. 1102, 1118
Добров В. А. 113, 613, 830
Добряк В. А. 1206, 1182
Добуш И. М. 119
Добычина Е. М. 449
Долбик А. В. 747
Долганов А. Ю. 1053, 1061
Долгих А. Р. 241
Долматов А. Г. 231
Домрачева Е. Г. 950
Дорожкин К. В. 621, 627, 952
Дороспинский Л. Г. 918, 1228, 1230, 1242
Дорофеев И. О. 629, 886, 946
Дорошенко В. Ю. 205, 215
Досанова Ш. Х. 415
Доценко О. А. 633, 699, 703, 964
Дроботун Н. Б. 93
Дроздецкий М. Г. 125
Дроздов А. В. 93
Дрягин С. Ю. 1150
Дудин Н. А. 283
Дунаевский Г. Е. 946, 952
Духина Н. Г. 178, 181
Дьякова Ю. А. 687
Дядьков Н. А. 934, 1184
Евграфов А. Ю. 1244
Евдокимов В. В. 163
Евсеев С. В. 178
Евсютин О. О. 371
Егоркин В. И. 598
Егоров А. Н. 812
Егорова В. П. 730
Егорова О. Н. 1021
Езерский В. В. 987, 1158
Елесин В. В. 111, 808, 814, 816
Елизаров А. А. 586
Елисеев А. И. 1150
Елфимов В. И. 1160, 1232
Епифанцев А. А. 361
Ергашев Н. В. 267
Еременко А. С. 355
Ерёмка Дан. В. 197
Ерёмка Дар. В. 970
Ерёмка В. Д. 137, 171
Ерзакова Н. Н. 968
Ермолаев А. В. 189
Ермолаев В. А. 367
Ермолов П. П. 2, 27, 49
Ерофеев Е. В. 89, 103
Ерофеева О. К. 399
Ерошенко Д. А. 477
Ершов Г. А. 1216, 1224, 1226
Еськин Д. Л. 191
Ефимов В. Б. 1136
Жабин Д. А. 119
Жабин А. С. 85
Жарков Ю. Д. 169
Жданов В. П. 275
Жизняков А. Л. 1202
Жмерик В. Н. 602
Жук Г. Г. 868
Жуков А. А. 157, 519, 527
Журавлев К. С. 95
Журавлев А. В. 894
Журавлев В. А. 892, 894
Журавлёв К. С. 598, 1025
Журавлёва Е. В. 633
Журба В. О. 531
Завадский С. М. 655
Завольский Н. А. 781, 787
Завьялова К. В. 1188
Задорин А. С. 1019
Зайцев Б. Д. 521
Зайцев Н. И. 781
Зайцева Е. В. 61
Замбург Е. Г. 653, 695, 773
Запарий Вас. Вл. 47
Запарий Вл. Вас. 57
Запевалов А. С. 1132, 1134
Запевалов В. Е. 781, 787
Запевалов С. А. 781
Заргано Г. Ф. 529, 590
Зарубин А. Н. 455
Заславский В. Ю. 775, 787
Захаров А. А. 323, 387, 1220
Захаров С. Ю. 1150
Захаров Ф. Н. 1112, 1146
Захарченко В. Д. 853, 898
Захлебаева А. И. 645
Звездинов Н. В. 572
Зверева О. М. 273
Здрок А. Е. 679
Зебек С. Е. 857
Земляков В. В. 529, 590, 860
Земляков В. Е. 598
Золотинкина Л. И. 54
Зотов М. Б. 1088
Зраенко А. С. 281, 297, 299, 339
Зраенко С. М. 335
Зуев С. А. 844
Зыбин А. А. 113, 263, 718
Зыков Д. Д. 619
Зюзин В. В. 307, 1063
Зяблова А. Ю. 63

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Иванов А. И. 263, 718
Иванов А. С. 906
Иванов В. Э. 977, 1001, 1005, 1186
Иванов В. А. 655
Иванов О. Ю. 1212
Иванов С. В. 602
Иванов С. И. 1033, 1088
Иванов Ю. А. 263, 718
Иващенко Д. И. 105
Иващенко В. И. 673
Ивонин И. В. 609, 611
Игнатков К. А. 975, 992, 995, 997
Игнатьев А. П. 71, 73
Иевлев В. И. 67
Ильин А. Ю. 163
Ильин О. И. 661, 663
Илюшин Я. А. 1122
Ипатов А. В. 1088
Исаев Е. Е. 73
Исаева А. С. 1027
Исаков В. С. 1146
Исатаев А. Н. 1019
Иськив В. М. 247
Кагаленко Б. В. 987
Кагаленко М. Б. 1196
Казак А. В. 683, 687
Казанцев Ю. А. 533
Казьмина О. В. 627
Каин Н. А. 365
Каланда Н. А. 766, 769
Калашников О. А. 810
Калёнов Р. С. 908
Калентьев А. А. 119
Калимуллин Д. З. 962
Калмыков Ал. А. 878, 896, 1182, 1206
Калмыков Ан. А. 1124, 1182, 1206
Калмыков Н. Н. 1164
Кантюк Д. В. 105
Канымгазиева И. А. 511, 1110
Капралова А. А. 95
Карабан В. М. 101
Карамышев А. С. 415
Караульных С. П. 679
Карелин С. Ю. 785
Карлов С. П. 1045
Карлов В. А. 870
Карпенко Н. И. 764
Касьянов А. О. 419, 421, 423, 425
Касьянова А. Н. 419, 423
Катаев А. В. 317
Качусова А. О. 703
Кашин В. В. 750
Кершис С. А. 576
Кессаринский Л. Н. 818, 820
Кизим А. В. 269
Кириченко А. Я. 592
Кирпанев А. В. 912
Кисель Н. Н. 129, 437, 1126, 1198
Кисиленко К. И. 491
Кишко С. А. 143, 165
Кладухин С. В. 81
Кладько В. П. 602
Клевцов С. И. 343
Клевцова А. Б. 343
Клементе И. Э. 600
Клименко Р. В. 407
Климин В. С. 661, 663, 665, 667
Климов А. И. 477
Клюшник Д. А. 1023
Кныш В. П. 439
Коберниченко В. Г. 1218, 1238
Кобрин К. В. 535
Ковалёва М. И. 685
Ковтун Д. Г. 187
Ковшов Ю. С. 143, 165
Коган Б. Л. 908
Козлов Н. П. 367
Козлова А. С. 371
Козырев И. В. 463
Кокурина А. С. 371
Колесникова А. С. 705, 720, 726
Колесов В. В. 750
Коломейцева Н. В. 711, 728
Колосницын Б. С. 655
Колосов С. В. 185
Колпаков А. А. 377
Колядин Н. А. 910
Комаров А. А. 1174
Комиссарова Е. В. 429
Комиссарова А. В. 930
Конакова Р. В. 602
Кондратенко А. В. 91, 101
Кондратьев А. С. 293
Кондратьева С. Г. 441
Коноплев Б. Г. 643, 713, 1027
Копосов А. С. 333
Копылова Т. Н. 679
Корепин Г. Ф. 203
Корнев А. Н. 836
Корниенко В. Т. 381
Корнилов И. Н. 267
Коровин Е. Ю. 623
Королев А. А. 948
Короновский А. А. 139, 762, 783
Коротаев А. Г. 707
Короткевич А. В. 741
Короткевич Д. А. 741
Коротков А. Н. 501
Коротков К. С. 851
Костарев Р. Е. 1146
Костриков А. Л. 1120
Костров А. В. 201
Косых Т. Б. 1039
Коханенко А. П. 707, 709
Кочеткова Е. В. 71
Кочеткова Т. Д. 890
Кочкина В. Ф. 1160, 1232
Кошелев В. И. 1210
Кравченко И. В. 874
Кравченко Н. П. 183
Кравченко Я. О. 675
Краснянский А. С. 249
Красовицкий В. Б. 785
Красовицкий Д. М. 596
Крекотень Л. М. 932
Кретов П. А. 497
Крехтунов В. М. 429, 443
Кривенко Е. В. 592
Кропотов Ю. А. 325, 327, 391
Круглов А. В. 407
Крупенин А. В. 373
Крутиев С. В. 529
Крутиков М. В. 1112
Крутов А. В. 99, 97
Крутько Е. Н. 655
Крылова Н. Г. 730
Ксендзов А. В. 1138
Кубланов В. С. 1053, 1055, 1061, 1079
Куденко А. С. 513
Кудинов С. И. 271, 977, 1001, 1186
Кудряшов В. И. 347
Кудряшова Т. Ю. 613
Кузичкин О. Р. 209, 221
Кузнецов А. Г. 810, 814
Кузнецов В. Л. 627
Кузнецов Е. В. 617
Кузнецов К. А. 1057
Кузнецова И. Е. 521, 1045
Кузьменко В. А. 576
Кузьмин Л. С. 471
Кузьмичев А. Н. 1039
Кузьмичёв Ю. С. 830
Кулагин В. В. 1013
Кулак А. И. 655
Кулешов А. Н. 143, 165
Кулешов Г. Е. 629, 633, 699
Кулешов Ю. П. 16
Кулыгин М. Л. 1041
Кульков Я. Ю. 383
Кульцова М. Б. 301
Кулюпин Е. Н. 349
Кунцевич А. Д. 193
Купрейчик А. Ф. 117
Куприц В. Ю. 375, 459
Куприянов А. И. 7
Кураев А. А. 137, 139, 161, 783
Курбасова Г. С. 938, 1118
Куриленко А. С. 505, 1182, 1206
Курилов И. А. 207, 209, 221, 223
Куркин С. А. 139, 779, 783, 793
Куропаткин А. В. 689
Курушин А. А. 435, 1047
Курячий М. И. 261
Кутиков М. В. 910
Кутуза Б. Г. 1122
Кухаренко А. С. 586
Куценко В. П. 846
Лабунец В. Г. 922, 924, 926, 928
Лабунов В. А. 711, 747
Лавринов Д. С. 401
Лавров А. П. 1033, 1090
Лаговский Б. А. 1144
Лазарук С. К. 747, 758
Лазько М. А. 679
Ламонова С. А. 631
Лапин В. Г. 95
Ларионов М. Г. 1094
Ластовский С. Б. 803
Латыпов Р. Р. 958
Лебеденко А. Н. 777
Левашов А. В. 71, 73
Левин Э. А. 247, 467
Левченко А. С. 851
Лексиков Ан. А. 541, 543

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Лексиков А. А. 541, 543
Лемберг К. В. 906
Лемешко А. В. 355
Лемонджава В. Н. 1075
Лерер А. М. 981
Летавин Д. А. 550
Леус С. Г. 1092
Леушин В. Ю. 1075, 1154, 1168, 1170
Лешок А. А. 747, 758
Лещева К. А. 193, 195, 787
Лещинский А. А. 447
Ли А. И. 105, 107, 109
Лиленко Е. П. 892
Липневич И. В. 730
Лирник А. В. 900
Лисовенко М. А. 675
Литвин С. В. 607
Литвиненко В. П. 217
Литинская Е. А. 473
Литовкин Д. В. 301
Литун В. И. 457, 469, 489, 495
Лищинская Л. Б. 872, 880
Лобач В. Т. 421, 1140, 1190
Лозовенко А. В. 649, 766
Лозовой К. А. 709
Лощилов А. Г. 679, 855, 888
Лукашин В. М. 95
Лукина А. А. 1035
Лукичев В. Ф. 13, 756
Лукьянчиков А. В. 247
Лукьянчук А. И. 874
Лунев Е. Г. 229
Луценко В. И. 1100
Луценко И. В. 1100
Лучинин А. С. 231, 876
Лысенко И. А. 619
Лысенко А. В. 369, 801
Лысенко Е. Н. 631
Лысенко Н. А. 497
Лысенко Т. М. 1234
Люлюкин К. В. 457
Люманов А. Э. 689
Лялюк Д. В. 133, 135
Маврицкий О. Б. 812
Магда И. И. 777, 785
Мазинов А. С. 689, 701, 764
Майборода Д. В. 539
Майков Д. Ю. 1176
Макаров В. В. 760, 762, 799
Макаров И. М. 679
Макаров М. В. 733
Макеев М. О. 613
Макеев М. О. 263, 718
Максакова О. В. 693
Максименко В. А. 760, 762, 799
Максимов А. В. 902
Макушина В. С. 830
Малахов В. А. 471, 1150
Малахов Р. Ю. 449
Малаховский О. Ю. 615
Малая А. С. 754
Малин Т. В. 598
Малыгин И. В. 231, 241, 930, 1007
Малый С. В. 439, 754
Малышев А. В. 631
Малюков В. М. 1120
Малютин А. А. 205, 215
Малютин Н. Д. 578, 588, 679, 855
Малютина А. Н. 679
Мамаев В. В. 596
Мамай И. В. 860
Мамонтов А. В. 944, 954
Манойлов В. Ф. 1081
Мансуров В. Г. 598
Мантуров А. О. 233, 966
Мантурова И. А. 233
Мануилов Б. Д. 503
Мануилов В. Н. 193, 195
Мануилов М. Б. 503, 535
Мардышкин В. В. 1088
Маржановский И. Н. 409, 613, 830, 1075
Марков В. В. 431, 465
Мартыненко С. И. 1104
Мартюгин С. А. 922, 924, 926, 928
Марущак Б. А. 844
Марченкова М. А. 687
Марьянчук П. Д. 743
Масалов С. А. 1136
Маслов В. А. 151
Матвеев А. Я. 1128
Матвеев Б. В. 217, 1200
Матвеев О. В. 545, 556
Матохина А. В. 269
Матрозова Е. А. 471
Махалов А. М. 1114
Махорин Д. А. 1019
Маценко С. М. 219
Мельников С. А. 1164
Мельникова М. М. 789
Менщиков Г. П. 639, 1005
Меркулов Д. В. 215
Метелкин И. О. 111
Метревели А. А. 818
Мешков С. А. 263, 613, 718
Мещанов В. П. 515
Мещеряков А. А. 914
Мещеряков А. В. 613
Мещеряков В. А. 157, 517, 519, 527
Мещеряков И. И. 497
Мещеряков Р. В. 371
Мизерник В. Н. 537
Мингалиев М. Г. 1150
Минин О. Н. 117
Миннебаев В. М. 1244
Мирошник Д. Б. 1057
Мирских Г. А. 393
Мирянова В. Н. 225
Мительман Ю. Е. 550
Митрофанов А. А. 771
Митрофанов В. В. 726
Митрохин В. Н. 427
Михайлин Д. А. 1170
Михайлин И. А. 605, 671
Михайлов М. С. 1114
Михайлюк Ю. П. 227, 247, 467
Михальков Ф. Д. 261
Михин А. Ю. 447
Мишустин Б. А. 487
Мищенко В. Н. 115
Можаева Е. И. 576
Можаров Э. О. 427
Моисеев А. В. 1037
Моисеева Н. М. 1037
Молодкин Д. Ф. 115
Морозов А. О. 960, 962
Морозов О. А. 960, 962
Морозов О. Ю. 864
Морозова В. А. 153
Морозова М. А. 545, 556
Москаленко О. И. 760
Мукукинов О. А. 552
Муравьев В. В. 115
Мухин В. С. 785
Мухин И. И. 125
Мухин С. В. 183
Мухтаров А. А. 1063
Мымрикова Н. Н. 131
Мындарь И. Г. 1142
Мыценко И. М. 171, 1180
Мяконьких А. В. 600, 1244
Мясин Е. А. 163
Мясников С. А. 1216, 1224, 1226
Мясников Ф. С. 1212
Назаров В. С. 912
Назаров М. А. 582
Назарова Г. Н. 111, 814, 816
Найден Е. П. 892
Накрап И. А. 147, 149
Насыров Р. Р. 341
Начаров Д. В. 133, 135, 227
Невзорова Е. С. 353
Неволина А. Л. 283
Некрасов Е. Г. 489
Немченко У. С. 677
Немшон А. Д. 473
Несмелов С. Н. 735, 739
Нефедов С. И. 445
Нефёдов В. Н. 944, 954
Нечаев В. Е. 797
Нечаев Е. Е. 239
Нечаев Ю. Б. 359, 361, 477
Неяченко Д. И. 1102
Нижельский Н. А. 1150
Никитенко Е. П. 447
Никифоров А. И. 707
Никифоров А. Ю. 814
Никишкин П. Б. 395
Николаев А. В. 1039
Николаева Е. П. 1039
Николов О. Т. 1057
Никонов С. Ю. 679
Никонова Е. Н. 679
Нифонтов Ю. А. 389
Новиков Д. О. 341
Новиков В. А. 609, 611
Новиков Е. А. 1041
Новиков С. С. 79, 525
Новичихин Е. П. 1156
Новожилова Ю. В. 789
Новоселов А. А. 81
Носков В. Я. 44, 973, 989, 992
Нудьга А. С. 283
Обухов И. А. 715
Обуховец В. А. 419, 421

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Овчаров П. П. 857
Оглоблин А. В. 451
Одаренко Е. Н. 537
Одинцов С. А. 560
Оленникова О. А. 189
Омельченко И. Н. 409
Онищенко А. А. 1142
Оприков Е. Л. 375
Ореховская Т. И. 730
Орленсон В. Б. 701
Орликовский А. А. 13
Орлов А. А. 277, 309, 379, 397
Орлова К. Н. 824
Останков А. В. 479
Острижной М. А. 1083
Павлов А. И. 1043
Павлова А. А. 623, 964
Панин С. В. 621
Панкратов А. Л. 471
Пантелеев С. В. 305, 724
Панченко Б. А. 1055
Панычев А. И. 211, 902
Папилов К. Б. 435
Папуловская Н. В. 345
Папуша М. В. 1170
Парнес Я. М. 598
Парро М. 1098
Паршин А. Ю. 1222
Паршин Ю. Н. 347, 507, 509, 1222
Пашковский А. Б. 95, 752
Пенской А. С. 882
Пенто В. Б. 948
Перевезенцев А. В. 1244
Перевезенцев С. А. 574
Переломов В. Н. 1216, 1224, 1226
Пермяков В. А. 1114, 1174
Першенков В. С. 806, 832
Песков Н. Ю. 775
Пестриков В. М. 29, 32, 36, 40
Пестряков А. В. 351
Петрик А. Г. 793
Петрик Н. В. 1055
Петришин Л. Б. 219, 385, 403
Петришин М. Л. 385
Петров А. В. 766, 769
Петров К. И. 95
Петров А. Г. 822
Петров А. С. 231
Петров В. А. 830
Петров С. И. 596
Петровнин К. В. 958
Пивовар Е. А. 1142
Пивоваров И. Ю. 576
Пидченко С. К. 884, 1077
Пищагин А. А. 707
Планкин О. П. 781, 797
Пластиков А. Н. 584
Плиговка А. Н. 649
Плотников Е. В. 1130
Плохих О. В. 1005, 1186, 1192, 1194
Плющев В. А. 1168
Повороженко П. А. 109
Погарский С. А. 539
Подлепецкий Б. И. 828
Поднос В. А. 1092
Подстригаев А. С. 83
Полевич С. А. 826
Поленга С. В. 473
Полетаев Д. А. 838, 840
Полищук И. Я. 1043
Полищук Ю. И. 1043
Полугодкин Р. С. 851
Поляков С. О. 896
Пономарев Д. В. 515
Пономарева О. А. 303, 321, 365
Пономаренко В. И. 799
Пономаренко С. С. 143, 165
Попеску Е. 1102
Попина С. М. 513
Попов А. А. 874
Попов В. В. 409
Попов Д. О. 1100
Попов Д. П. 379
Попова Н. Ф. 515
Поршнев С. В. 333, 936
Потапов А. А. 65, 1017
Потапов Р. А. 701
Потипак М. В. 1140, 1190
Почанин Г. П. 1136
Пресняков С. А. 183
Привезенцев Д. Г. 397, 1202
Приползин С. И. 950
Прозоров А. М. 241
Прокопенко А. В. 948, 956, 960, 962
Прокопенко Н. Н. 569
Пронин В. А. 987
Проскуряков А. Ю. 367, 391
Пустовалов А. П. 882
Пустовойтенко В. В. 1128, 1130, 1132, 1134
Пучков Е. С. 623
Пушков А. С. 445
Пшеничникова А. Б. 1045
Пьянников А. А. 249
Пятаков А. П. 1039
Рабайа Ф. 936
Раевский А. С. 471, 1150
Рак А. О. 137, 139, 161, 783
Ракова Е. А. 176
Рапопорт В. О. 1098
Рассадин А. Э. 1017
Ребров А. С. 97, 99
Ревин Л. С. 950
Редькина Е. А. 1011
Ремизова Т. С. 167
Репин В. В. 125
Реутская О. Г. 645
Решетилов А. Н. 750
Ржевцева Н. Л. 27
Рогачев А. В. 687
Рогожин А. Е. 1244
Рогоз В. Н. 673
Рогозин А. А. 457
Родин А. С. 806
Розенталь Р. М. 781, 787
Розуменко В. Т. 1092, 1104
Романенко Д. В. 564
Романова И. А. 711
Ронкин М. В. 878
Рубашкина М. В. 737
Руденко К. В. 13, 600, 1244
Рудницкий А. С. 439
Рудый Н. Ю. 547
Рудык Н. А. 663
Рудык Н. Н. 661
Рудь А. И. 319
Рудь С. И. 319
Русов Ю. С. 427, 445, 489
Рыбалко А. А. 531
Рыбалко Ю. А. 531
Рыбалтовский А. А. 1015
Рыжков В. Ю. 853
Рындин Е. А. 643, 713, 1027
Рыскин Н. М. 789
Рябченко Е. Ю. 357
Рябчунов А. И. 479
Рязанцев А. Д. 85
Сабиров Б. 1102
Сабиров Т. Р. 463
Савельев Е. А. 1015
Савин А. А. 849, 864, 866, 916
Савин А. Н. 147, 149
Савичева С. В. 315
Савостьянов Г. В. 720
Савочкин А. А. 229, 247, 341, 467
Садовников А. В. 554, 560, 562, 564
Садовников С. А. 169
Садовникова Н. П. 269, 317
Саенко И. И. 1033
Сай П. О. 602
Салахетдинов Ш. Х. 1041
Салганский М. Ю. 1021
Салех М. 471
Саломатов Ю. П. 473, 499, 906
Сальникова А. В. 479, 1200
Самков С. В. 433
Самусевич Г. А. 415, 417
Санжапов Б. Х. 317
Сапогин В. Г. 569
Саркисов С. Ю. 455
Сасинович Д. А. 758
Сафин А. Р. 771
Сафиуллин Н. Т. 936
Сафрюк Н. В. 602
Светличный Ю. А. 375
Седов А. С. 781, 787
Селезнев Е. П. 799
Семенов А. Н. 1152
Семенов А. С. 663
Семенов Е. С. 781, 797
Семенов С. Л. 1021
Семенов Э. В. 582, 615, 855
Семерня Р. Е. 469
Сергеев А. С. 775
Сергиенко А. С. 667
Сергиенко К. С. 663, 665
Сердюк И. В. 1011
Сибилев А. А. 1009
Сивченко А. С. 617
Сидоров И. А. 1154, 1156, 1168
Симанчук Б. П. 513
Синицын В. Г. 785
Синицын А. К. 139
Синицын Е. А. 1216, 1224, 1226
Синогин М. В. 864

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Синявский Г. П. 860
Синякин В. Ю. 263, 613, 718
Скакунов М. С. 455
Скворцов И. В. 958
Складнев Д. А. 1045
Сковрига Е. И. 311
Скоробогатов П. К. 834
Скороходов В. Н. 169
Скотников Н. В. 615
Скоторенко И. В. 375
Скрипаль А. В. 515, 523
Скрипник Ю. А. 846
Скрынский П. Л. 673
Скрыпник О. Н. 239
Слёзкин В. Г. 487
Слепченков М. М. 705, 720, 726
Смирнов А. И. 201, 1049
Смирнов В. А. 722, 737
Смирнов О. В. 235
Смирнова А. И. 683, 685, 687
Смирнова Е. В. 669
Смирнова Т. Е. 886
Смольский С. М. 235, 992, 997, 1070
Снастин М. В. 449
Снытkин И. И. 349, 373
Снытkин Т. И. 373
Соболев А. М. 1106
Соболев Д. И. 1041
Совлуков А. С. 942
Соколов Р. И. 265, 405
Солдатенко А. П. 1154, 1156, 1168
Солован М. Н. 743
Соловей Н. П. 697
Соловьев О. Г. 73, 71
Соловьев В. В. 1164
Солодова Т. А. 679
Солодовник М. С. 605, 643, 671
Солодуха В. А. 21
Сорока С. А. 803
Сорокин В. В. 1045
Сорокин А. К. 1162, 1164, 1166
Сосновский А. В. 635, 1238, 1240
Сотсков Д. И. 808, 810
Сохраби Анараки Х. 655
Спиричева Н. Р. 329
Ставцев А. Ю. 1043
Станковский А. В. 473
Старокожев С. В. 143, 165
Старостенко В. В. 838, 840, 844
Степаненко Д. И. 1051
Степаненко М. В. 89, 103
Степкин В. А. 85
Столярчук А. В. 1083
Стрельченко С. А. 503
Стрелюхин А. В. 697
Стриковский А. В. 201
Стромов А. В. 359
Стручков С. М. 127, 547
Сумин М. И. 1049
Сунцов С. Б. 101
Суржик Д. И. 207, 209, 221, 223
Суровцев В. В. 564
Сусляев В. И. 621, 627, 886, 964
Суханов Д. Я. 968, 1188
Сухоруков М. П. 121
Сучков А. В. 558, 566
Сучков Д. О. 653
Сырбу И. А. 836
Сысуев В. Г. 607
Сытник О. В. 1136
Сычев А. Н. 127, 547
Такеда Й. 669, 691
Тамело А. А. 115
Таран Е. П. 838, 844
Таранчук А. А. 311, 1077, 1178
Тараракси А. С. 820
Тарасов В. Н. 73
Таратын И. А. 645
Тельминов Е. Н. 679
Темирбаева А. С. 1110
Темирханкызы С. 417
Теплых А. А. 521
Терешин В. И. 942
Терещенко Е. Ю. 687
Тетин С. Э. 361
Тимофеев В. А. 1172
Тимофеев Е. П. 491
Тимошенкова Ю. С. 934
Тихомиров В. Г. 113
Ткачев Л. 1102
Ткачук Р. А. 1086
Толбанов О. П. 455
Толендиев Г. К. 1035
Толстолуцкая А. В. 107
Толстолуцкий С. И. 105, 107, 109
Топков А. Н. 151
Торгонский Н. Д. 1146
Торопов А. И. 95, 1025
Торхов Н. А. 607, 609, 611, 637
Требух В. П. 960, 962
Тренихин В. А. 1218
Тренкаль Е. И. 888
Трошина С. М. 69
Трухин М. П. 389, 876, 932, 1208
Трушкин А. Н. 874
Трушкин Н. С. 828
Туев В. И. 679
Тужилкин А. Ю. 387, 1220
Тульский В. Н. 341
Тырнов О. Ф. 1092, 1096, 1104, 1108
Тыщук Ю. Н. 1029, 1031
Тяжев А. В. 455
Убайчин А. В. 679, 868
Угрюмов А. В. 541, 543
Удалов Н. Н. 771
Уланова А. В. 822
Ульянова О. А. 633
Усанов Д. А. 515, 523
Усачев Н. А. 111, 808, 816
Усков Г. К. 85, 497
Усольцева Н. В. 683, 685, 687
Устименко Е. А. 363
Устинов А. В. 73
Усыченко В. Г. 613
Усюкевич А. А. 525
Уткина Е. А. 659
Уфимцев М. Р. 894
Фаульгабер А. Н. 1200
Федоров В. А. 1070
Федоров В. Н. 578, 588
Федотов А. А. 661, 663
Федяев В. К. 167
Фелицын В. А. 806
Филатов А. В. 868
Филатов В. А. 1070
Филинюк Н. А. 880
Фитенко В. В. 1170
Фокин А. П. 1041
Фомин С. П. 277, 413
Фридман Л. Б. 1216, 1224, 1226
Фролов А. П. 523
Фролов В. Л. 1098
Фролов Д. Р. 851
Фролов Н. С. 783, 795
Хабарова Т. В. 1043
Хаблов Д. В. 920
Халамейда Д. Д. 1180
Халтурина И. Д. 607
Харченко О. И. 1083
Харчук С. М. 207, 209, 221, 223
Хасьянова Е. Р. 351
Хатько В. В. 645
Хахулин Д. А. 653
Ходенков С. А. 594
Холод О. Н. 803
Хоптинский Р. П. 884, 1178
Хорошко Л. С. 655
Хохлов Н. Е. 1039
Храмов А. Е. 139, 762, 779, 783
Храмцов С. П. 81
Цветков А. И. 1041
Цуканова О. Г. 722
Цыбулев П. Г. 1150
Цывкунова Е. А. 1043
Цымбал А. М. 1092
Цымбал В. Н. 1128
Чайков М. Ю. 63
Чалый В. П. 596
Чаморовский Ю. К. 1015
Чапурский В. В. 1152
Чередниченко Д. И. 661
Черепенин В. А. 1013
Чернега В. С. 331
Черникова Е. Ю. 399
Чернильцев А. Г. 285, 303, 321
Черноброва Д. А. 699
Черногор Л. Ф. 1092
Чернояров О. В. 217, 479
Черных А. В. 1244
Черных В. Б. 503
Черных О. А. 271
Чернышев С. Л. 469, 475
Черняева М. Б. 950
Чернякова К. В. 842
Чечетин А. В. 513
Чечеткин В. А. 550
Чигинев А. В. 471
Чирков А. В. 781
Чирышев А. В. 407
Чистохин И. Б. 1025
Чистяков А. В. 337
Чон-Гул Юн 653
Чуков Г. В. 808, 810, 812, 816
Чумаков А. И. 822
Чумаков В. 1077

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Чумаков В. И. 1083
Чупахин А. П. 975, 992, 995, 997
Шабунин С. Н. 231, 481, 483, 501
Шадрин А. А. 701, 840
Шайдуров К. Д. 505, 1124
Шапошников Г. П. 683
Шараевский Ю. П. 554, 560, 562, 564
Шарыгин Г. С. 59, 459
Шарыгина Л. И. 59
Шатохин В. Л. 956
Шведов С. В. 21, 747, 803
Шевцов А. В. 109
Шевченко К. Л. 846
Шевченко А. И. 689, 701
Шевченко А. С. 781
Шевченко В. Н. 981
Шегал А. А. 1009
Шеин А. Г. 187, 189, 882, 1051
Шепов В. Н. 431, 465,
Шерстюков О. Н. 357, 958
Шешукова С. Е. 554, 560
Шиколенко Ю. Л. 756
Шиманович Д. Л. 625, 657
Шинкаренко В. В. 602
Шипулин И. А. 773
Широков И. Б. 363, 985, 1011
Шифман Р. Г. 826
Шихабудинов А. М. 521
Шишкин Д. А. 89, 91, 101, 103
Шишкин Д. С. 453
Школьный В. Н. 101
Шкорбатов Ю. Г. 1057
Шматько А. А. 537
Шмачилин П. А. 441
Шнитников А. С. 125
Шорохова Е. А. 1098
Шпильной В. Ю. 946
Шпренгер А. А. 1122
Штанько А. А. 777
Штенников В. Н. 641
Шубин С. В. 1041
Шулицкий Б. Г. 730
Шумов А. В. 695, 773
Шунаев В. В. 726
Шуренков В. В. 806, 832
Шутов К. К. 826
Щаников С. А. 305, 724, 733
Щеглова А. С. 890
Щекатурин А. А. 247, 467
Щербак В. В. 155
Щербаков С. В. 95
Щербаков В. В. 1013
Щитов А. М. 75
Юнаков А. Н. 178
Юркин В. И. 167
Яблоков А. А. 950
Яворский Б. И. 1086
Явчуновский В. Я. 948
Язовский А. А. 231
Языков С. Ю. 621
Якиманский А. В. 679
Якунин С. Н. 687
Якущенко И. В. 677, 691, 693
Ялов В. Ю. 81
Яненко А. Ф. 846, 1086
Яненко А. В. 822
Янин Д. В. 201, 1049
Ярмолич М. В. 766, 769
Яцевич С. Е. 1128

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Организации

Запад, СКБ	Брест	Беларусь	123
Белмикросистемы, УП	Минск	Беларусь	747
Белорусский государственный педагогический университет	Минск	Беларусь	730
Белорусский государственный университет	Минск	Беларусь	123, 439, 754
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники	Минск	Беларусь	25, 115, 137, 139, 159, 161, 185, 493, 625, 645, 649, 655, 657, 659, 697, 711, 728, 730, 741, 747, 758, 766, 783, 842
Белорусский национальный технический университет	Минск	Беларусь	645
Институт общей и неорганической химии НАН Беларуси	Минск	Беларусь	655
Институт физики Национальной академии наук Беларуси	Минск	Беларусь	659
Интеграл, ОАО	Минск	Беларусь	21, 803
Научно-практический центр Национальной академии наук Беларуси по материаловедению	Минск	Беларусь	655, 766, 769, 803
НИИ радиоматериалов	Минск	Беларусь	645
Loughborough University	Loughbor-ough	Велико-британия	760, 762, 799
Technical University of Denmark	Lyngby	Дания	531
Al Iraqi University	Baghdad	Ирак	355
Thi-Qar University	Nasiriya	Ирак	353
Евразийский национальный университет им. Л. Н. Гумилева	Астана	Казахстан	511, 1110
LEDS Inc.	Toronto	Канада	247, 467
University of Suwon	Hwasung-si	Корея	653
AGH, научно-технический университет	Краков	Польша	219, 385, 403
Брянский государственный технический университет	Брянск	Россия	83
Волгоградская академия МВД России	Волгоград	Россия	191
Волгоградский государственный технический университет	Волгоград	Россия	187, 189, 269, 301, 317, 882, 1051, 1200
Волгоградский государственный университет	Волгоград	Россия	853, 898, 1037
ЛЕС-ИНФОРМ, ООО	Волгоград	Россия	1120, 1142
Воронежский государственный архитектурно-строительный университет	Воронеж	Россия	479, 1200
Воронежский государственный технический университет	Воронеж	Россия	217, 479
Воронежский государственный университет	Воронеж	Россия	85, 131, 359, 361, 447, 477, 497
Созвездие, концерн, ОАО	Воронеж	Россия	205, 215, 359, 361, 447
Институт промышленной экологии УрО РАН	Екатерин-бург	Россия	273
Институт электрофизики Уральского отделения РАН	Екатерин-бург	Россия	81
НПО автоматики им. акад. Н. А. Семихатова, ОАО	Екатерин-бург	Россия	922, 924, 926, 928, 1009
Уральский институт бизнеса	Екатерин-бург	Россия	307
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина	Екатерин-бург	Россия	44, 47, 57, 61, 63, 67, 69, 231, 241, 249, 265, 267, 271, 273, 275, 281, 283, 285, 287, 289, 291, 293, 295, 297, 299, 303, 307, 319, 321, 329, 333, 335, 339, 345, 365, 369, 389, 399, 401, 405, 407, 415, 417, 481, 483, 501, 505, 550, 635, 639, 641, 876, 878, 896, 918, 922, 924, 926, 928, 930, 932, 934, 936, 940, 973, 975, 977, 989, 992, 995, 997, 1001, 1005, 1007, 1009, 1053, 1055, 1061, 1063, 1079, 1106, 1116, 1124, 1160, 1162, 1164, 1166, 1182, 1184, 1186,

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина	Екатеринбург	Россия	1192, 1194, 1204, 1206, 1208, 1212, 1214, 1218, 1228, 1230, 1232, 1234, 1236, 1238, 1240, 1242
Ивановский государственный университет	Иваново	Россия	683, 685, 687
Ивановский государственный химико-технологический университет	Иваново	Россия	683
Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации	Иркутск	Россия	239
Казанский федеральный университет	Казань	Россия	357, 958
Вятский государственный университет	Киров	Россия	337
Краснодарское высшее военное училище им. генерала армии Штеменко С. М.	Краснодар	Россия	349, 373
Кубанский государственный университет	Краснодар	Россия	851
Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН	Красноярск	Россия	541, 543
Красноярский научный центр СО РАН	Красноярск	Россия	431, 465
Радиосвязь, НПП, ОАО	Красноярск	Россия	541, 543
Сибирский федеральный университет	Красноярск	Россия	473, 499, 906
Электрон, НПФ, ООО	Красноярск	Россия	431, 465
Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева	Красноярский край, г. Железногорск	Россия	101, 541, 543, 594
НИИ Крымская астрофизическая обсерватория	Крым п. Научный	Россия	938, 1094, 1102, 1106, 1118
ВНИИ технологии консервирования	Моск. обл. г. Видное	Россия	948
Институт биохимии и физиологии микроорганизмов им. Г. К. Скрябина РАН	Моск. обл. г. Пущино	Россия	750
Объединенный институт ядерных исследований	Моск. обл. г. Дубна	Россия	1102
Системные ресурсы, НПП, ООО	Моск. обл. г. Королев	Россия	715
Экспериментальный завод научного приборостроения РАН, ФГУП	Моск. обл. г. Черноголовка	Россия	341
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фряз. филиал	Моск. обл. г. Фрязино	Россия	163
Исток им. Шокина, НПП, ОАО	Моск. обл. г. Фрязино	Россия	87, 95, 97, 99, 153, 176, 178, 181, 203, 752, 826, 960
Магратеп, НПП, ЗАО	Моск. обл. г. Фрязино	Россия	960, 962
Российская электроника, ОАО	Моск. обл. г. Фрязино	Россия	203
НПО им. С. А. Лавочкина	Моск. обл. г. Химки	Россия	463
«Балластные трубопроводы СВАП, ООО	Москва	Россия	962
Автоматика, концерн, ОАО	Москва	Россия	453
Вега, концерн, ОАО	Москва	Россия	1154, 1156, 1168, 1170
ВНИИ оптико-физических измерений	Москва	Россия	1122
войсковая часть	Москва	Россия	451
Институт кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН	Москва	Россия	687
Институт микробиологии им. С. Н. Виноградского РАН	Москва	Россия	1045
Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН	Москва	Россия	920, 942
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Москва	Россия	2, 65, 521, 750, 1013, 1015, 1017, 1045, 1122
Комета, корпорация, ОАО	Москва	Россия	16
Курчатовский институт, национальный исследовательский центр	Москва	Россия	687, 750, 1043
Лианозовский электромеханический завод, НПО	Москва	Россия	558, 566

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)	Москва	Россия	7, 441, 449
Московский государственный машиностроительный университет	Москва	Россия	1045
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана	Москва	Россия	113, 263, 279, 341, 409, 427, 429, 443, 445, 457, 469, 475, 485, 489, 495, 613, 718, 771, 830, 1059, 1075, 1152
Московский государственный университет им. М. В. Ломоносова	Москва	Россия	1013, 1039, 1106, 1122
Московский государственный университет информационных технологий, радиотехники и электроники (МИРЭА)	Москва	Россия	756, 1023, 1029, 1144
Московский государственный университет тонкой химической технологии им. М. В. Ломоносова	Москва	Россия	1045
Московский институт электроники и математики НИУ ВШЭ	Москва	Россия	183, 586, 944, 954,
Московский технический университет связи и информатики	Москва	Россия	351, 572
Московский энергетический институт (национальный исследовательский ун-т)	Москва	Россия	125, 217, 235, 341, 479, 487, 533, 574, 584, 771, 908, 992, 997, 1047, 1070, 1114, 1174, 1200
Московское конструкторское бюро «Компас»	Москва	Россия	433, 435
Научный центр волоконной оптики РАН	Москва	Россия	1021
Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»	Москва	Россия	111, 806, 808, 810, 812, 814, 816, 818, 820, 822, 826, 828, 832, 834, 836, 948, 956, 960, 962, 1043
НИИ космического приборостроения	Москва	Россия	586
НИИМА «Прогресс», ОАО	Москва	Россия	125
Пульсар, НПП, ОАО	Москва	Россия	600, 1244
Радиокомп, ООО	Москва	Россия	552, 771
Радиотехнический институт имени акад. А. Л. Минца, ОАО	Москва	Россия	836, 1013
РНТОРЭС им. А. С. Попова	Москва	Россия	2
Российские космические системы, ОАО	Москва	Россия	16, 1120
РТИ-Радио, ЗАО	Москва	Россия	1013
Специализированные электронные системы, ЭНПО, ОАО	Москва	Россия	822, 826, 836
Физико-технологический институт РАН	Москва	Россия	13, 600, 1244
Физический институт им. П. Н. Лебедева РАН	Москва	Россия	1094
Центр ВОСПИ, ЗАО	Москва	Россия	1013
Национальный исследовательский университет «МИЭТ»	Москва, Зеленоград	Россия	598
Технологический центр, НПК	Москва, Зеленоград	Россия	617
Муромский институт Владимирского государственного университета им. А. Г. и Н. Г. Столетовых	Муром	Россия	207, 209, 221, 223, 277, 305, 309, 315, 323, 325, 327, 367, 377, 379, 383, 387, 391, 397, 411, 413, 724, 733, 1202, 1220
Специальная астрофизическая обсерватория РАН	Нижний Архыз, Карачаево-Черкесская республика	Россия	1150
Институт прикладной физики РАН	Нижний Новгород	Россия	193, 195, 201, 775, 781, 787, 789, 797, 1041, 1049, 1150
Институт физики микроструктур РАН	Нижний Новгород	Россия	471, 950, 1049
Институт химии высокочистых веществ РАН	Нижний Новгород	Россия	1021
Научно-исследовательский радиофизический институт	Нижний Новгород	Россия	1098
Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского	Нижний Новгород	Россия	193, 195, 787, 789, 950, 1049

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева	**Нижний Новгород**	**Россия**	**471, 491, 1150**
Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники, ФНПЦ, ОАО	**Нижний Новгород**	**Россия**	**75**
Нижегородское отделение НТОРЭС им. А. С. Попова	**Нижний Новгород**	**Россия**	**1017**
ННИПИ «Кварц» им. А. П. Горшкова», ФНПЦ, ОАО	**Нижний Новгород**	**Россия**	**75**
Салют-25, НПП	**Нижний Новгород**	**Россия**	**71, 73**
Институт катализа им. Г. К. Борескова СО РАН	**Новоси-бирск**	**Россия**	**627**
Институт систем информатики имени А. П. Ершова СО РАН	**Новоси-бирск**	**Россия**	**313**
Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН	**Новоси-бирск**	**Россия**	**95, 598, 1025**
Донской государственный технический университет	**Ростов-на-Дону**	**Россия**	**569**
КБ «Связь», АО	**Ростов-на-Дону**	**Россия**	**981**
РЗ «Прибор», ОАО	**Ростов-на-Дону**	**Россия**	**513**
Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи	**Ростов-на-Дону**	**Россия**	**105, 107, 109, 503**
Фаза, НП, ОАО	**Ростов-на-Дону**	**Россия**	**513**
Южный федеральный университет	**Ростов-на-Дону, Таганрог**	**Россия**	**129, 211, 343, 381, 419, 421, 423, 425, 437, 529, 535, 569, 590, 605, 643, 653, 661, 663, 665, 667, 671, 695, 713, 722, 737, 773, 860, 902, 1027, 1126, 1140, 1190, 1198**
Контакт-1, ООО	**Рязань**	**Россия**	**987, 1158**
Рязанский государственный радиотехнический университет	**Рязань**	**Россия**	**167, 347, 395, 507, 509, 1138, 1196, 1210, 1222**
Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры (ВНИИРА), ОАО	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**1216, 1224, 1226**
Институт высокомолекулярных соединений РАН	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**679**
Институт прикладной астрономии РАН	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**1088, 1090**
Мемориальный музей А. С. Попова Санкт-Петербургского ГЭУ «ЛЭТИ»	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**54**
НИУ информационных технологий, механики и оптики	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**645, 649**
НТО, ЗАО	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**596**
Радар ммс, НПП	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**912**
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**29, 32, 36, 40**
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**113, 576**
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**596, 613, 1033, 1088**
Светлана, ОАО	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**409**
Светлана-РОСТ, ЗАО	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**596**
Светлана-Электронприбор, ЗАО	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**263, 409, 598, 613, 718, 826, 830**
Технологические инновации, НПП, ООО	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**409**
Техносенсор, ООО	**Санкт-Петербург**	**Россия**	**942**

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Транстроника, ЗАО	Санкт-Петербург	Россия	576
Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН	Санкт-Петербург	Россия	602
Центральный музей связи им. А. С. Попова	Санкт-Петербург	Россия	52
Алмаз, НПО, АО	Саратов	Россия	141, 145
НИКА-СВЧ, ООО	Саратов	Россия	515
Саратовский государственный технический университет им. Ю. А. Гагарина	Саратов	Россия	139, 233, 760, 762, 779, 783, 793, 795, 799, 966,
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского	Саратов	Россия	139, 141, 145, 147, 149, 169, 515, 523, 545, 554, 556, 560, 562, 564, 580, 705, 720, 726, 760, 762, 779, 783, 789, 793, 795, 799, 1148
Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Саратов	Россия	521, 799
ЭТНА, НПФ, ООО	Саратов	Россия	948
Медицинские информационные технологии, ООО	Сверд. обл. г. Верхняя Пышма	Россия	1063
Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь», ОАО	Сверд. обл. г. Каменск-Уральский	Россия	1164
Крымская региональная организация РНТОРЭС им. А. С. Попова	Севасто-поль	Россия	2, 49
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова	Севасто-поль	Россия	27
Морской гидрофизический институт РАН	Севасто-поль	Россия	229, 1128, 1130, 1132, 1134
Севастопольский государственный университет	Севасто-поль	Россия	2, 27, 49, 133, 135, 213, 225, 227, 229, 247, 331, 341, 363, 467, 487, 846, 857, 862, 874, 985, 1011, 1029, 1031
Крымский республиканский институт постдипломного педагогического образования	Симферо-поль	Россия	764
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского	Симферо-поль	Россия	689, 701, 764, 838, 840, 844
Российский квантовый центр	Сколково	Россия	1039
Институт физики прочности и материаловедения РАН	Томск	Россия	621
ЛЭМЗ-Т, ООО	Томск	Россия	375
Микран, НПФ	Томск	Россия	89, 91, 93, 103, 900
Национальный исследовательский Томский государственный университет	Томск	Россия	79, 157, 455, 461, 517, 519, 525, 527, 609, 611, 621, 623, 627, 629, 633, 679, 699, 703, 707, 709, 735, 739, 886, 890, 892, 894, 946, 952, 964, 968, 1188
Национальный исследовательский Томский политехнический университет	Томск	Россия	619, 621, 627, 631, 824, 894
НИИ полупроводниковых приборов, ОАО	Томск	Россия	117, 607, 609, 611, 615, 637
Полюс, НПЦ, ОАО	Томск	Россия	621
Смена, КБ	Томск	Россия	888
ТАИР, НПК, ООО	Томск	Россия	864, 866
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники	Томск	Россия	59, 93, 101, 103, 117, 119, 121, 127, 261, 371, 375, 459, 547, 578, 582, 588, 615, 619, 679, 849, 855, 864, 866, 868, 888, 904, 910, 914, 916, 983, 1019, 1035, 1112, 1146, 1176
Северо-Восточный федеральный университет	Якутск	Россия	578
Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова	Ярославль	Россия	1172
Institute of Space Science	Magurele	Румыния	1102
Винницкий национальный технический университет	Винница	Украина	880

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Винницкий торгово-экономический институт Киевского национального торгово-экономического университета	Винница	Украина	872
Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара	Днепропетровск	Украина	870
Донецкий национальный технический университет	Донецк	Украина	846
Житомирский государственный технологический университет	Житомир	Украина	1081
НЕОВИТ, НПК, ООО	Запорожье	Украина	689
Прикарпатский национальный университет им. Василия Стефаника	Ивано-Франковск	Украина	385, 403
Институт проблем материаловедения НАН Украины	Киев	Украина	673
Институт физики полупроводников им. В. Е. Лашкарева НАН Украины	Киев	Украина	602
Киевский национальный университет технологий и дизайна	Киев	Украина	846
Национальный технический университет Украины «КПИ»	Киев	Украина	393, 846, 1086
Национальный университет биоресурсов и природопользования Украины	Киев	Украина	393
Орион, НИИ, ГП	Киев	Украина	602
Сатурн, НПП, ПАО	Киев	Украина	77
Сумский государственный университет	Сумы	Украина	219, 403, 531, 669, 673, 675, 691, 693, 801
Тернопольский национальный технический университет им. Ивана Пулюя	Тернополь	Украина	1086
ГНЦЛС, опытный завод, ООО	Харьков	Украина	1083
Здоровье, фармацевтическая компания	Харьков	Украина	1083
Институт плазменной электроники и новых методов ускорения, ННЦ ХФТИ НАН Украины	Харьков	Украина	777, 785
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины	Харьков	Украина	137, 143, 155, 165, 171, 197, 592, 1100, 1128, 1136, 1180
Научный физико-технологичный центр МОН и НАН Украины	Харьков	Украина	537
Харьковская государственная академия дизайна и искусств	Харьков	Украина	970
Харьковский национальный университет им. В. Н. Каразина	Харьков	Украина	151, 537, 539, 677, 1057, 1096, 1108
Харьковский национальный университет радиоэлектроники	Харьков	Украина	353, 355, 537, 745, 791, 1092, 1104
Харьковский национальный экономический университет имени С. Кузнеца	Харьков	Украина	1096, 1108
Хмельницкий национальный университет	Хмельницкий	Украина	311, 884, 1077, 1178
Черновицкий национальный университет им. Юрия Федьковича	Черновцы	Украина	743
Chalmers University of Technology	Gothenburg	Швеция	471
Durban University of Technology	Durban	ЮАР	243, 251, 255, 258, 1072
National Institute for Materials Science	Tsukuba	Япония	669, 691, 693

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

A. S. POPOV SOCIETY'S JUBILEE. On the Occasion of the 70th Anniversary of All-Union Scientific and Technical Society of Radio Engineering and Electronics — All-Union Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications — Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications (RSTSREC)

Gulyaev Yu. V.[1,2], Bugaev A. S.[1,2], Yermolov P. P.[3,4]
[1]*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS*
11-7 Mokhovaya str, Moscow, 125009, Russian Federation
[2]*Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications (RSTSREC)*
6/9/20 Rozhdestvenka str, Moscow, 107031, Russian Federation
[3]*Sevastopol State University,*
Radioelectronics & Telecommunication dept
33, Universitetskaya str, Sevastopol, 299053, Crimea
[4] *Crimean Branch of RSTSREC*
P. O. Box 10, Sevastopol, 299057, Crimea
e-mail: 10.99057@gmail.com

Abstract — The present paper concerns the history of the oldest domestic scientific and technical society of radiomen — (RSTSREC named after A. S. Popov), a successor of Physical Department of Russian Physical and Chemical Society and Russian Society of Radio Engineers. The fact of recreation of Crimean Branch of RSTSREC in 2014—2015 is noted.

ЮБИЛЕЙ ОБЩЕСТВА им. А. С. ПОПОВА. К 70-летию ВНОРиЭ — ВНТОРЭС — РНТОРЭС

Гуляев Ю. В.[1,2], Бугаев А. С.[1,2], Ермолов П. П.[3,4]
[1]*Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
ул. Моховая, д. 11, корп. 7, г. Москва, Россия, 125009
[2]*РНТОРЭС им. А. С. Попова*
Рождественка, 6/9/20, стр. 1, г. Москва, Россия, 107031
[3]*Севастопольский государственный университет,*
кафедра радиоэлектроники и телекоммуникаций
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Крым, 299053
[4]*Крымская региональная организация РНТОРЭС им. А. С. Попова*
а/я 10, г. Севастополь, Крым, 299057
e-mail: 10.99057@gmail.com

Аннотация — Приведена история старейшего отечественного научно-технического сообщества радиоспециалистов — РНТОРЭС им. А. С. Попова, преемника Физического отделения Русского физико-химического общества и Русского общества радиоинженеров. Отражен факт воссоздания Крымской региональной организации РНТОРЭС в 2014—2015 гг.

I. Введение

Деятельность старейшего отечественного научно-технического сообщества радиоспециалистов — РНТОРЭС, преемника Физического отделения Русского физико-химического общества и Русского общества радиоинженеров, достаточно детально рассмотрена в [1]. В настоящем докладе на основе этой публикации кратко рассмотрены этапы развития общества, а также отражен факт воссоздания Крымской региональной организации РНТОРЭС.

II. Русское общество радиоинженеров (РОРИ)

Первым профессиональным обществом радиоинженеров считается Русское общество радиоинженеров. В ноябре 1917 г. в Петрограде впервые состоялся съезд радиотелеграфистов, который объединил всех работников радиотелеграфа. На съезде говорилось и о новых направлениях — радиосвязи и радиовещании. Съезд подготовил созыв Всероссийского радиосъезда, который состоялся в декабре 1917 г. в Петрограде. Участники Всероссийского радиосъезда, обсуждая насущные вопросы развития молодой отрасли — радиотехники, пришли к мнению о необходимости организационного объединения специалистов. 31 марта 1918 г. группа из 34 учредителей, в числе которых были М. Л. Бонч-Бруевич, В. К. Лебединский, И. Г. Фрейман, М. В. Шулейкин и др., собравшихся в Центральной научно-технической лаборатории Военного ведомства в Петрограде, утвердили устав и избрали совет Российского общества радиоинженеров (РОРИ). Председателем РОРИ был избран профессор В. К. Лебединский.

С переездом правительства, ряда учреждений и многих специалистов в Москву РОРИ продолжило работу уже в Москве. Члены РОРИ приняли участие в составлении проекта сети передающих станций, декрета о радиосовете и в обсуждении вопроса о передаче сигналов времени. После утверждения нового устава РОРИ стали создаваться отделения в других

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

городах. В Петрограде работало Петроградское отделение РОРИ, руководителем которого стал А. А. Петровский. Отделения открылись также в Нижнем Новгороде (председатель М. Л. Бонч-Бруевич), в Туркестане (председатель А. И. Парфиянович), в Киеве (председатель И. И. Косоногов) и в Одессе (председатель Р. В. Львович).

РОРИ принимало участие во всех радиотехнических мероприятиях, выступало экспертом в комиссиях по радиотехническим вопросам, участвовало в разработке учебных планов и программ. В октябре 1921 г. на VIII Всероссийском электротехническом съезде радиосекция была полностью составлена из членов РОРИ.

РОРИ сыграло большую роль в подготовке и праздновании 30-летия изобретения радио А. С. Поповым в 1925 г. Тем не менее, после празднования юбилея деятельность РОРИ пошла на спад и в 1926 г. оно практически прекратило свое существование. Ленинградские члены попытались воссоздать свою организацию под названием «Русское общество радиоинженеров в Ленинграде», которое просуществовало до 1929 г.

В 1924 г. возникло и юридически оформилось Общество друзей радио (ОДР). Многие радиоспециалисты стали работать в этой организации, и в 1929 г. РОРИ полностью влилось в ОДР. В 1933 г. объединились Всесоюзный энергетический комитет и Всесоюзное научное инженерно-техническое общество энергетиков, в котором работали и специалисты по электросвязи. В 1935 г. это Общество преобразовалось во Всесоюзное научное инженерно-техническое общество энергетики и электросвязи с отдельным сектором, охватывающим всю электросвязь. Этот сектор состоял из трех секций: секцию проводной связи возглавлял В. И. Коваленков, радиотехники — А. Л. Минц и вакуумной техники — А. А. Шапошников.

III. Всесоюзное научное общество радиотехники и электросвязи (ВНОРиЭ)

Бурное развитие радиотехники и электросвязи в конце 30-х гг. побудило специалистов к созданию своего общества. Великая Отечественная война помешала этому. Но уже 12 января 1945 г. Всесоюзный совет научных и инженерно-технических обществ (ВСНИТО) принял решение о преобразовании секции электросвязи Общества энергетиков в самостоятельное Всесоюзное научное инженерно- техническое общество электросвязи.

В соответствии с Постановлением СНК СССР от 25 декабря 1944 г. № 1737 был утвержден юбилейный комитет по проведению 50-летия со дня изобретения радио А. С. Поповым во главе с академиком Б. А. Введенским. Комитет подготовил мероприятия по празднованию юбилея. СНК СССР своим Постановлением от 2 мая 1945 г. № 939 одобрил эти предложения, и 7 мая в Государственном академическом Большом театре состоялось торжественное собрание. С докладами выступили член-корреспондент АН СССР вице-адмирал А. И. Берг — «Русский ученый Попов — изобретатель радио» и академик Б. А. Введенский — «Развитие радио за 50 лет».

14 мая 1945 г. открылась Всесоюзная научно-техническая конференция, посвященная 50-летию изобретения радио А. С. Поповым, где собрались ученые, инженеры и специалисты в области радиотехники и связи, многие из которых недавно вернулись с фронтов Великой Отечественной воины. Конференция проходила с 14 по 19 мая. Но окончанию конференции было принято постановление о создании Всесоюзного научного общества радиотехники и электросвязи (ВНОРиЭ) и присвоении ему имени Александра Степановича Попова.

В первое оргбюро Общества, состоявшее из 22 человек, вошли такие ученые как А. И. Берг, Б. А. Введенский, С. А. Векшинский, Г. А. Кьяндский, А. Д. Фортушенко и др. Первым председателем оргбюро ВНОРиЭ был избран уроженец Севастополя А. Д. Фортушенко — заместитель Наркома связи СССР.

В июле 1945 г. было направлено письмо в ЦК ВКП (б) Г. М. Маленкову с просьбой утвердить решение Майской конференции о создании ВНОРиЭ имени А. С. Попова, состав Оргбюро и штатное расписание. В декабре 1945 г. просьба была удовлетворена и 7 декабря Всесоюзный совет научных инженерно-технических обществ принял решение о создании Всесоюзного научного общества радиотехники и электросвязи им. А. С. Попова.

14 декабря 1945 г. на своем заседании Оргбюро окончательно оформляет создание ВНОРиЭ им. А. С. Попова и готовит проект временного устава, а 31 декабря Совет Народных Комиссаров СССР утверждает штатное расписание ВНОРиЭ им. А. С. Попова.

Основными задачами Общество ставило объединение усилий и направление творческой деятельности ученых и инженеров на совершенствование отечественной радиотехники и электросвязи на основе новейших достижений науки и техники, помощь предприятиям, отдельным ученым и инженерно-техническим работникам в исследованиях и внедрении их разработок в производство. Эти задачи остались актуальными и сейчас.

В начале 1946 г. в обществе насчитывалось 177 членов. В марте 1946 г начал издаваться его печатный орган — научно-технический и теоретический журнал «Радиотехника». Первым главным редактором его был академик Б. Л. Введенский. В разные годы журнал возглавляли: д.т.н., профессор Н. И. Чистяков, член-корреспондент ЛИ СССР А. Л. Микаэлян. В настоящее время равным редактором журнала является академик РАН Ю. В. Гуляев. Журнал сыграл заметную роль в развитии отечественной радиотехники. Он первым начал широкую публикацию статей по вопросам радиолокации, надежности сложных радиотехнических устройств, новейшим методам усиления, генерирования, модуляции и обработки сигналов.

В Обществе были созданы 14 секций, которыми руководили А. И. Берг, В. А. Котельников, А. А. Пистолькорс и др.

Уже в течение первого года существования Общества были открыты его отделения в Ленинграде, Алма-Ате, Горьком, Днепропетровске, Краснодаре и Харькове.

В мае 1946 г. ВНОРиЭ им. А. С. Попова провело Всесоюзную научную сессию, посвященную Дню радио, на которой работало уже 18 секций. С этих пор ежегодные научные сессии стали традиционными. На них подводились итоги и намечались пути дальнейшего развития отечественной радиотехники, электроники и связи. С конца 50-х гг. в работе Всесоюзных сессий стали принимать участие и зарубежные специалисты.

К концу 1946 г. Общество насчитывало 478 действительных и 40 членов — юридических лиц. Первые годы списки вновь принятых членов публиковались в журнале «Радиотехника».

По решению Оргбюро в 1947 г. стали создаваться первичные организации общества, число которых к 1948 г. достигло 48. В эти годы в Общество вступали наиболее известные и авторитетные ученые и спе-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

циалисты. Руководило работой Общества Оргбюро, которое просуществовало вплоть до I Всесоюзного съезда ВНОРиЭ, состоявшегося в 1950 г. Председателями Оргбюро в разное время были А. Д. Фортушенко, А. И. Берг, В. А. Котельников.

В мае 1950 г. по окончанию Всесоюзной сессии, посвященной Дню радио, состоялось открытие I Всесоюзного съезда общества. Делегаты съезда представляли уже 2094 действительных члена.

В Обществе было 10 отделений, 70 первичных организаций. В то время Общество им. А. С. Попова было большой организацией, пользующейся заслуженным авторитетом. На съезде был принят Устав Общества, избрано правление и ревизионная комиссия. Председателем правления был избран академик А. И. Берг. Все местные организации в других городах были на правах отделений.

Второй Всесоюзный съезд Общества состоялся в Москве в июне 1954 г. В его работе принимали участие делегаты из Москвы, Ленинграда, Алма-Аты, Киева, Риги, Тбилиси, Горького, Краснодара, Одессы, Ростова-на-Дону, Харькова. К этому съезду численность членов Общества удвоилась. Председателем Центрального правления по рекомендации А. И. Берга был избран член-корреспондент АН СССР В. И. Сифоров, который возглавлял Общество более 30 лет.

В 1954 г. произошли серьезные изменения в жизни всех общественных организаций. В декабре вышло постановление ЦК КПСС о реорганизации научных и инженерных обществ в массовые научно-технические организации по отраслям производства, руководство обществами было возложено на ВЦСПС. То же постановление обязывало руководителей министерств, ведомств и предприятий оказывать помощь и предоставлять необходимые для работы, в первую очередь первичным организациям, помещения и оборудование. В первое время это постановление сыграло положительную роль.

После 1954 г. начался значительный рост численности членов Общества. Если к концу 1955 г. Общество насчитывало 8540 членов, то в 1967 г их было уже 120 тыс., а в 1980 г. — более 612 тыс. членов. К десятому съезду (1987 г.) Общество достигло максимальной численности — более 750 тыс. членов. Конечно, рост численности членов общества планировался сверху Всесоюзным советом НТО и в определенной мере был искусственным. Но с другой стороны для молодых инженеров и специалистов он открывал возможности проявления своих творческих способностей.

Общество им. А. С. Попова сыграло заметную роль в пропаганде полупроводниковых приборов и их применения в бытовой технике. В сентябре 1963 г. прошла первая Всесоюзная научно-техническая конференция по применению полупроводниковых приборов в бытовой аппаратуре. По рекомендациям этой конференции было принято решение начать выпуск радиоприемников массового потребления на полупроводниковых приборах.

IV. Всесоюзное научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (НТОРЭС)

Учитывая определенное недоверие к надежности полупроводниковой техники, решение конференции 1963 г. сыграло заметную роль в пропаганде достижений микроэлектроники и дальнейшем развитии полупроводниковой промышленности. Вопросы широкого применения достижений электроники в народном хозяйстве все больше стали занимать места в деятельности Общества. 6 марта 1968 г., когда состоялся Шестой съезд НТОРиЭ им. А. С. Попова, было принято постановление о переименовании Научно-технического общества радиотехники и электросвязи им. А. С. Попова в Научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова (НТОРЭС им. А. С. Попова).

Бурное развитие радиоэлектроники и ее широкое внедрение во все отрасли потребовало подготовки большого числа высококвалифицированных специалистов. По инициативе большой группы преподавателей вузов Москвы и Ленинграда в 1963 г. Центральное правление Общества провело Всесоюзное совещание по высшему радиотехническому образованию. В совещании приняли участие такие видные ученые как А. И. Берг, В. А. Котельников, В. И. Сифоров. А. А. Пистолькорс. Рекомендации совещания были рассмотрены на коллегии Министерства высшего и среднего специального образования СССР и одобрены. Был создан общественный научно-методический совет по радиотехническому образованию. С тех пор вопросы повышения квалификации специалистов, пропаганда научных знаний занимает в деятельности Общества значительное место.

Большую помощь Обществу оказывали отраслевые министерства. Каждые 3—4 года в министерствах выходили приказы «О содействии в работе Научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова». Этими приказами определялись формы помощи первичным организациям Общества и размеры членских взносов для юридических лиц — членов Общества. Взносы предприятий составляли бóльшую часть доходов Общества.

Уже в конце 50-х гг. начали налаживаться связи с научными общественными организациями зарубежных стран, в том числе Института инженеров по радиотехнике и электронике (IEEE). В 1977 г. Отношения между СССР и США ухудшились, что сказалось и на отношениях между обществами. В мае 1985 г. После 8-летнего перерыва к нам вновь прибыла делегация IEEE во главе с его Президентом Чарльзом Элдоном. Состоялись официальные переговоры, на которых были определены принципы дальнейшего сотрудничества. Большую роль в налаживании и укреплении связей с IEEE сыграл соавтор настоящего доклада Ю. В. Гуляев, который был хорошо известен за рубежом как крупный ученый в области радиоэлектроники. В 1988 г. в Мюнхене впервые было подписано соглашение о сотрудничестве между ВНТОРЭС им. А. С. Попова и IEEE, а в 1993 г. было уже подписано соглашение между IEEE и Российским НТОРЭС им. А. С. Попова.

Знаменательным в жизни научно-технических обществ стал 1988 г. На VII Всесоюзном съезде научно-технических обществ был учрежден Союз научных и инженерных обществ СССР (Союз НИО). Отраслевые научно-технические общества вновь приобрели статус Всесоюзных организаций, который они потеряли в 1954 г. в связи с постановлением ЦК КПСС о подчинении общественных организаций профсоюзам. Став самостоятельными организациями, общества сами стали определять свои цели и задачи, вести хозрасчетную деятельность. Появилась серьезная финансовая основа для дальнейшего развития деятельности общественных организаций. В 1987 г. на X съезде ВНТОРЭС им. А. С. Попова председателем Центрального правления был избран академик Ю. В. Гуляев.

Распад Советского Союза привел к серьезным структурным изменениям в жизни научных обществ, в том числе и в ВНТОРЭС им. А. С. Попова.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

V. Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (РТОРЭС)

В декабре 1991 г. проходит I съезд Российского НТОРЭС им. А. С. Попова — правопреемника Всесоюзного НТОРЭС в России. Первым президентом Российского общества стал академик РАН Ю. В. Гуляев. В апреле 1992 г. конференция полномочных представителей республик СССР принимает решение о прекращении деятельности Всесоюзного общества.

По состоянию на 2005 г. РНТОРЭС им. А. С. Попова объединяло в своих рядах около 10 тысяч членов. Общество имело региональные отделения в 46-ти регионах Российской Федерации. Юридических лиц в Обществе не стало — после принятия в 1995 г. закона «Об общественных организациях» предприятия, учебные и промышленные организации не могли являться членами Общества, и основным источником финансирования стали платные мероприятия. В новых условиях сумели сохранить активность Московская. Санкт-Петербургская. Нижегородская, Владимирская и Новосибирская организации, в которых работают штатные сотрудники. Недавно создана Крымская организация (см. следующий раздел).

Общество ежегодно проводит около 200 научно-технических мероприятий, из них около 20-ти международных конференций и семинаров. При Центральном совете работают 25 научных секций и комиссий:

1. «Вычислительная техника», руководитель — д. т. н., проф. Б. В. Дроздов;
2. «Инфоком-менеджмент и экономика», руководитель — д. э. н., проф. Л. М. Мартынов;
3. «Информатизация производственных систем и управление качеством», руководитель — д. т. н., проф. Ю. Н. Кофанов;
4. «Защита информации», руководитель — д. т. н., проф. А. А. Хорев;
5. «Кибернетика и вопросы экологии», руководитель — д. ф.-м. н., проф. Ф. А. Мкртчян;
6. «Методы моделирования радиофизических процессов», руководитель — д. ф.-м. н., проф. В. Ф. Кравченко;
7. «Метрологические проблемы радиотехники, электроники и связи», руководитель — к. т. н., проф. Ю. В. Скачко;
8. «Многоканальная электросвязь», руководитель — д. т. н., проф. Э. Л. Портнов;
9. «Общая радиотехника», руководитель — к. т. н., проф. В. С. Сперанский;
10. «Оптоэлектроника и волоконно-оптические устройства», руководитель — д.т.н., проф. В. Т. Потапов;
11. «Прикладные проблемы информационных технологий», руководитель — д. т. н., проф. И. И. Постников;
12. «Распространение и дифракция радиоволн», руководитель — д. ф.-м. н., проф. Д. С. Лукин;
13. «СВЧ электроника», руководитель — д. т. н., проф. Д. М. Петров;
14. Секция имени А. И. Берга «Применение электроники в биологии и медицине», руководитель — д. б. н., проф. В. Г. Манусаджян;
15. «Телевидение и радиовещание», руководитель — д. т. н., проф. М. И. Кривошеев;
16. «Теория информации», руководитель — д. т. н., проф. Ю. С. Шинаков;
17. «Теория и техника передачи дискретных сигналов и проблемы поиска и анализа радиосигналов из космоса», руководитель — д. т. н., проф. Н. Т. Петрович;
18. «Теория телетрафика», руководители — д. т. н., проф. С. Н. Степанов и д. т. н., проф. А. Д. Харкевич;
19. «Устройства и системы памяти», руководитель — В. В. Цыркин;
20. «Устройства синхронизации», руководитель — д. т. н., проф. А. В. Пестряков;
21. «Антенны и антенно-фидерные устройства», руководитель — д. т. н., проф. В. В. Чебышев;
22. «Фундаментальные проблемы медицинской радиоэлектроники», руководитель — д. ф.-м. н., проф. О. В. Бецкий;
23. «Электромагнитная совместимость РЭС», руководитель — д. т. н., проф. М. А. Быховский;
24. Комиссия по истории радиотехники, электроники и электросвязи, руководитель — академик РАН Ю. В. Гуляев;
25. Комиссия по работе с молодежью, руководитель — к. т. н. С. В. Владимиров.

VI. Крымская организация НТОРЭС

В Севастополе с конца 60-х — начала 70-х гг. до начала 90-х гг. (более точные даты установить не представилось возможным) функционировал Дом экономической и научно-технической пропаганды (полное название — Севастопольский филиал Республиканского дома экономической и научно-технической пропаганды Общества «Знание» Украинской ССР, сокращенно — СФ РДЭНТП), на базе которого проводилось большое число мероприятий различного масштаба с участием ряда крымских отделений научно-технических обществ, в том числе и Крымского правления НТОРЭС имени А. С. Попова. В 1990 г. в состав девяти отделений СФ РДЭНТП входило отделение радиоэлектроники, приборостроения и связи. В 90-е гг. здание, в котором размещался СФ РДЭНТП, было приватизировано, архив не сохранился. Не сохранились также архивы как Крымского областного правления НТОРЭС имени А. С. Попова, так и центрального правления общества, в которых отражена деятельность Крымского правления. Сохранились только планы СФ РДЭНТП за 1985, 1986 и 1990 гг. [1], на которых основаны представленные в таблице 1 сведения.

В 2014 г. начато воссоздание Крымской региональной организации Российского НТОРЭС имени А. С. Попова. Первыми членами общества стали преподаватели и сотрудники Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского: декан факультета физики и компьютерных технологий М. В. Глумова, заведующий кафедрой радиофизики и электроники В. В. Старостенко и др. (всего 15 человек).

22 мая 2015 г. состоялось собрание инициативной группы по созданию Крымской региональной организации общероссийской общественной организации РНТОРЭС, на котором присутствовали:

1. Калюжный Л. И., генеральный директор ООО «УРАНИС», г. Севастополь;
2. Калюжный В. И., генеральный директор ОАО «УРАНИС-Радиосистемы», г. Севастополь;
3. Долгушев С. В., генеральный директор ОАО «КБ радиосвязи», г. Севастополь;
4. Таран С. Н., ведущий инженер ООО «Севастопольский радиозавод»;
5. Ересов А. А., заместитель главного инженера ФГУП «РТРС РТПЦ Крыма»;

[1] Тематический план мероприятий по пропаганде экономических, научно-технических знаний и передового производственного опыта на 1985 г. / СФ РДЭНТП. Севастополь, [1985]. 44 с.; то же на 1986 г. — 45 с.; то же на 1990 г. — 42 с.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

6. Байздренко А. А., заведующий кафедрой информационных технологий Черноморского высшего военно-морского училища им. П. С. Нахимова, г. Севастополь;

7. Богданович Л. Д., первый заместитель директора Севастопольского филиала ФГУП НИИР — ИЦ «Омега»;

8. Синьковский М. С., начальник службы навигации и связи ФГУП «Севморпорт»;

9. Гимпилевич Ю. Б., зав. кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Севастопольского государственного университета;

10. Афонин И. Л., профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Севастопольского государственного университета;

11. Ермолов П. П., доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Севастопольского государственного университета;

12. Калюжный И. Л., профессор Севастопольского государственного университета;

13. Старостенко В. В., заведующий кафедрой радиофизики и электроники Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского, г. Симферополь.

Председателем Крымской региональной организации РНТОРЭС избран П. П. Ермолов, заместителем — В. В. Старостенко, ученым секретарем — И. В. Лащенко.

VII. Заключение

70-летняя история РНТОРЭС им. А. С. Попова, старейшего отечественного научно-технического сообщества радиоспециалистов, преемника Физического отделения Русского физико-химического общества и Русского общества радиоинженеров, свидетельствует о его значительной роли в развитии отечественной радиотехнической науки и промышленности.

Воссоздание Крымской региональной организации РНТОРЭС в Севастополе является вполне закономерным, поскольку инициаторами создания Общества были заместитель наркома связи, уроженец Севастополя А. Д. Фортушенко, а также академик А. И. Берг, принимавший участие в важных испытаниях связи на коротких волнах на Черноморском флоте в 1928 г. Кроме этого, профессор А. С. Попов в 1899 и 1901 гг. проводил на Черноморском флоте опыты беспроводного телеграфирования, в том числе — впервые в мире — в условиях «практической эскадры», т. е. во время выполнения стрельб.

VIII. References

[1] Зудков П. И. 60 лет Российскому научно-техническому обществу радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова // Творцы российской радиотехники. Жизнь и вклад в мировую науку. М. : Эко-Трендз, 2005. С. 6—16.

Таблица 1. Сведения об участии Крымского областного правления НТОРЭС имени А. С. Попова в мероприятиях, проводимых в СФ РДЭНТП.

Table 1. On the participation of Crimean Regional Administration of RSTSREC named after A.S. Popov in activities carried out in Sevastopol Branch of Republican House of Economical and Scientific and Technical Propaganda of “Knowledge” Society of Ukrainian Soviet Socialist Republic

	1985 г.	1986 г.	1990 г.	Всего
Общее количество мероприятий Total number of events	159	152	161	472
В том числе с участием Крымского областного правления НТОРЭС им. А. С. Попова Also feat. events of Crimean Regional Administration of RSTSREC named after A. S. Popov	11	6	24	41



Рис. 1. Инициативная группа по воссозданию Крымской региональной организации РНТОРЭС им. А. С. Попова. Стоят (слева направо): А. А. Ересов, П. П. Ермолов, С. Н. Таран. Сидят (слева направо): Е. И. Свиридова, Л. Д. Богданович, А. А. Байздренко, С. В. Долгушев, И. Л. Калюжный, Л. И. Калюжный, Ю. Б. Гимпилевич, И. Л. Афонин. Севастополь, 22 мая 2015 г.

Fig. 1. Initative group for the recreation of Crimean Branch of RSTSREC named after A. S. Popov. Standing (from left to right): A. A. Yeresov, P. P. Yermolov, S. N. Taran. Sitting (from left to right): E. I. Sviridova, L. D. Bogdanovich, A. A. Baizdrenko, S. V. Dolgushev, I. L. Kaluzhniy, L. I. Kaluzhniy, Yu. B. Gimpilevich, I. L. Afonin. Sevastopol, the 22nd of May, 2015

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE PRINCIPLE OF ACTION AND APPLICATION OF THE MEANS FOR FUNCTIONAL DEFEAT OF RADIO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND DEVICES

Kupriyanov A. I.
Moscow Aviation Institute (National Research University)
A-80, GSP-3, 4, Volokolamsk Highway, Moscow, 125993, Russia
e-mail: aik125167@mail.ru

Abstract — The present paper concerns a conflict in an information space providing a force destructive impact on radio-electronic devices and systems by means of powerful electromagnetic fields.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ПРИМЕНЕНИЯ СРЕДСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОРАЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ И УСТРОЙСТВ

Куприянов А. И.
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)
Волоколамское шоссе, д. 4, г. Москва, А-80, ГСП-3, 125993
e-mail: aik125167@mail.ru

Аннотация — Рассматривается конфликт в информационном пространстве, предусматривающий силовое деструктивное воздействие на радиоэлектронные устройства и системы мощными электромагнитными полями.

I. О термине «функциональное поражение»

Среди множества средств и методов из арсенала современной радиоэлектронной борьбы (РЭБ) ниже обсуждаются только вопросы функционального поражения (ФП) электронных компонентов сильным электромагнитным полем. В литературе как синонимы термина "оружие функционального поражения" (ОФП) используются словосочетания "лучевое оружие", "электромагнитное оружие" (ЭМО), "микроволновое оружие". Каждый из перечисленных терминов по-своему отражает существенные черты этого нового класса средств РЭБ и тактики их применения, акцентируя внимание на поражении компонентов электронных устройств мощными электромагнитными полями (ЭМП). Военная энциклопедия [1] определяет электромагнитное оружие, поражающим фактором которого является мощный поток электромагнитных волн радиочастотного (СВЧО), когерентного оптического (ЛО), некогерентного оптического или рентгеновского излучения.

Современный уровень развития техники не позволяет создать СВЧ-оружие, способное обеспечить физическое уничтожение большинства макроскопических объектов [3]. Однако мощное СВЧ-излучение может оказывать специфическое деструктивное воздействие на электронные компоненты средств и систем. Совокупность генератора мощного излучения, специального источника питания и подсистемы информационного обеспечения (средства разведки), принято называть сверхвысокочастотным оружием функционального поражения (СВЧО ФП). Появление СВЧО ФП обусловлено образом двумя главными причинами.

1. На современном этапе развития техническая цивилизация пребывает в эре микроэлектроники. Сейчас создаются и используются приборы с субмикронными размерами активных областей. В перспективе размеры станут сравнимыми с длиной волны де Бройля электрона и длиной его свободного пробега. Микроминиатюризация электронной техники, уменьшая уровни энергии поражающих внешних воздействий, облегчает ФП.

3. Обозначились значительные успехи создания источников мощного электромагнитного излучения (ЭМИ) на основе плазменной релятивистской СВЧ-электроники и быстрой кумуляции магнитного потока при деформации металлических токонесущих оболочек под действием сверхвысоких давлений во взрывомагнитных и магнитогидродинамических генераторах электрической энергии.

Для поражения информационных систем в составе средств вооружения долгое время использовались средства двух классов. Во-первых это средства РЭБ, использующие сравнительно малую энергию для нанесения информационного ущерба за счет действия помех. Во-вторых, это высокоточное оружие, самонаводящееся на источники излучения. Прежде всего — побочного и непреднамеренного излучения. За такими средствами поражения исторически закрепилось название ПРР — противорадиолокационные ракеты. Применение таких средств поражения сопровождается рассеянием на порядки больших уровней энергии.

Средства функционального поражения занимают промежуточное положение на шкале энергетических затрат рис. 1.

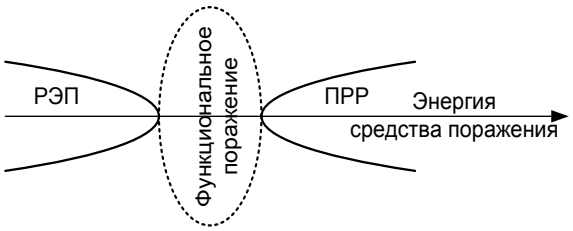


Рис. 1. Энергетика средств радиоэлектронной борьбы

Fig. 1. Energy properties of radio-electronic fight means

Используемая оружием ФП энергия больше, чем энергия помех для информационного поражения, но меньше той, которая вызывает физическое разруше-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ние технических объектов, содержащих и несущих информационные системы.

На рис. 2 [2] представлена динамика изменения уровней энергии, вызывающей нарушения функционирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) (кривая 1), и напряжения питания схем этой аппаратуры (2) за три с половиной десятилетия. За период с 1950 г. вплоть до конца XX века резко возросли функциональные возможности РЭА. Прежде всего, за счет миниатюризации. Платой за колоссально возросшие возможности РЭА явилось возрастание уязвимости ее элементов и прежде всего тех элементов, которые имеют высокую степень интеграции. Угроза со стороны мощного электромагнитного излучения, индуцирующего большие токи в электрических цепях РЭА. Уровень энергии, необходимой для нарушения работы РЭА, обусловленного выходом из строя элементной базы этой аппаратуры, снизился с 10^{-2} Дж до 10^{-9} Дж.

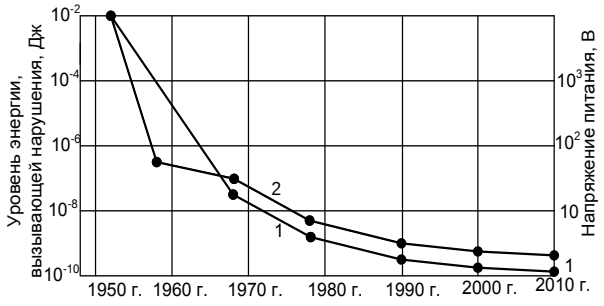


Рис. 2. Характеристики электронных систем: 1 — энергия, вызывающая разрушения; 2 — напряжение питания.

Fig. 2. Characteristics of electronic systems: 1 — the energy causing destruction, 2 — supply voltage

Эффект ФП проявляется в трех основных видах:

— прекращение функционирования отдельных элементов РЭС (катастрофическим, необратимым отказам);

— нарушение функционирования отдельных элементов РЭС, вызванное временными, обратимыми отказами;

— нарушение работоспособности РЭС, характерное для традиционных помех (ложные срабатывания и сбои в работе исполнительных схем, искажения выходных сигналов устройств обнаружения и обработки и т.д.).

Первый вид отказов часто называют функциональным поражением, а второй и третий — функциональным подавлением. Везде в дальнейшем будет употребляться единый термин — функциональное поражение (ФП).

Можно отметить недостатки традиционных средств РЭБ, от которых свободно СВЧ оружие ФП.

1. Традиционным средствам РЭБ присуще практически неустранимое запаздывание реакции на неожиданные (непредсказуемые) действия противника, в частности на изменение режима работы, вида и параметров сигналов подавляемых РЭС. Даже станции ретранслированных ответных помех излучают свои деструктивные сигналы с запаздыванием. В станциях помех с генераторным принципом работы подобная задержка может доходить до десятых долей секунды.

2. Длительность нарушения нормального функционирования РЭС практически равна длительности эффективного действия помехи. Снижение эффективности помехи или ее выключение автоматически ведет к восстановлению режима нормального функционирования РЭС.

3. Конкретные образцы традиционных средств РЭП ориентированы на подавление РЭС определенного функционального назначения и определенного диапазона рабочих частот. Вследствие ограничений по массе и габаритам, энергопотреблению практически невозможно создать комплекс РЭБ, способный одновременно подавлять любое из противоборствующих РЭС противника.

СВЧ оружие ФП обладает внеполосным воздействием, т. е. поражает РЭС любого класса даже тогда, когда рабочая частота мощного СВЧ излучения далеко отстоит от полосы пропускания основного канала приема поражаемого РЭС. Это позволяет обеспечить поражение РЭС самого различного функционального назначения с помощью СВЧО ФП одного типа. В этом смысле оружие функционального поражения является универсальным.

4. Традиционные виды помех обеспечивают подавление приемных каналов различных РЭС за счет маскировки и имитации полезных сигналов, а применительно к системам вторичной обработки информации — за счет перегрузки их ложными сигналами. СВЧО ФП в принципе способно поражать любые объекты, использующие элементную базу современной электроники, независимо от класса РЭС, диапазона рабочих частот, видов и параметров рабочих сигналов, степени помехозащищенности в традиционном ее понимании. Причина такого явления в том, что при использовании СВЧО ФП воздействие не сводится только к изменению преобразовательных свойств элементов РЭС, а ведет, главным образом, к изменению физической структуры этих элементов. В результате СВЧО ФП способно поражать узлы и элементы таких электронных средств, которые не подвержены воздействию традиционных видов помех, а именно: передающие устройства, блоки питания, вычислительные средства, элементы антенно-фидерных трактов. Таким образом, мощное СВЧ-излучение может дезорганизовать работу средств управления оружием и функционирование информационных систем в комплексах, относящихся к критическим технологиям. Мощное СВЧ-излучение способно производить деструктивное воздействие на радиоэлектронную аппаратуру, находящуюся в обесточенном состоянии.

II. Критические энергетические уровни функционального поражения радиоэлектронных устройств

Эффект воздействия средств функционального поражения на объекты информатизации состоит в изменениях физико-химических свойств электронных компонентов при облучении их сильными ЭМП. Плотность потока энергии $П_{кр}$, при которой надежно поражаются современные электронные объекты, на 8…10 порядков выше соответствующих энергетических показателей традиционных преднамеренных помех, создаваемых даже самыми мощными станциями.

В известных литературных источниках критические условия, при которых может произойти функциональное поражение, находится одним из двух способов. Либо теоретически определяется $П_{кр}$ по типовым моделям изменения фазового состояния полупроводникового материала при поглощении энергии ЭМП. Наиболее распространенной и заслуживающей доверия при решении таких задач является модель

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Вунша — Белла. Либо экспериментально, для конкретного элемента, входящего в состав устройств РЭА, определяется критическое значение энергии.

В разных работах приводятся значения $П_{кр}$, при котором выходят из строя различные приборы. Эти значения лежат в пределах $П_{кр}=10^{-8}…10^{2}$ Дж/см^2. Такой разброс значений вызывает сомнения в их справедливости. Полученные в [2] оценки критической плотности потока СВЧ энергии, способной вызвать температурное разрушение *p-n* перехода, позволяют считать наиболее вероятным значение $П_{кр}$~1 мкДж/см^2.

Сильными принято считать поля, при действии которых, например, на кристалл такие его параметры, как подвижность (скорость, которую приобретают носители зарядов под действием электрического поля единичной напряженности), удельная электропроводность и концентрация носителей свободных зарядов, становятся зависимыми от напряженности электрического поля *E*. В физике твердого тела область сильных электрических полей определяется соотношением

$$E \geq \frac{3}{2}kT\frac{1}{el}, \quad (1)$$

где *e* — заряд электрона; *l* — средняя длина свободного пробега электрона; *T* — температура; *k* — постоянная Больцмана; $\frac{3}{2}kT$ — энергия теплового движения электронов, которая в сильных полях сравнима с энергией *elE*, приобретаемой электронами за время ускорения полем *E* на пути *l*.

Электрическое поле, возмущающее плазму, считается сильным, если такие его параметры, как температура электронов, эффективная частота соударений электрона, электронная проводимость и электронная диэлектрическая проницаемость, существенно изменяются под действием этого поля. Критерий сильного электрического поля формулируется в виде

$$E \geq E_p = \sqrt{3T\frac{m}{e^2}\delta_0\left(\omega^2+\nu_{e0}^2\right)} = 4{,}5\cdot10^{-3}\sqrt{\delta_0 T\left(\omega^2+\nu_{e0}^2\right)},\ \frac{\text{мВ}}{\text{м}}, \quad (2)$$

где E_p —характерное плазменное поле; *T* — температура плазмы [эВ]; ω — круговая частота поля; ν_{e0} — эффективная частота соударений электрона с тяжелыми частицами; δ_0 — средняя доля энергии, теряемой электроном при одном акте взаимодействия с другими частицами.

Приведенные оценки позволяют сформировать требования к источнику сильного электромагнитного поля, пригодного для ФП, т. е. для создания средств СВЧО.

К настоящему времени сформировались два направления разработки и использования СВЧО ФП. Первое направление предполагает создание мобильного СВЧО многоразового применения на базе генераторов мощного импульсного СВЧ-излучения. Второе направление — это создание СВЧО одноразового применения на основе электромагнитных боеприпасов (ЭМБ) самого разнообразного применения [2].

III. СВЧ-оружие функционального поражения многоразового применения

Установки СВЧО многоразового применения могут размещаться на разных платформах: на стационарных позициях, на космических аппаратах, самолетах, вертолетах, кораблях, наземных транспортных средствах. Обсуждается использование такого оружия с борта боевых дистанционно пилотируемых летательных аппаратов (ДПЛА), наводимых на цели самолетами дальнего радиолокационного обнаружения и управления (ДРЛОУ) или с наземных командных пунктов. Также возможно применение СВЧО разведывательно-ударными комплексами (РУК).

В качестве базы для создания СВЧО функционального поражения целесообразно использовать такие генераторы, которые обеспечат максимум удельной мощности (мощности на единицу массы генераторной установки). Таким условиям отвечают приборы релятивистской электроники [2]. Это виркаторы — триоды с виртуальным катодом. Многоволновые черенковские генераторы (МВЧГ). Массогабаритные показатели МВЧГ хуже, чем у виркаторов, но их конструкция и технология изготовления лучше отработаны. Диоды со взрывной эмиссией электронов. Разрабатываются и исследуются другие типы релятивистских электронных приборов для генерации мощных импульсов ЭМИ.

По оценкам состояния на сегодняшний день [2] максимальная дальность функционального поражения СВЧО невелика и составляет ~10 км. При этом ограничения на максимальную дальность накладывает не только мощность генераторов СВЧ, но возможности формирования мощного узконаправленного луча антенными системами и точности наведения этого луча, а также электрическая прочность атмосферы.

Длительность мощных СВЧ-импульсов должна быть такой, чтобы не успевали срабатывать устройства защиты приемников РЭС от воздействия мощных ЭМИ. Применение таких устройств будет неизбежным для защиты от ФП. Вся энергия излучения должна быть сконцентрирована в импульсе с крутыми фронтами, а общая его длительность $\tau_и$ не должна превышать времени срабатывания $\tau_у$ самых быстродействующих устройств защиты приемников: $\tau_и<\tau_у$=70…90 нс. Использование таких коротких импульсов важно еще и потому, что с ними связан механизм малоэнергоемкого функционального поражения РЭС.

При большой мощности СВЧ-излучения более длинные импульсы скорее осуществят пробой воздуха. Кроме того, пробойное значение напряженности электрического поля зависит от диапазона несущих частот, давления (высоты луча над земной поверхностью) и влажности воздуха.

IV. СВЧ-оружие функционального поражения одноразового применения

Устройства СВЧО одноразового применения могут размещаться на ракетах разных классов: в управляемых авиационных бомбах, боевых кассетах, неуправляемых снарядах. Все эти управляемые и неуправляемые средства поражения, оснащенные источниками мощного СВЧ-излучения, принято называть электромагнитными боеприпасами (ЭМБ).

Первое упоминание о боевом применении ЭМБ относится к 1991 году. Во время "войны в заливе" США использовали новый класс секретных боеголовок, несущих мощные источники ЭМИ. Этими боеголовками комплектовались ракеты "Томахок".

Во время второй войны с Ираком 26.03.2003 были применены ЭМБ для поражения иракских объектов боевого управления, насыщенных электронной техникой и электротехническим оборудованием. Было упоминание о применении "электронной бомбы" массой 1 т в Белграде. Ее подрыв в подвале здания МВД вызвал поражение электроники в радиусе 300 м.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ЭМБ даже небольшого калибра создают излучение с энергией Э=20…40 Дж в ЭМИ длительностью $\tau_{эми}$~1 мкс [2, 3]. Пиковая плотность потока мощности ЭМИ вблизи эпицентра взрыва имеет порядок мегаватт на квадратный метр, что делает ЭМБ эффективным в радиусе нескольких десятков метров.

При взрыве ЭМБ даже малых калибров 100…120 мм на удалении R=6…10 м от цели искусственно инициируется подрыв детонатора обычных ВВ; на удалении $R\approx$30 м выводится из строя система государственного опознавания и блокируется пуск зенитных управляемых ракет (ЗУР) переносных зенитных ракетных комплексов (ПЗРК); на удалении $R\approx$50 м выводятся из строя противотанковые магнитные мины.

Успехи в создании одноразовых генераторов мощного СВЧ-излучения позволяют предсказать грядущий качественный скачок в боевом применении СВЧО ФП. В мегаджоулевом диапазоне энергий перспективны взрывные и, прежде всего, взрывомагнитные генераторы (ВМГ) [3].

Среди всех типов генераторов импульсов ВМГ имеют наилучшие массогабаритные показатели и наивысшие значения мощности. Плотность генерируемой электрической энергии в ВМГ может достигать ~100 Дж/г, а удельная мощность — 10^{13}…10^{14} Вт/м^3 [3]. Разумеется, удельные параметры всей системы ЭМО на основе ВМГ (с системой запуска и первичным источником начального тока) примерно на порядок ниже [2].

Принципы получения высокоэнергетических ЭМП на основе ВМГ, предложенные в 1951 году академиком А.Д. Сахаровым [4], предусматривают сверхбыстрое превращение энергии магнитного поля в энергию ЭМП при взрывном деформировании (сжатии) контура с током.

Для анализа и определения потенциальных возможностей накопления и использования энергии магнитного поля $Э^м$ в интересах ФП РЭС можно выделить некоторую замкнутую область V, ограниченную прочной внешней оболочкой рис. 3.

В выделенную область V помещен соленоид L, который с помощью ключа $К_2$ (ключ $К_1$ нормально разомкнут) подключен источник постоянного тока И. В момент времени t=0 ключ $К_2$ размыкается, а ключ $К_1$ замыкает соленоид L накоротко. В результате в соленоиде начинает циркулировать постоянный ток I. Постоянный ток в цепи не способен вызвать электромагнитного излучения, и поэтому всю запасенную в объеме V энергию содержит магнитное поле, имеющее энергию

$$Э=Э^м=0{,}5\int_V \mu H^2 dV\,, \qquad (3)$$

где H — напряженность соленоидального магнитного поля.

В момент t энергия, заключенная в объеме V, равна Э(t). При этом возможны две ситуации:

$$\frac{dЭ(t)}{dt}<0 \quad \text{или} \quad \frac{dЭ(t)}{dt}>0\,. \qquad (4)$$

При $\frac{dЭ(t)}{dt}>0$ энергия в области возрастает за счет притока энергии извне. При t=0 приток энергии прекращается и в объеме V оказывается накопленной энергия

$$Э(t=0)=Э^м\,. \qquad (5)$$

В результате взрыва боеприпаса ВВ в области $V_{вн}$, ограниченной прочной стенкой О, на внутреннюю

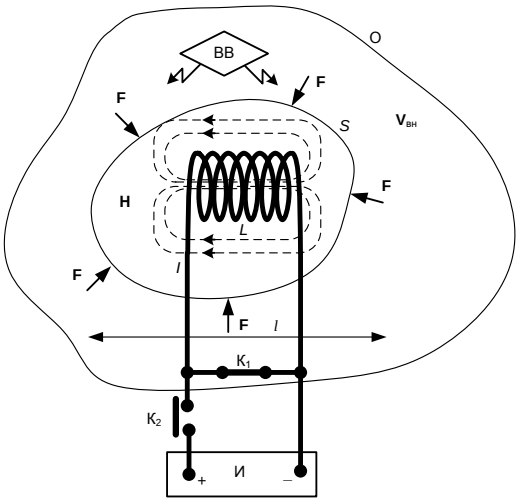


Рис. 3. Схема накопления и использования энергии магнитного поля в ВМГ:
L — катушка соленоида с током I;
ВВ — Взрывчатое вещество;
V, $V_{вн}$ — внутренняя и внешняя области;
S — внутренняя оболочка;
О — внешняя защитная оболочка;
I — усредненный линейный размер внутреннего объема;
***F** — сила давления продуктов взрыва;*
K_1 и K_2 — ключи;
И — источник постоянного тока.

Fig. 3. The diagram of accumulation and use of magnetic field energy in magnetic explosion generators:
L — solenoid coil with current of I,
BB — explosive,
V, Vвн — internal and external areas,
S — inner jacket,
O — outer protective jacket;
I — average linear size of internal volume;
F — pressure force of explosion products,
K1 and K2 — keys,
И — DC source

поверхность S воздействует сила **F**. Под действием этой силы внутренний контур S сжимается, магнитная индукция растет, ток I в катушке L растет и после разрыва внутреннего контура S энергия Э в объеме V убывает $\frac{dЭ(t)}{dt}<0$. А это означает, что область V начинает работать в режиме отдачи, излучая волны в окружающее пространство.

Энергия, запасенная в объеме V, уменьшается со скоростью $v_э$, соответствующей скорости распространения ударной волны $v_{уд}$, которая, в свою очередь, зависит от мощности взрыва, определяемой тротиловым эквивалентом. Скорость $v_{уд}$ больше скорости звука и изменяется в пределах $V_{уд}$=1…10 км/с.

Так как модуль вектора Пойнтинга **p** по определению равен энергии $\Delta Э$, проходящей через площадку ΔS в единицу времени, то можно записать

$$\mathbf{p}=\lim_{\substack{\Delta S\to 0\\ \Delta t\to 0}} \mathbf{j}\frac{\Delta Э}{\Delta S \Delta t}\,, \qquad (6)$$

где **j** — единичный вектор, указывающий направление движения энергии.

Если известна скорость движения энергии ЭМП $v_э$, можно определить вектор Пойнтинга

$$|\mathbf{p}|=v_э W=0{,}5 v_э \mu \mathbf{H}^2\,, \qquad (7)$$

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

где $W = 0,5\mu\mathbf{H}^2$ — объемная плотность энергии в пространстве, Дж/м^3.

Входящая в (7) величина $v_э$ — это скорость движения энергии ЭМП, вызванного взрывной волной. Скорость $v_э$ существенно меньше скорости распространения электромагнитной волны $v_э << c \cong 3\cdot10^8$ м/с.

Знание вектора Пойнтинга и энергии как функции координат позволяет найти скорость ее движения в любой точке пространства, а также и длительность ЭМИ, порожденного взрывным схлопыванием заряженного объема *V*. Естественно предположить, что сразу после взрыва заряда ВВ во внешней области $V_{вн}$ уменьшение энергии Э во внутренней области в течение малого интервала времени *dt* пропорционально длительности этого интервала, скорости истечения энергии и самой энергии

$$d\Э = -\alpha v_э \Э dt \,, \qquad (8)$$

где α — коэффициент пропорциональности, обратный среднему линейному размеру внутреннего объема ВМГ.

Интегрирование (8) при начальных условиях Э(*t*=0)=Э^м дает экспоненциальную зависимость

$$\Э(t) = \Э^{\text{м}} e^{-\alpha v_э t} \qquad (9)$$

убывания энергии, накопленный во внутреннем объеме *V* (в соленоиде).

Длительность ЭМИ, образованного при взрыве ВВ, можно определить из (9) на уровне $\Э(t = \tau_{эми}) / \Э^{\text{м}} = e^{-1}$:

$$\tau_{эми} = \frac{1}{l v_э} \,. \qquad (10)$$

Для скорости взрывной волны $v_э \cong 1\ldots10$ км/с, предельная длительность излучаемого ЭМИ примерно равна $\tau_{эми} \approx 0,1\ldots1$ мкс.

Следует заметить, что полученное значение $\tau_{эми}$ лишь оценивает возможность существования импульса, определяемого скоростью движения энергии $v_э$. Реальная длительность излучаемого радиоимпульса $\tau_и$, сформированного в результате взрыва, может быть гораздо меньше, т.е. $\tau_и << \tau_{эми}$, поскольку она зависит от скорости изменения тока *dI*/*dt* в обломках соленоида, разлетающихся во все стороны и являющихся излучателями (антеннами) ЭМВ или определяется параметрами СВЧ-генератора, для которого ВМГ служит источником питания. Величина $\tau_{эми}$ характеризует лишь потенциально возможную максимальную длительность излучения, которая может состоять из серии коротких импульсов.

На рис. 4 представлена осциллограмма ЭМИ, полученного в результате взрыва ВМГ совместно с СВЧ-излучателем [2]. На осциллограмме, называемой на профессиональном жаргоне разработчиков "рыбой", хорошо видно, как изменяется интенсивность ЭМИ. Во многом форма ЭМИ совпадает с законом, определяемым соотношением (9). Метки времени соответствуют $\delta\tau = 2\cdot10^{-6}$ с. Из рис. 3 видно, что радиосигнал имеет ярко выраженную частотную модуляцию. Можно предположить, что рост мгновенной частоты излучения объясняется равноускоренным движением осколков соленоида после взрыва с ускорением.

В соленоиде, представляющем собой катушку *L* с *N* витками провода с током *I* формируется сильное однородное магнитное поле $\mathbf{H}_{внутр}$ и сравнительно слабое поле $\mathbf{H}_{внешн}$ вне соленоида. Внутри замкнутой области *V* в общем случае энергия может сосредотачиваться как в магнитном, так и в электрическом поле. Полная энергия ЭМП, заключенного в области *V*, равна

$$\Э = \frac{1}{2}\int_V \left(\varepsilon E^2 + \mu H^2\right) dV = \Э^э + \Э^м \,, \qquad (11)$$

где $\Э^э = \frac{1}{2}\int_V \varepsilon E^2 dV$ — энергия электрического поля;

$\Э^м = \frac{1}{2}\int_V \mu H^2 dV$ - энергия магнитного поля.

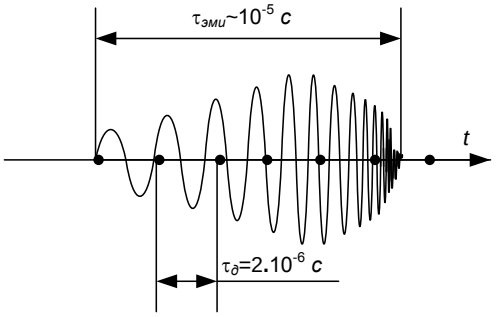


Рис. 4. Осциллограмма ЭМИ, полученного при взрыве ВМГ.

Fig. 4. The oscillogram of electromagnetic radiation received in case of explosion of a magnetic explosion generator

Ориентировочная оценка энергетических возможностей ВМГ может быть получена на основе следующих соображений. Пусть основу ВМГ представляет соленоид с тороидальным ферромагнитным сердечником рис. 5.

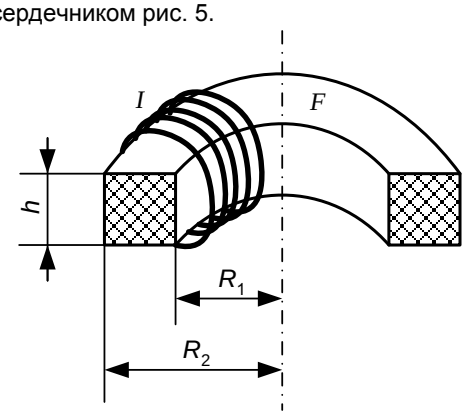


Рис. 5. Тороидальный соленоид с ферромагнитным сердечником F и катушкой с током I.

Fig. 5. The toroidal solenoid with a ferromagnetic core F and a coil with current I

В связи с тем, что электрическое и магнитное поля могут существовать в области *V* независимо друг от друга, имеется возможность запасать впрок как электрическую, так и магнитную энергию. Чисто электрическая энергия $\Э^э$ может храниться в заряженном конденсаторе, а магнитная $\Э^м$ — в катушке индуктивности с постоянным током. Для переменного ЭМП, существующего в области *V*, объективно сохраняется баланс энергии

$$\Э(t) = \frac{1}{2}\int_V \left[\varepsilon E^2(t) + \mu H^2(t)\right] dV = \text{const} \,. \qquad (12)$$

Выражение (12) показывает, что хотя запас энергии в области *V* остается постоянным, соотношение энергий, запасенных электрическим и магнитным полем, непрерывно меняется. Существуют моменты, когда энергия системы является чисто электрической (*H*=0), а также моменты, когда она чисто магнитная

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

(E=0). Однако всегда $Э$=const. Современные устройства позволяют накапливать очень большую энергию в магнитной или электрической форме. В дальнейшем рассматривается возможность накопления, хранения и использования энергии магнитного поля $Э^{м}$ в интересах ФП.

Сильные и сверхсильные магнитные поля были получены в так называемых концентраторах соленоидального поля. На практике были реализованы соленоидальные хранилища с напряженностью $H>10^7$ $Э$, что на много порядков больше напряженности магнитного поля любого известного постоянного магнита [3].

Если на тороид прямоугольного сердечника намотано N витков хорошо проводящего провода и через катушку с индуктивностью L пропущен постоянный ток I, то через каждый из витков проходит магнитный поток

$$\Phi_i = \mu h N \int_{R_1}^{R_2} H dr = \frac{\mu I h N}{2\pi} \int_{R_1}^{R_2} \frac{dr}{r}, \qquad (13)$$

где $H = \frac{I}{2\pi r}$; h — линейный размер сердечника; R_1 и R_2 соответственно внутренний и внешний радиусы тороида (рис. 4); r — текущее расстояние от оси тороида до любой точки магнитопровода F.

Поток, проходящий сквозь все витки, в N раз больше. Поэтому

$$\Phi = N\Phi_i = \frac{\mu N^2 I h}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1}. \qquad (14)$$

Индуктивность рассматриваемого накопителя по определению равна

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{\mu N^2 h}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1}, \text{ Гн}, \qquad (15)$$

а запасенная в магнитном накопителе энергия

$$Э^{м} = \frac{1}{2} L I^2 = \frac{\mu N^2 I^2 h}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1}. \qquad (16)$$

Соотношение (16) указывает на исключительно большие возможности создания сильных и сверхсильных полей в тороидальных накопителях за счет использования совершенных магнетиков с большой магнитной проницаемостью и особенно за счет закачивания в соленоид сильных токов $I>10^3$ А (энергия $Э^{м}$ находится в квадратичной зависимости от тока I).

Особо следует подчеркнуть следующее обстоятельство. Последние достижения в области высокотемпературной сверхпроводимости позволяют создавать сверхпроводящие обмотки соленоида, в котором однажды закаченный очень большой ток, сохраняясь достаточно долго, образует сверхсильное магнитное поле H. В сверхпроводим состоянии в обмотке соленоида может циркулировать ток $I\cong10^4$А без опасности разрушения.

Оценка возможной величины запасенной энергии с определенной степенью осторожности должна исходить из следующих значений физических величин, входящих в (13)…(16): абсолютная магнитная проницаемость ферромагнитного сердечника $\mu = 1{,}3\cdot10^{-2}\ \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$; ток в соленоиде $I=10^3$А; число витков катушки N=30; геометрические размеры тороидального соленоида (рис. 5) $h=2\cdot10^{-1}$м; $\frac{R_2}{R_1} = e \approx 2{,}7$.

Используя эти значения в (16), можно получить оценку запасенной энергии $Э^{м}\cong10^4$ Дж. Это весьма значительная энергия. ЭМП с такой энергией способно необратимо поразить электронные средства на дальностях R_{max}=(100…300) м при критической плотности потока энергии $П_э$=(0,1…1) Дж/м^2).

Сверхсильные магнитные поля могут быть получены за счет высокой концентрации магнитного потока в замкнутом (изолированном) объеме. Для концентрации магнитного потока применяют быстрое (почти мгновенное) его сжатие замкнутым металлическим контуром S (рис. 3). Поверхность S под действием силы взрыва **F** быстро сокращаются, соответственно лавинообразно возрастает напряженность магнитного поля H

$$\mu H = \frac{\partial \Phi}{\partial S}. \qquad (18)$$

Напряженность магнитного поля $H_{сж}$ в середине сжимаемого контура изменяется обратно пропорционально его сечению. При сжатии диаметра контура S в 10 раз при начальном значении $H_0=10^5$ Э можно получить $H_{сж}\sim10^7$ Э. В экспериментах при взрывном сжатии были получены $H_{сж}=1{,}4\cdot10^7$ Э (~$4{,}5\cdot10^9$ А/м) при длительности ЭМИ $\tau_и$=2 мкс [2]. Нетрудно подсчитать, что столь сильным полем можно поражать полупроводниковые элементы радиоэлектронных систем различного функционального назначения на расстояниях порядка десятков метров, даже с учетом ослабления этого поля за счет экранирующего действия корпусов приборов.

V. References

1. Военный энциклопедический словарь. — М.: Воениздат, 1986. 862 с.
2. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем/Под ред. А.И.Куприянова. — М.: Вузовская книга, 2007. 468 с.
3. Космическое оружие: дилемма безопасности / Под ред. Велихова Е.П., Сагдеева Р.З., Кокошина А.А. М.: Мир, 1986. — 182 с.
4. Взрывные генераторы мощных импульсов электрического тока / Под ред. В.Е. Фортова. — М.: Наука, 2002. — 399 с.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

TECHNOLOGY PROSPECTS OF ATOMIC LAYER DEPOSITION (ALD) FOR MANUFACTURING OF NANOELECTRONIC DEVICES AND MONOLITIC MICROVAWE DEVICES

Rudenko K. V., Lukichev V. F., Orlikovsky A. A.
Institute of Physics and Technology of Russian Academy of Sciences (FTIAN)
36/1, Nakhimovskiy Ave., Moscow, 117218, Russian Federation
Tel.: +7(499) 1295608, e-mail: rudenko@ftian.ru

Abstract — Development of ALD technologies for applications in nanoelectronics and for MMICs is a consequence of the scaling of integrated devices in ICs to sub-100 nm sizes. The paper is focused on basic physical and chemical principles of ALD processes. The advantages and limitations of the ALD technique in comparison with conventional thin film deposition technologies are demonstrated. A review of existing ALD technologies for growth of dielectric, semiconductor and metal layers used in advanced silicon nanoelectronic structures and GaN-based microwave devices is presented. Peculiarities of ALD films of high-K dielectrics applied in MIS devices and for passivation are discussed.

ПЕРСПЕКТИВЫ ТЕХНОЛОГИЙ АТОМНО-СЛОЕВОГО ОСАЖДЕНИЯ (ALD) ДЛЯ СОЗДАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ И ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ СВЧ-ПРИБОРОВ

Руденко К. В., Лукичев В. Ф., Орликовский А. А.
Федеральное государственное бюджетного учреждения науки
Физико-технологический институт Российской академии наук (ФТИАН РАН)
Нахимовский пр-т, 36, корп.1, Москва, 117218, Россия
тел.: +7(499) 1295608, e-mail: rudenko@ftian.ru

Аннотация — Развитие ALD технологий для применений в наноэлектронике и твердотельной СВЧ-электронике является следствием масштабирования интегральных приборов ИС в область суб-100 нанометровых размеров. Рассмотрены физико-химические принципы, лежащие в основе процессов атомно-слоевого осаждения. Продемонстрированы преимущества и ограничения метода ALD в сравнении с традиционными тонкопленочными технологиями. Дан обзор существующих атомно-слоевых технологий роста диэлектрических, полупроводниковых и металлических слоев, имеющих перспективы использования в приборных структурах кремниевой наноэлектроники и нитрид-галлиевых СВЧ-приборах. Приведены результаты использования high-K диэлектриков, нанесенных ALD методами, в составе МДП-приборных структур и в качестве пассивирующих слоев.

I. Введение

Метод атомно-слоевого осаждения (ALD) тонких пленок был предложен под названием молекулярное наслаивание [1] (или атомно-слоевая эпитаксия), и стал развиваться с середины 1970-х годов [2]. Однако наиболее бурное развитие эта тонкопленочная технология, в том числе и плазмостимулированный ALD-процесс, получила в 2000-х. Кремниевой наноэлектронике стали необходимы контролируемые технологии роста слоев функциональных материалов, составляющих интегральный прибор, с уровнем точности в доли нанометра [3]. Значительно расширился спектр используемых материалов - диэлектриков и металлов в МДП-структурах приборов. Одновременно высокое качество ультратонких пленок диэлектриков, создаваемых ALD методами, привлекло эту технологию и в твердотельную СВЧ электронику [4], где транзисторные структуры выполнены на полупроводниковых соединениях $A^{III}B^{V}$.

Весьма полезным свойством оказалась незначительная зависимость толщины ALD-пленок от угловой ориентации поверхностей микро- и наноструктур к плоскости подложки, т.е. процесс осаждения имеет высокую степень конформности. Это требование является основополагающим при переходе от планарной технологии интегральных МДП-транзисторов к технологиям 3D-FET, и имеет существенные преимущества для формирования пассивирующих покрытий в СВЧ-транзисторах. Возможностей широко распространенных технологий магнетронного осаждения пленок металлов/диэлектриков (PVD) и плазмостимулированного химического осаждения диэлектриков из газовой фазы (PECVD) здесь оказывается не всегда достаточно.

В настоящее время технологии ALD включены в число базовых при изготовлении кремниевых УБИС с топологическими нормами 32 нм и менее, а также находятся в числе наиболее перспективных для твердотельных СВЧ приборов (HEMT, MIS-HEMT).

II. Основная часть

Основным отличием атомно-слоевого осаждения пленок от процессов PVD, CVD и PECVD, использующих механизмы осаждения пленки из объема газа / плазмы, является полностью гетерогенный характер реакции двух прекурсоров (реагентов), приводящей к росту пленки на подложке. Достигается это разделенной во времени циклической подачей в камеру реагентов I-го и II-го прекурсора. Необходимые фазы ALD-цикла включают: (1) дозированный впрыск в камеру реактора паров I-го прекурсора; (2) продувку и откачку камеры, после которой на поверхности термостабилизированной подложки остается строго один монослой хемисорбированного на поверхности прекурсора; (3) подача газа / плазмы II-го прекурсора и протекание гетерогенной реакции с образованием монослоя пленки заданного состава; (4) откачка газообразных продуктов реакции.

Используются бинарные реакции металлоорганических и неорганических соединений (I-прекурсор) с активным газом/плазмой, в результате которых формируются соединения вида Me, MeO_x,

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MeN_x, MeS_x, представляющие собой проводники, полупроводники и диэлектрики. Скорость роста составляет 0.03 – 0.15 нм/цикл, в зависимости от естественной толщины монослоя материала пленки.

Реализация режима ALD подтверждается исследованиями окна процесса в пространстве технологических параметров (температура, доза прекурсора, время каждой стадии цикла и др.), в котором толщина осажденной пленки за цикл является константой, определяемой фундаментальным значением толщины монослоя материала пленки. На Рис.1. приведена такая функциональная зависимость от температуры подложки; подобный вид окна существует и для других параметров процесса.

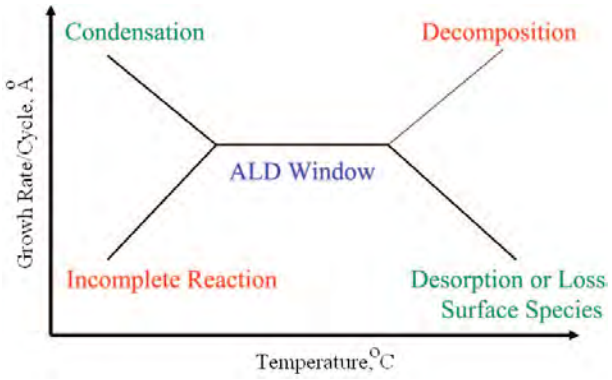


Рис. 1. Принцип выбора ALD-окна процесса: независимость скорости роста пленки за цикл от параметров процесса (приведен пример для температуры подложки).

Fig. 1. The principle of ALD window selection: independent growth rate per cycle for deposited film via any process parameters (example for dependence via substrate temperature is shown)

К настоящему моменту атомно-слоевым осаждением синтезировано более 100 материалов. Для применений в структурах электронных приборов уже исследован и продолжает разрабатываться достаточно обширный спектр ALD-процессов, позволяющий синтезировать пленки как традиционных, так и новых материалов. Среди них:

– пассивирующие покрытия Al_2O_3, AlN

– конформные изолирующие пленки SiO_2, SiN_x;

– high-k подзатворные диэлектрики SiON, HfO_2, La_2O_3, LaAlO, Ta_2O_5, TiO_2 для МДП-структур;

– сегнетоэлектрики AlN, TiO_2; $SrTiO_3$

– каталитические пленки металлов Pt, Ru для роста нанотрубок;

– пленки металлов и металлических соединений Cu, W, Mo, Ti, HfN, TaN, TiN как барьерные слои и элементы затворных стеков HKMG-транзисторов;

– оптически прозрачные проводящие покрытия ITO (In_2O_3:Sn) для фотовольтаики;

– полупроводниковые пленки Si, Ge, GaAs, GaP, ZnO, ZnS, ZnSe (поли- и монокристаллы).

В докладе продемонстрированы примеры применений ALD-пленок как для планарных транзисторных микро- и наноструктур, так и для 3D-приборов.

В кремниевой наноэлектронике переход к проектным нормам 45 нм и менее стал возможен при использовании подзатворного high-K диэлектрика HfO_2 в МДП-транзисторах, наилучшее качество которого было получено ALD методом (Intel Co., USA). Это позволило снизить туннельные токи утечки более чем на порядок при EOT = 0.9 нм и позволяет удерживать их в разумных пределах вплоть до EOT = 0.5 нм [5] (для ULSI с CD *CD ≤ 22 nm)*. При этом потенциальная сфера применения технологий атомно-слоевого осаждения в наноэлектронике значительно увеличилась, исследования ведутся по ряду применений ALD-процессов для формирования элементов структуры нанотранзистора.

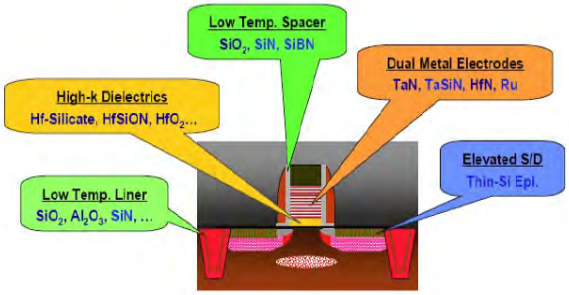


Рис. 2. Конструкция планарного кремниевого нанотранзистора в составе УБИС (крит. размер ≤ 32 нм) с указанием элементов структуры и материалов, которые могут быть выполнены ALD-технологиями.

Fig. 2. Design of a planar silicon nanotransistor integrated in ULSI (CD ≤ 32 nm) with pointed structure elements and materials which could be manufactured by means of ALD technologies

При этом наблюдается значительное расширение спектра используемых материалов - диэлектриков, металлов и полупроводников в кремниевом интегральном нанотранзисторе (Рис. 2).

Помимо формирования подзатворного диэлектрика FET - транзисторов, ALD-методы стали применяться (либо в стадии исследований) для:

- инжиниринга порогового напряжения в n-FET и p-FET транзисторах;
- формирования металлических слоев затворных электродов в кремниевых МДП-транзисторах HkMG;
- низкотемпературных процессов формирования спейсеров у затворного стека планарных FET;
- прецизионного селективного эпитаксиального наращивания кремния на участках стока/истока нанотранзисторов при реализации конструкции UTBSOI-FET;
- формирования диэлектрического подслоя (лайнера) в канавках щелевой изоляции (STI) для улучшения изоляции интегральных приборов в схеме;
- формирования конденсаторных структур (как диэлектрических, так и металлических слоев) в ячейках памяти DRAM на основе интегральных структур в тренчах;
- формирования мемристорных элементов памяти на основе нестехиометрических ALD-пленок high-K диэлектриков HfO_x
- создания барьерных слоев, препятствующих диффузии и электромиграции меди в структурах многоуровневой металлизации УБИС, выполненных по технологии dual damascene.

Вслед за кремниевой электроникой, преимущества использования атомно-слоевого осаждения тонких пленок стало очевидно и в технологиях изготовления СВЧ-транзисторов (HEMT транзисторов) на GaAs и GaN.

Известно, что традиционные AlGaN/GaN HEMT-транзисторы, использующие затворы с барьером Шоттки, имеют недостаток в виде ограничения уровня

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

сигнала, подаваемого на затвор, из-за сравнительного невысокого значения барьера Шоттки между металлом электрода и AlGaN. С другой стороны, эффект коллапса тока из-за перезарядки поверхностных поляризующих состояний ограничивает потенциальные возможности нитрид-галлиевых транзисторов в сфере СВЧ-применений большой мощности.

Поэтому наиболее широко исследуются процессы создания пассивирующих и подзатворных слоев на мощных GaN транзисторах, трансформирующие HEMT транзисторы в структуры MIS-HEMT (Рис. 3).

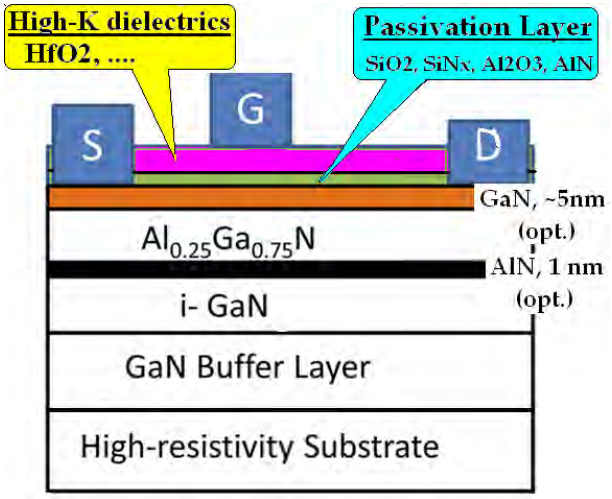


Рис. 3. Общая конструкция транзистора GaN-MISHEMT с указанием функциональных слоев и материалов, выполненных ALD технологиями.

Fig. 3. General design of GaN-MISHEMT transistor with pointed functional layers and materials fabricated by ALD technologies

Исследован широкий круг материалов - оксидных диэлектриков SiO_2, Al_2O_3, $LaLuO_3$, HfO_2 и диэлектрических стеков SiN/Al_2O_3, HfO_2/Al_2O_3. Однако было показано [6], что кислород, образующий на поверхности AlGaN связи Ga-O, является одной из причин эффекта коллапса тока. Поэтому более предпочтительна пассивация поверхности нитридными диэлектриками SiNx и AlN. Установлено [7], что применение ALD-пассивации транзисторной структуры, как показано на Рис.3, слоем AlN позволило снизить утечки на 2 порядка и достичь отношения $I_{on}/I_{off} = 10^4$.

В институте ФТИАН РАН разработана ALD технология формирования комбинированного подзатворного / пассивирующего диэлектрического стека HfO_2 (подзатворный) / AlN(пассивирующий) на структуре AlGaN (Рис.3). Использование high-K диэлектрика позволяет сохранить крутизну MIS-HEMT транзистора, в сравнении с HEMT с барьером Шоттки.

Технология реализована на установке FlexAl (Oxford Instruments, UK), процесс использует низкотемпературную плазму для стимулирования реакций ALD, поэтому возможен рост качественных пленок при температуре, не превышающей 250 ^oC.

III. Заключение

Физико-химические принципы, лежащие в основе процессов атомно-слоевого осаждения, обеспечивают высокие морфологические и электрические характеристики пленок, сформированных этим методом, начиная со значений толщины 1-2 нм и более.

Существующие атомно-слоевые технологии роста диэлектрических, полупроводниковых и металлических слоев, имеют расширяющиеся технологические перспективы для создания приборных структур как кремниевой наноэлектроники, так и для твердотельных полупроводниковых СВЧ-приборов.

Использование high-K диэлектриков, нанесенных ALD методами, в составе приборных структур позволяют более чем на порядок снизить токи утечки и увеличить пробойные напряжения в МДП-структурах.

IV. References

[1] Кольцов С.И., Алесковский В.Б. //*Журн. Физ. Химии. 1968. т. 42. С. 1210.*

[2] Ritala M, Leskela M.*// Nanotechnology, 1999, v. 10. pp. 19–24.*

[3] T. Kaariainen, D. Cameron, M.-L. Kaariainen, and A. Sherman. Atomic Layer Deposition: Principles, Characteristics, and Nanotechnology Applications. 2nd Edition *// John Wiley & Sons, 2013, 253 pp.*

[4] K. Joshin, T. Kikkawa, S. Masuda, K. Watanabe. Outlook for GaN HEMT Technology. *FUJITSU Sci. Technol. Journ., 2014 v.50, no.1, pp. 138 – 143.*

[5] Molchanova A., Rogozhin A., “Electrical properties of ALD HfO2 (EOT 0.47 nm),” Proc. SPIE, 2014, v. 9440, p. 944004.

[6] Mishra K.C., Schmidt P.C., Laubach S., Johnson K.H. Localization of oxygen donor states in gallium nitride from first-principles calculations. Phys Rev B. 2007; v. 76 p. 9.

[7] Liu et al. AlGaN/GaN MISHEMTs with AlN gate dielectric grown by thermal ALD technique Nanoscale Research Letters, 2015, v.10, p.109.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE ASTRONOMICAL SPACE COMPLEX FOR DETECTION OF HEAVENLY BODIES DANGEROUS TO THE EARTH AND THE PROBLEMS OF THE CONTROL OF ITS SPACE CRAFTS

Alybin V. G., Bulgakov N. N., Kruglov A. V., Lebedev I. E.
JSC "Russian space systems"
53, Aviamotornaya Str., Moscow, 111250, Russia
Ph.: (495) 539-41-87
Kuleshov Y. P.
JSC "Corporation "Cometa"
5, Velozavodskaya St., Moscow, 115280, Russia

Abstract — The construction of an astronomical space complex for detection of heavenly bodies dangerous to the Earth in the location of their space crafts with telescopes in the near Earth and the near Sun space is discussed. The problems of the control of the spacecrafts by command-measuring systems (CMS) and CMS onboard equipment design are represented.

АСТРОНОМИЧЕСКИЙ КОСМИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ОБНАРУЖЕНИЯ ОПАСНЫХ ДЛЯ ЗЕМЛИ НЕБЕСНЫХ ТЕЛ И ВОПРОСЫ УПРАВЛЕНИЯ ЕГО КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

Алыбин В. Г., Булгаков Н. Н., Круглов А. В., Лебедев Ю. Е.
ОАО «Российские космические системы»
Ул. Авиамоторная, 53, Москва, 111250, Россия
Кулешов Ю. П.
ОАО «Корпорация «Комета»
Ул. Велозаводская, 5, Москва, 115280, Россия

Аннотация — Обсуждается построение астрономического комплекса обнаружения опасных для Земли небесных тел в части размещения его космических аппаратов (КА), оснащенных телескопами, в околоземном и околосолнечном пространстве. Рассмотрены вопросы управления КА командно-измерительными системами (КИС) и устройство ее бортовой аппаратуры (БА КИС).

I. Введение

Столкновения с Землей метеоритов и других небесных тел, как показали исторические факты на примере Тунгусского, а затем Челябинского метеоритов, таит в себе большую опасность для людей, особенно в густонаселенных районах. Средства противодействия катастрофам такого рода необходимы для своевременной подаче сигнала тревоги за 20-30 дней до подобного события с указанием по возможности точного места столкновения для эвакуации людей [1].

Эта проблема технически осложнена следующими факторами:

— большие скорости перемещения небесных тел, в том числе, и опасных небесных тел (ОНТ) — до 42 км/с и 72 км/с — с учетом возможного встречного движения по отношению к Земле, перемещающейся по околосолнечной орбите со скоростью 30 км/с;

— недостаточные технические возможности для наблюдения за ОНТ с Земли, связанные с влиянием атмосферы на дальность просмотра небосвода, с невозможностью просматривать участок небосвода в направлении Солнца, называемый «дневным небом» и необходимость иметь много пунктов наблюдения на поверхности Земли для просмотра всего небосвода.

В [2] показано, что проблема оперативного обнаружения ОНТ может быть решена путем размещения телескопов, работающих в оптическом диапазоне на космических аппаратах (КА).

II. Группировка КА астрономического комплекса обнаружения ОНТ

На рис. 1 показано положение Земли и Солнца, а также зоны космического пространства, необходимые для просмотра телескопами.

В [2] предложено осматривать такое космическое пространство, сканируя его двумя телескопами, размещенными на каждом КА и неподвижно закрепленными на нем вдоль его продольной оси. Таким образом, для осуществления сканирования КА изменяется его положение по отношению к Земле. Для этого на КА включаются корректирующие двигатели, работающие по заранее заложенным программам в блоке управления КА. Ориентация КА обеспечивается при сканировании небосвода благодаря звездным датчикам, размещенным в телескопах, и системой управления движения и навигации, которая с частотой 10 Гц выдает информацию о текущих параметрах углового положения КА.

КА расположены на геосинхронной орбите, близкой к геостационарной.

Как видно из рис. 1, существует зона «дневного неба» для телескопов, размещенных на КА, недоступная для осмотра космического пространства. Эта зона представляет собой конус с вершиной на КА и с образующей, которая с осью конуса, проходящей через КА и Солнце, имеет угол порядка 30 град. [2]. Этот угол определяется конструкцией бленды (защитного экрана на объективе телескопа), от которой существенно зависят параметры КА.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

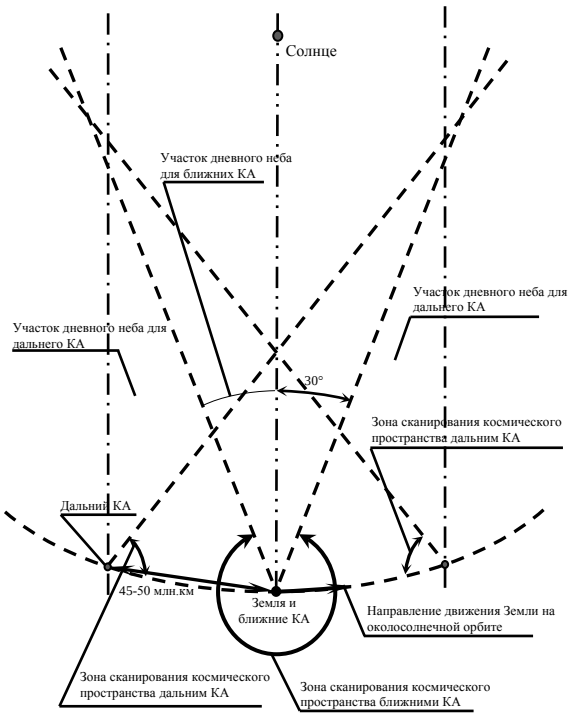


Рис. 1. Возможные зоны осмотра космического пространства ближними и дальним КА.

Fig. 1. Possible zones for inspection of the space by near and distant space crafts

Для просмотра этой зоны небосвода предлагается кроме одного или двух КА на геосинхронных орбитах, называемых ближними КА, ввести в группировку еще один или два КА, называемые дальними КА, расположенными, как показано на рис. 1, на орбите Земли сзади или впереди нее по отношению к направлению ее движения.

Расстояние между дальним КА и Землей выбирается исходя из того, чтобы участок космического пространства, недоступный для осмотра ближними КА, попадал в зону, возможную для обзора дальним КА. Чем больше угол конуса «дневного неба» для телескопов ближних и дальних КА, тем требуется большее удаление дальнего КА от Земли и тем труднее им управлять и получать от него научную информацию о состоянии наблюдаемого им небосвода.

При угле конуса «дневного неба» 20—30 град требуется расстояние дальнего КА до Земли порядка 50 млн. км.

Для уменьшения времени осмотра небосвода вокруг Земли в [2] целесообразно применять не один КА на геосинхронных орбитах, а два, тогда время, необходимое для осмотра всего небосвода вокруг Земли, составит не более 30 часов.

Кроме КА космический комплекс обнаружения ОНТ включает в себя наземный комплекс:

— пункт приема и обработки информации (ППОИ), получаемой от телескопов, для чего на каждом КА предусмотрена аппаратура радиолинии сброса информации, которая принимается земной станцией (ЗС);

— командно-измерительная система (КИС), обеспечивающая работу радиолиний связи с каждым КА;

— комплексы наземной обработки сигналов: информационно-аналитический центр, командные пункты и др.

Расположение ближних и дальних КА по отношению к ППОИ и НС КИС и их ориентация во времени сканирования небосвода определяют особенности построения радиолиний и бортовой аппаратуры КИС (БА КИС) и наземных станций КИС (НС КИС). В таблице 1 приведены основные характеристики ближних и дальнего КА.

Таблица 1. Основные характеристики КА «Небосвод»

Table 1. Basic characteristics of the space craft of the complex “Nebosvod” (“Firmament”)

Название характеристик	Ближний КА	Дальний КА
Дальность радиосвязи	не менее 42000 км	не менее 50 млн. км
Диапазон углов оси КА при сканировании небосвода	± 160 град	50 град
Доля объема небосвода, исследуемая одним КА	0,866	0,16
Время сеансов связи	круглосуточно	(8—12) час
Минимальный угол места антенны ЗС и НС КИС	12°	7°
Рабочий диапазон частот: для линии сброса для КИС	 Ku X	 Ku X
САС	15 лет	10 лет

Как следует из таблицы 1, для КА характерным является поворот оси КА по отношению ЗС. Для того, чтобы не пропадала в штатном режиме связь КА с ЗС и НС КИС, располагаемых одна вблизи другой или совмещенных, на КА предусмотрена система наведения бортовых антенн на ЗС. Система наведения бортовых антенн линии сброса информации содержит опорно-поворотное устройство, и блок управления, на который из бортового комплекса управления (БКУ) поступают команды для обеспечения требуемого положения бортовых антенн [1].

Срок активного существования ближних КА ограничен возможностями бортовой аппаратуры и в первую очередь, качеством ЭКБ и принимается 15 лет. Для дальних КА серьёзным ограничением является возможность запаса топлива для корректирующих двигателей, поэтому расчетный САС дальних КА не превышает 10 лет.

Рабочие диапазоны частот для линии сброса информации и для линий связи НС КИС с БА КИС выбраны, исходя из возможностей и рекомендаций реестра радиосвязи и из наличия соответствующей аппаратуры.

Аппаратура КА, включая все системы, кроме бортовой аппаратуры линии сброса информации и БА КИС, описаны в [2]. Рассмотрению БА КИС и НС КИС посвящены следующие разделы.

III. Бортовая аппаратура командно-измерительной системы (БА КИС)

Для управления движением ближних и дальних КА предназначена БА КИС, которая должна обеспечить выполнение следующих задач:

— прием с НС КИС радиокоманд (РК), командно-программной информации (КПИ), формирование и выдача квитанций об их приеме на НС КИС;

— прием от бортовой аппаратуры телеметрической системы (БАТС) телеметрической информации (ТМИ) и передача ее на НС КИС;

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

— прием и передача сигналов для измерения текущих навигационных параметров (ИТНП) — наклонной дальности и радиальной скорости КА;

— прием и передача сигналов управления режимами работы БА КИС от БКУ, обмен информацией РК, КПИ с БКУ.

Отличительной особенностью БА КИС является её автономность от систем КА в наиболее возможной степени.

БА КИС содержит приемо-передающее устройство, бортовой миникомпьютер в виде дешифратора командно-программной и телеметрической информации, отдельные усилители мощности и приемную и передающую АФС. Это позволяет обеспечить надежность БА КИС выше, чем надежность КА, что необходимо для его существования и поддержания на нужной орбите в течение САС, а также препровождение на орбиту захоронения при необходимости.

С другой стороны, некоторое увеличение массы БА КИС (примерно на 5 кг) несущественно для весьма большого КА с радиотелескопами, масса которого по предварительным оценкам составляет 2,2—2,3 тонны.

Наиболее приемлемым для КИС является X-диапазон частот, рекомендованный для дальнего космоса, т.е. для связи с дальними КА. Для унификации БА КИС целесообразно и для ближних КА использовать тот же диапазон частот. При этом БА КИС для ближних и дальних КА будут отличаться только мощностью УМ и расположением МШУ.

В отличие от антенны КА для линии сброса, предназначенной для работы в ориентированном режиме, бортовые приемные и передающие антенны БА КИС должны обеспечить связь как в ориентированном, так и в неориентированном режимах нахождения КА на орбите. Под неориентированным режимом понимается вращение КА со скоростью 3—7 град/с во время запуска, а также его неопределенное положение («закрутка») в случае нештатных ситуаций во время нахождения его на орбите.

С этой целью в запросном (приемном) канале и в ответном (передающем) канале БА КИС используются по две малонаправленные антенны, расположенные диаметрально противоположно на боковых сторонах КА, и еще по одной остронаправленной антенне, размещенных на том же поворотном устройстве, что и антенна линии сброса информации.

Для радиолиний связи НС КИС и БА КИС используются структуры сигналов типа UQPSK с корректирующими кодами в соответствии с рекомендациями CCSDS, позволяющие работать с отношением сигнал/шум в приемных устройствах не хуже, чем 10 дБ.

В результате проведенных энергетических расчетов радиолиний «НС КИС — БА КИС» и «БА КИС — НС КИС» с антеннами НС КИС такого же диаметра (32 м) для связи с дальними КА, что и для линии сброса, получены значения необходимой мощности передатчиков БА КИС: для ближнего КА — 10 Вт, для дальнего КА — 40 Вт.

Структурная схема БА КИС для дальнего КА показана на рис. 2.

Для повышения надежности она выполнена с троированным резервированием ее приборов:

− три приемно-передающих устройства (ППУ), каждое из которых содержит сверхвысокочастотный приемник (СВЧ ПРМ), цифровой приемник и блок цифровой обработки сигналов с модулятором ответного канала (ЦОС), сверхвысокочастотный формирователь ответного канала (СВЧ ФОС), синтезатор частот (СЧ) и вторичные источники электропитания (ИВЭП);

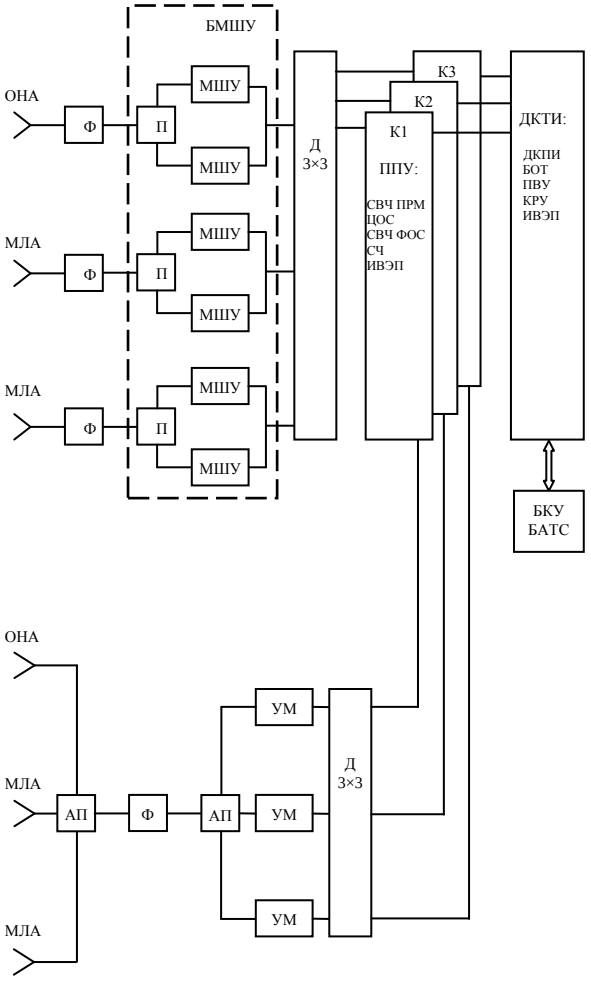


Рис. 2. Структурная схема БА КИС для дальнего КА.

Fig. 2. Structural diagram of UA CMS for the distant space craft

— три УМ;

— дешифратор командно-программной и телеметрической информации (ДКТИ), содержащий три комплекта дешифратора командно-программной информации, объединенных с блоком обработки телеметрии, два программно-временных устройства (ПВУ), коммутационно-распределительное устройство (КРУ), интерфейсы связи с БКУ, а также ИВЭП;

— делитель мощности «3х3» в запросном и ответном каналах (Д 3х3) и кабельная сеть.

Приемная антенно-фидерная система (АФС) содержит две малонаправленные антенны (МЛА) и одну остронаправленную антенну (ОНА), подключенные через фильтры (Ф) к блоку малошумящих усилителей (БМШУ), содержащему шесть МШУ и три переключателя «1х2» (П).

Передающая АФС содержит две МЛА и одну ОНА, подключенные к УМ через два АП «1х3» и фильтр.

Особенностью БА КИС, предлагаемой для дальних КА, является наличие БМШУ, позволяющего повысить чувствительность запросного канала, что существенно для возможности работать дальнему КА с НС КИС, имеющей диаметр антенны 32 м.

Как видно из рис. 2, приборы БА КИС будут выполнены с высокой степенью интеграции, что позволяет рассчитывать на их приемлемые массу и габариты.

Структурная схема БА КИС для ближнего КА отличается тем, что из нее можно исключить БМШУ,

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

поскольку КА расположен на значительно меньшем удалении от Земли.

В таблице 2 приведены основные технические характеристики БА КИС для ближнего и дальнего КА

Таблица 2. Основные технические характеристики БА КИС для ближнего и дальнего КА.

Table 2. Basic characteristics of UA CMS for near and distant space crafts

Параметр		Ед. изм	Ближний КА	Дальний КА
Максимальная дальность связи между НС КИС и КА		тыс. км	40	50 000
Структура сигналов в радиолиниях: «Земля — Космос» «Космос — Земля»			Фазокодоманипулированный псевдослучайный небалансный сигнал (UQPSK) вида $(\text{ЦИ}_1)\oplus \text{PN}_1 \cdot \text{ФМн}_0^{180} +$ $+(\text{ЦИ}_q\oplus\text{PN}_q)\cdot \text{ФМн}_{90}^{270}$ Кодирование: R-S	
Режимы работы: - прием РК ориентированный - прием КПИ неориентированный - передача ТМИ - передача КВ			некогерентный	
- измерение дальности - измерение угловой скорости			когерентный, коэффициент когерентного преобразования 749/880	
Техническая скорость передачи информации:		кбит/с		
КПИ РК	НР		0,1; 1	0,1; 1
	ОР		1; 2; 4; 8	1; 2; 4; 8
КВ ТМИ	НР		0,1; 1; 2; 4; 8	0,1; 2; 4; 8
	ОР		1 - 10	5 - 8
Точность траекторных измерений: - по дальности - по скорости		м м/с	10 0,01	50 0,05
Вероятность ошибки на бит			10^{-5}	10^{-5}
Выходная мощность УМ		Вт	не менее 10	не менее 40
Энергопотребление		Вт	80	220
Масса БА КИС (без АФУ)		кг	25	35
*включая погрешности НС КИС и в радиолиниях				

Как видно из таблицы 2, БА КИС для ближнего КА имеет меньшую выходную мощность УМ, что позволяет (учитывая дополнительно отсутствие БМШУ) снизить ее массу без АФС до 25 кг.

IV. Наземные станции КИС

Для управления ближними КА достаточно использовать в НС КИС антенны диаметром от 12 м. При этом мощности передатчика НС КИС не превышают 650 Вт. Это техническое решение позволяет обеспечивать передачу с НС КИС на БА КИС разовых команд, командно-программной и дальнометрической информации со скоростью до 8 кбит/с.

Большие трудности могут ожидаться при реализации связи дальних КА с БА КИС. Увеличение расстояния с 42 тыс. км (для ближних КА) до 50 млн. км (для дальних КА) сказывается на резком возрастании потерь в пространстве НС КИС — БА КИС, размещенной на дальнем КА.

Структурная схема НС КИС показана на рис.3

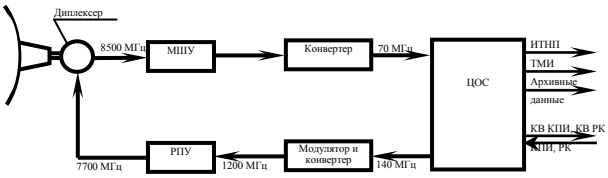


Рис. 3. Структурная схема НС КИС.

Fig. 3. ES CMS structural diagram

ЦОС является цифровым ПРМ для сигналов ТМИ и КВ, получаемых с КА и формирователем РК и КПИ, а широкополосный канал передачи обеспечивает доставку на БА КИС РК и КПИ.

Для этого в передающем канале размещены модулятор и возбудитель и мощный передатчик (РПУ) на ЛБВ.

Основные параметры НС КИС для дальнего КА приведены в таблице 3.

Таблица 3. Основные параметры НС КИС для дальнего КА.

Table 3. Basic characteristics of the ES CMS for distant space crafts

Наименование параметра	Значение параметра	Примечание
1) Дальность работы с КА по радиолиниям «Земля — Борт» «Борт — Земля» в диапазоне, км	от 200 до 50 000 000	
2) Относительная нестабильность частоты источника эталонных частот за 24 ч	не более $\pm 4\cdot10^{-15}$	Водородный стандарт
3) Диапазон мощности излучения наземного радиопередающего устройства (РПУ) в передающей радиолинии Х-диапазона, кВт	от 0,1 до 10	Регулировка выходной мощности от 10 Вт до 10 кВт
4) Системная шумовая температура (с совмещенным облучателем в Х-диапазоне), К	100	С антенной 32 метра
5) Порог обнаружения сигнала, дБГц,	13	
6) Диапазон скоростей КПИ, бит/с	125; 250; 500; 1000; 2000	
7) Вероятность ошибки на 1 бит при передаче КПИ должна быть	не более 10^{-7}	
8) Пороговое отношение $E_б/N_0$ в приемном канале при $P_{ош}=10^{-5}$ на бит	В режиме QPSK: - 15 дБ для режима без кодирования; - 7 дБ для сверточного кода k=7, R=1/2; - 4 дБ для турбокода R=1/3, k=5.	

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Продолжение таблицы 3.

Наименование параметра	Значение параметра	Примечание
9) Среднеквадратичное отклонение при измерении текущих навигационных параметров (ИТНП) движения КА (без учета распространения в тропосфере и ионосфере и задержек в БА КИС): - по дальности, м;	не более 10	После обработки результатов измерений в БЦ
- по радиальной скорости, мм/с	0,5	На 30 с интервале

V. Заключение

Представлен проект астрономической системы обнаружения опасных для Земли небесных тел путем сканирования небосвода КА, с находящимися у них на борту радиотелескопами. Предложена схема размещения ближних КА в околоземном пространстве на орбитах, близких к геостационарным и дальнего КА на околосолнечной орбите движения Земли. Показана возможность поиска ОНТ по всему объему небосвода, необходимому для своевременного оповещения (за 20—30 дней) об опасности.

Рассмотрены БА КИС и НС КИС, обеспечивающие управление ближними и дальним КА и получение от них телеметрической информации. Показана реализуемость управления ближними и дальними КА.

VI. References

[1] *By edite B.M. Shustow, L.V. Rykhlova*. Asteroid-comets danger: yesterday, today, tomorrow. M. Phizmatlit, 2010, 384 p.

[2] *Y.P. Kuleshov, V.L. Egorov, V.P. Misnik, Y.P. Yakovenko, L.V. Rykhlova at al.* Principles and determination of motion parameters of asteroids and comets dangerous to the Earth («Nebosvod» complex). Ecologichesky vestnik nauchnich zentrov ches, ISS № 1729—5459, 2013, №4, pp.1—9.

[3] *N.N. Bulgakov, V.G. Alybin, A.A. Krivoshein.* Design features of the spacecnaft vehicle onboard equipment of the command-measuring system to control it in the zone of its coverage from a ground station and outside it. 24nd Int. Crimean Conf. «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiKo 2014). Sevastopol, 2014, pp. 6—9.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

IMPORT SUBSTITUTING MICROELECTRONIC TECHNOLOGIES OF JOINT STOCK COMPANY "INTEGRAL"

Belous A. I., Solodukha V. A., Shvedov S. V.
"INTEGRAL" Holding Managing Company
121A, Kazintsa Str., Minsk, 220108, Belarus
Tel. (+375 29) 654-77-72, E-mail: belous@bms.by

Abstract — The everlasting renewal of the portfolio of the fabricated microelectronic products (over 2 thousand types of integrated microcircuits, 500 types of semiconductor devices, 200 types of the liquid crystal displays, about 150 types of finished electronic products) ensures the noteworthy presence of Holding Managing Company "INTEGRAL" in the segments of the world market under the conditions of the fierce competition and to a substantial extent meets the requirements of the defense industrial complex of the Russian Federation in the high reliability electronic components base.

ИМПОРТОЗАМЕЩАЮЩИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ХОЛДИНГА «ИНТЕГРАЛ»

Белоус А. И., Солодуха В. А., Шведов С. В.
холдинг «ИНТЕГРАЛ»
ул. Казинца, д. 121А, г. Минск, 220108, Беларусь
Тел. (+375 29) 654-77-72, e-mail: belous@bms.by

Аннотация — В докладе представлен обзор микроэлектронных технологий холдинга «ИНТЕГРАЛ».

I. Введение

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) является ключевой частью современных высокоточных систем вооружения, военной и космической техники, определяя их эффективность функционирования и живучесть систем в различных неблагоприятных условиях в том числе и открытого космического пространства.

В основу военных доктрин развитых государств положен принцип самообеспечения и самодостаточности. В отношении комплектации РЭА это использование только национальной элементной базы, поскольку комплектация указанных систем иностранной ЭКБ может нанести непоправимый ущерб интересам национальной безопасности государства.

Во-первых, как правило, зарубежные электронные фирмы (США, Япония) поставляют за рубеж только электронную компонентную базу (микросхемы, транзисторы и другие дискретные компоненты) гражданского назначения, не отвечающую требованиям устойчивости к воздействиям специальных факторов, жестким механическим и климатическим воздействиям, что необходимо для электронных систем военного назначения.

Во-вторых, в военных изделиях стратегического значения (ракеты носители, управление космическими летательными аппаратами) нельзя использовать импортные специализированные (заказные) микросхемы (ASIC) со встроенным программным обеспечением, так как высока вероятность использования поставщиком специальных «закладок», могущих привести к выходу из строя всей системы в заданный период времени (час «Х») или при заданных условиях (по специальному коду радиосигнала).

В-третьих, при использовании импортной элементной базы с различным программным обеспечением не может эффективно решаться задача ремонта и эксплуатации вооружений и систем управления.

Особое значение указанные факторы приобретают при создании средств радиоэлектронной борьбы и высокоточного оружия, где применение современных интегральных микросхем обеспечивает основные тактико-технические характеристики.

Важным аспектом сотрудничества Российской Федерации и Республики Беларусь, декларированным Договором о создании Союзного государства от 8 декабря 1999 года, является создание и эффективное функционирование общего научно-технического и производственного механизма на основе совместных научно-технических программ с учётом тенденций развития научно-технического развития ведущих стран мирового сообщества.

II. Основная часть

Развитие микроэлектронных технологий для аналоговой, силовой и радиационно-стойкой электроники в холдинге «ИНТЕГРАЛ» идет по следующим основным направлениям:

— технология «Кремний на Изоляторе» (КНИ) (SOI) имеет преимущества перед объёмным кремнием в уменьшении влияния паразитных эффектов по периметру границы прибора и в надёжной изоляции рабочего объёма прибора от остальной схемы и подложки, что приводит к её повышенной стойкости к внешним воздействиям и радиационной стойкости, также это делает пригодным данную технологию для создания высоковольтных изделий силовой электроники .

— 0,35 мкм радиационно-стойкий КМОП. Радиационная стойкость интегральных схем является важным условием при проектировании систем военного и космического применения. Известно, что в системах военного назначения приборы должны выдерживать облучение нейтронами, гамма-излучением и рентгеновским излучением, а также воздействие электромагнитного импульса, создаваемых ядерным взрывом. В космическом пространстве полупроводниковые устройства также должны функционировать в условиях жесткой радиации, обусловленной облучением ионами, присутствующими в космических лучах и солнечном ветре, а также захваченных в радиационных поясах вокруг Земли.

— Развитие технологий многокристальной сборки для сверхкомпактных систем управления, основанных на 3D системах сборки, представляющих по сво-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ей сути 3-х мерную интеграцию интегральных схем. При 3-D интеграции используется ряд расположенных друг над другом полупроводниковых пластин, которые соединяются между собой путём формирования сквозных отверстий в кремнии и создания в них нанотехнологическими методами медных токопроводящих микропроводников.

Можно выделить следующие основные направления технического развития ОАО «ИНТЕГРАЛ» на 2015—2020 гг.:

1. **Силовая электроника** (КМОП с высоковольтными выходами, БиКДМОП с высоковольтными выходами и питанием 42 В, дискретные приборы для ДМОП-преобразователя, приборы с «канавочной» вертикальной изоляцией.

2. **Технологии для специальных применений:**
   а) КМОП в радиационностойком варианте;
   б) КНИ-технология;
   в) КМОП технология радиционностойкой памяти на основе ферромагнитных и сегнетоэлектронных материалов на кремнии (типа FRAM).

3) **Высокочастотная электроника:**
   а) SiGe +КМОП-структур;
   б) SiGe +БиКМОП-структур.

4) **Новые типы памяти на основе КМОП:**
   а) многократно перепрограммируемая КМОП память со встроенными опциями EEPROM;
   б) многократно перепрограммируемая КМОП память со встроенными опциями FLASH;
   в) многократно перепрограммируемая КМОП память со встроенными FRAM ЭСППЗУ;г) память КМОП + ЭСППЗУ на квантовых точках.

5) **Оптоэлектроника и фотоника:**
   а) новый класс СБИС-матрицы на основе КМОП-ПЗС;
   б) фотодиоды, фотопреобразователи на основе базового КМОП-процесса;
   в) СБИС для микробалометров.

6) **Микросенсорика.** MEMS-технологии, магниторезистивные, терморезистивные и другие типы сенсоров, акселерометров и MEMS-структур.

Особенности современных технологий изготовления изделий полупроводниковой силовой электроники заключаются в том, что они позволяют не только создавать интегральные схемы, состоящие из нескольких миллионов транзисторов, но и обеспечивает возможность реализации на одном полупроводниковом кристалле ранее несовместимых элементов с различными электрическими характеристиками-низковольтные и высоковольтные, низкочастотные и высокочастотные. В частности, это позволило создать новый класс микросхем — интеллектуальные интегральные схемы силовой электроники.

В настоящее время силовая полупроводниковая электроника является научной и практической базой деятельности человека в области создания высокоэффективных энергосберегающих устройств и систем для энергетики и металлургии, бытовой техники (холодильники, стиральные машины, СВЧ — печи, аудио, видеоаппаратура), автомобильной промышленности (электротранспорт), станкостроения (регулируемый электропривод), осветительной аппаратуре (уличные и бытовые светильники) и др.

Для изготовления современных микросхем и полупроводниковых приборов силовой электроники разработчики холдинга «Интеграл» используют практически все известные типы технологий: биполярную, КМОП, БиКМОП, ДМОП, КДМОП, БиКДМОП, КНИ. Выбор того или иного конкретного типа технологии определяется исходя из совокупности технических требований, предъявляемых заказчиком к проектируемой схеме. Важной особенностью современных технологий проектирования силовых интегральных схем и полупроводниковых приборов является возможность сочетания на одном кристалле высоковольтных и низковольтных элементов интегральных схем. Понимание особенностей использования различных технологий создания таких изделий позволяет максимально использовать достоинства той или иной технологии, правильно выбрать конструкцию изделия с учетом обеспечения максимальной надежности работы изделия в проектируемом приборе или системе.

Таким образом, развитие силовой электроники является одним из несомненных достижений научно-технического прогресса, что заставляет разработчиков различных радиоэлектронных устройств активно изучать и использовать элементную базу силовой электроники в своих изделиях.

Силовые дискретные полупроводниковые приборы холдинга подразделяются на силовые диоды (диоды Шоттки, диоды Зенера, стабилитроны), силовые дискретные транзисторы (биполярные, Дарлингтона, MOSFET, IGBT, интеллектуальные MOSFET), многопереходные структуры (тиристоры, динисторы, симисторы) и мощные силовые модули на основе.

В свою очередь все интегральные микросхемы (ИМС) для силовой электроники производства холдинга в зависимости от их назначения и особенностей применения разделены на пять основных групп:

— ИМС для источников питания (наиболее значимая по составу номенклатуры серия ИМС);

— ИМС для управления различными электродвигателями (коллекторными, шаговыми, вентильными);

— силовые ИМС для автомобильной электроники (их также используют в электронных системах управления сельскохозяйственной техникой — в тракторах, зерно- и кормоуборочных комбайнах, грузовых и карьерных автомобилях, автопогрузчиках, мотоциклах и пр.);

— ИМС для управления осветительным оборудованием (бытовыми и промышленными лампами дневного света, мощными промышленными светильниками, светильниками для освещения улиц и т.п.);

— ИМС управления мощными силовыми дискретными полупроводниковыми приборами (MOSFET, IGBT и модули на их основе).

Холдинг «ИНТЕГРАЛ» — единственное предприятие Республики Беларусь в микроэлектронной отрасли, реализующее весь комплекс работ, включающий проектирование, производство, маркетинг и сопровождение конечной продукции у потребителя по широкой номенклатуре микроэлектронных изделий и законченных товаров (медицинские приборы, электронные табло, блоки управления бытовой, промышленной, автомобильной и сельскохозяйственной техники и др.).

За более чем 50 лет работы в данной сфере предприятием накоплен значительный опыт проектирования и создания электронной компонентной базой (ЭКБ) — интегральных микросхем и дискретных полупроводниковых приборов.

В отличие от большинства зарубежных компаний ОАО «ИНТЕГРАЛ» обладает широким спектром технологических процессов: базовый КМОП, КМОП со встроенным блоком EEPROM, КМОП со встроенны-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ми высоковольтными (100 В и выше) блоками, специальный радиационностойкий КМОП-процесс, различные варианты биполярных процессов, включая радиационностойкие, комбинированные биполярно-полевые (БиКМОП); КНИ-технология (кремний на изоляторе) для спецприменений, MOSFET — процессы для изготовления мощных быстродействующих и высоковольтных транзисторов и другие.

За последние 5 лет завершено более 120 НИОКР, в рамках которых создано более 150 типономиналов изделий.

За всю историю предприятие не купило ни одной технологической лицензии, что, безусловно, говорит о высоком уровне квалификации персонала — как разработчиков, так и линейных производственных технологов.

Большую часть в микроэлектронной продукции ОАО «ИНТЕГРАЛ» занимает ***ЭКБ специального и двойного назначения*** (категории качества «ВП» и «ОСМ»), пользующаяся спросом на внешнем рынке (преимущественно в Российской Федерации) из-за высокого качества и надёжности. Министерством обороны этой страны ОАО «ИНТЕГРАЛ» сертифицирован на разработку и серийный выпуск изделий для предприятий ВПК РФ.

В настоящее время производится свыше 250 типов интегральных микросхем и дискретных полупроводниковых приборов специального назначения, половина из которых создана за последние пять лет.

Главные преимущества ЭКБ, производимой холдинг «ИНТЕГРАЛ», безоговорочно признанные потребителями ВПК России и их конкурентами, — это новые конструктивно-технологические решения, запатентованные в РФ, обеспечивающие высокую надежность и работоспособность устройств в условиях воздействий повышенной радиации, облучения нейтронами, гамма-излучения, рентгеновского излучения, электромагнитного импульса. Такие технические характеристики и параметры исключительно важны для систем вооружения, электронных систем управления военной и космической техники, систем управления и обеспечения безопасности АЭС. На постсоветском пространстве холдинг «ИНТЕГРАЛ» — единственный реально признанный поставщик таких изделий для атомной энергетики, ряда предприятий «Роскосмоса».

В космическом пространстве полупроводниковые устройства должны функционировать в условиях жесткой радиации, обусловленной облучением ионами, присутствующими в космических лучах и солнечном ветре, а также захваченных в радиационных поясах вокруг Земли. ОАО «ИНТЕГРАЛ» уже несколько лет участвует в работах для «ближнего» и «дальнего» космоса, в частности — в новом направлении по созданию производства уникальных интегральных микросборок приборов с зарядовой связью (ПЗС) фокальной плоскости для космических аппаратов дистанционного зондирования земли, не имеющих мировых аналогов (аппарата «БелКА» в 2007 г.; миниспутника БКА (Беларусь); спутника «Канопус» (Россия); космического аппарата БКВР высокого разрешения, систем картографии и метеорологических наблюдений («Летающий электронный глаз»).

За последнее десятилетие ОАО «ИНТЕГРАЛ» выполнялись НИОКР в рамках заданий ряда республиканских научно-технических программ. Среди них: ГНТП «Белэлектроника», «Микроэлектроника», «Средства приема, передачи и отображения информации», «Медицинская техника», «Радиоэлектроника»; ГКПНИ «Электроника», «Нанотех», «Инфотех», «Космические исследования»; ГПНИ «Электроника и фотоника»; научно-технических программ Союзного государства — подпрограмма «База», программы «Космос-СГ», «Триада», «Функциональная СВЧ электроника-2», «Скиф», «Союзный телевизор», «Космос-НТ», «Основа».

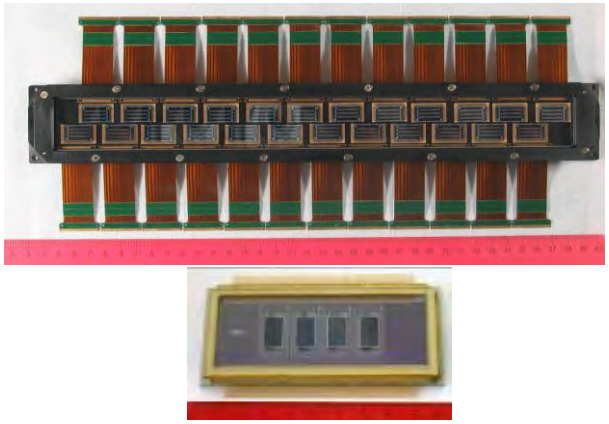


Рис. 1. Сравнительные размеры экспериментального образца ИС ФПЗС МК для БКА ВР и микросборки ПЗС BAI 2093M4.

Fig. 1. The comparative sizes of the experimental sample of the IC FPZS MK for BKA BP and microassembly of CCD of BAI 2093M4

Уникальность сложившейся в Республике Беларусь инфраструктуры заключается в том, что:

— имеется современная промышленная база (микроэлектронное производство, заводы точного электронного машиностроения);

— имеется сеть ВУЗов со сложившейся системой подготовки широкого круга специалистов, квалифицированным профессорско-преподавательским составом, современной структурой учебных планов;

— имеется эффективная система подготовки специалистов высшей квалификации (кандидатов, докторов наук) по всему спектру необходимых специальностей в области электроники и смежных областях (ВАК, ученые советы);

— имеется система отраслевых НИИ и КБ, являющихся последовательным звеном между институтами НАН Беларуси и серийными полупроводниковыми заводами;

— тематика академических институтов НАН Беларуси в значительной степени сориентирована на решение проблем микроэлектроники и ее применений и поддерживается государством посредством финансирования программ фундаментальных ориентированных исследований.

Актуальность восстановления и развития радиационно-стойких ИЭТ обусловлена и тем обстоятельством, что финансовые и материальные затраты на эти работы несопоставимы с издержками и потерями, которые возникают при разработке, производстве и эксплуатации изделий ракетно-космической техники. Стоимость радиационно-стойких ИС примерно в 100 раз выше стоимости аналогичных изделий общетехнического исполнения. Но при использовании изделий общетехнического исполнения для достижения того же уровня радиационной стойкости РЭА требуются несравнимо большие затраты на системном уровне (в 10 раз и более), так как необходимы специальный отбор изделий по заданным требованиям,

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

или использование дополнительной защиты и значительно большего объема испытаний аппаратуры.

Радиационная стойкость интегральных схем является важным условием при проектировании систем космического применения. Известно, что в системах военного назначения приборы должны выдерживать облучение нейтронами, гамма-излучением и рентгеновским излучением, а также воздействие электромагнитного импульса, создаваемых ядерным взрывом. В космическом пространстве полупроводниковые устройства также должны функционировать в условиях жесткой радиации, обусловленной облучением ионами, присутствующими в космических лучах и солнечном ветре, а также захваченных в радиационных поясах вокруг Земли.

Кроме того, требуется создание новых решений в области повышения стабильности и рентабельности технологических процессов, разработки и внедрения высокоэффективных методов обеспечения и контроля радиационной стойкости на всех этапах жизненного цикла изделий.

В условиях глобализации мировой экономики именно микроэлектроника демонстрирует яркий пример международного разделения труда Созданная у нас электронная компонентная база используется в научных проектах разных стран, что прекрасно демонстрирует возможности белорусской науки и микроэлектронной промышленности. Специалистами ОИЯИ — НЦ ФЧВЭ БГУ и ИНТЕГРАЛ совместно были успешно разработаны и массово произведены восьмиканальные заказные аналоговые интегральные микросхемы: трансимпедансного усилителя-формирователя Ampl-8.3 и компаратора Disc-8.3. Эти ИМС предназначались целевым образом для 50 тысяч каналов мюонной системы эксперимента D0 на коллайдере “Тэватрон” — наиболее мощном ускорителе в мире на то время — в Национальной ускорительной лаборатории им. Ферми (г. Батавия, США). прошел успешную апробацию и безотказно работает в проектах GEM (суперколлайдер SSC, США); DØ на коллайдере «Тэватрон» Национальной ускорительной лаборатории им. Ферми (США); CMS (LHC, ЦЕРН); PiBeta (Швейцария); ПАНДА на ускорительном комплексе FAIR (Германия); «Многочастичный спектрометр» и «Универсальный калориметрический детектор», (г. Дубна); в установке СВД-2 спектрометра с вершинным детектором; установке ОКА на ускорителе У-70 (Россия). Успех такой деятельности обусловлен меньшей по сравнению с зарубежными стоимостью разработок, их высокой надежностью, стабильными техническими параметрами, приемлемой ценой, хорошо организованным коммерческим сотрудничеством.

В итоге их применение оказалось настолько успешным, что они стали использоваться в других больших проектах по физике частиц: COMPASS (CERN, г. Женева, Швейцария), PiBeta (PSI, г. Виллиген, Швейцария), СВД-2 (ИФВЭ, г. Протвино, Московская обл.), E-184 (НИИ ЯФ МГУ, Институт физики высоких энергий (ИФВЭ)).

Следует отметить, что это был первый случай внедрения на Западе микросхем отечественной разработки и изготовления, что послужило хорошей рекламой совместных возможностей ОИЯИ и белорусской науки и микроэлектроники, в частности НИКТП «Белмикросистемы» и НПО «Интеграл» в целом.

III. Заключение

Постоянное обновление номенклатуры выпускаемой микроэлектронной продукции (более 2 тыс. типов интегральных микросхем, 500 типов полупроводниковых приборов, 200 типов жидкокристаллических индикаторов, около 150 типов изделий электронной техники) позволяет ОАО «ИНТЕГРАЛ» сохранить завоеванные ниши на мировом рынке в условиях жесткой конкуренции и в значительной степени удовлетворить потребности предприятий ОПК РФ предприятий в высоконадежной ЭКБ.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

PERSPECTIVES OF USE OF NANOELECTRONICS, NANOMATERIALS AND NANOTECHNOLOGIES FOR HUMAN BRAIN MEDICINE

Abramov I. I.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6, P. Brovki str., Minsk-220013, Belarus
tel.: +375-17-293-8877, e-mail: nanodev@bsuir.edu.by

Abstract — Perspectives of use of nanoelectronics, nanomaterials and nanotechnologies for study of a human brain, in particular within the proposed approach based on full electronic interpretation of its operation, are estimated. The main projects of the USA and EU for studying of a human brain (BRAIN Initiative and Human Brain Project) are analyzed.

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ, НАНОМАТЕРИАЛОВ И НАНОТЕХНОЛОГИЙ В МЕДИЦИНЕ МОЗГА ЧЕЛОВЕКА

Абрамов И. И.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, П. Бровки 6, 220013, Беларусь
тел.: +375-17-293-88-77, e-mail: nanodev@bsuir.edu.by

Аннотация — Оценены перспективы использования наноэлектроники, наноматериалов и нанотехнологий в исследованиях мозга человека, в частности в рамках предложенного подхода на основе полной электронной интерпретации его функционирования. Проанализированы главные программы США и стран ЕС по изучению мозга человека – BRAIN Initiative и Human Brain Project.

I. Введение

Фантастическим по сложности объектом во Вселенной является мозг человека. Так, число нейронов мозга 10^{10}–10^{12}, число синапсов 10^{14}–10^{15} , еще большее число ионных каналов и молекул (около 10^{22} на 1 см^3), являющихся ключевыми структурами. Особенным результатом функционирования этой суперсложной системы и является сознание – главная загадка Природы.

Целью данной работы является анализ перспектив использования наноэлектроники, наноматериалов и нанотехнологий в исследованиях мозга человека, а также главных программ США и стран ЕС по его изучению – BRAIN Initiative и Human Brain Project.

II. Программы США и стран ЕС исследования мозга

Приблизительно одновременно в 2013 году было объявлено о начале двух грандиозных по масштабам и амбициозных по целям программ* США и стран ЕС исследований мозга человека.

The BRAIN (Brain Research through Advancing Innovative Neurotechnologies) Initiative была анонсирована президентом США Б. Обамой в апреле 2013 года [1] с объемом финансирования до 3 миллиардов долларов из федерального бюджета. Инициатива была названа одним из "Великих Вызовов". Ожидается, что она будет более масштабной и сложной по сравнению с Human Genome Project. Одним из основных направлений будет картирование всех связей нейронов мозга человека (создание коннектома человека). Полагается, что с помощью коннектома мозга можно будет сначала разобраться во многих психических заболеваниях (болезнь Альцгеймера, болезнь Паркинсона, шизофрения, слабоумие и др.), а впоследствии и лечить их. Предтечей этой инициативы являлся Human Connectome Project, осуществляемый Национальным институтом здоровья США [2]. Составление карты начали с нервной системы червя (C. elegans), содержащей всего 7 тысяч связей. Замечу, что коннектом человека приблизительно в 100 миллиардов раз больше.

The Human Brain Project (HBP) анонсирован Европейской комиссией практически одновременно с объемом финансирования около 1,2 миллиардов евро. Понимание мозга человека в программе названо "одним из величайших вызовов науки 21-го века" [3]. HBP включает 13 подпрограмм. Одним из основных направлений будет создание модели человеческого мозга на транзисторах (поведение нейронов имитируется при помощи транзисторов) с привлечением суперкомпьютеров. Данный подход фактически является нейрокибернетическим.

В целом, отмеченные подходы являются своеобразным "движением навстречу друг другу" и не возникли на пустом месте, а являются продолжением ранее выполняемых и известных проектов, а именно [4]: Human Connectome Project, Blue Brain, фирмы IBM, Allen Human Brain Atlas и др.

В докладе проведен анализ подходов (теорий), используемых в программах. С одной стороны, отмечаются важные вопросы, которые в них не учитываются, а с другой, – очень длительный (десятилетия) процесс исследования непосредственно мозга человека. Так, при создании коннектома даже червя потребовалось десятилетие [2]. Для создания модели человеческого мозга на колоссальном числе транзисторов в настоящее время не существует суперкомпьютеров требуемой производительности. Есть сомнения и у самих авторов некоторых теорий. Кроме того, серьезную проблему представят просто чудовищные объемы получаемой информации.

* Автор использует здесь более верный по смыслу перевод на русский язык не "проект", а "программа".

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

III. Подход на основе полной электронной интерпретации функционирования мозга

В докладах автора на международных конференциях "Нанотехнологии – 2012", КрыМиКо'2012 и "Micro- and Nanoelectronics – 2012", монографиях [5,6] и цикле статей [7 – 10] описан комплексный иерархический подход исследования мозга человека, основанный на многоуровневом моделировании в сочетании с экспериментальными методами, в рамках полной электронной интерпретации его функционирования. Учитывая то, что предложенные интерпретация и комплексный подход достаточно подробно описаны в работах [5 – 10], здесь отмечу лишь следующее: нейронные цепи мозга могут рассматриваться (интерпретироваться) в качестве нелинейных электрических цепей, которые характеризуются не только сложной топологией, но и вариацией свойств составляющих их казалось бы однотипных элементов (тела клеток, аксоны, дендриты, синапсы и др.).

В докладе показывается, что интерпретация и комплексный подход автора являются более гибкими по сравнению с отмеченными ранее подходами (см. п. II), а также позволяют установить основные недостатки последних. Показано, что в рамках комплексного подхода при моделировании допустимо учесть различные дополнительные эффекты, которые могут быть важны при функционировании нейронных цепей мозга, а именно: влияние глиальных клеток, которых приблизительно в десять раз больше, чем нейронов; влияние объемных токов [11], а также возможные модификации цепей при прохождении по ним электрических сигналов, например, при воспоминаниях, а также отмеченные в [5,6] и другие "паразитные" и "тонкие" эффекты.

В соответствии с предложенной интерпретацией психические заболевания можно связать с отклонением функционирования электрических (нейронных) цепей мозга от нормальных. Они могут быть вызваны множеством факторов. Анализ показал, что к основным, по-видимому, следует отнести: 1) связанные с разрушением цепей; 2) вызванные неправильными связями функционирующих цепей; 3) определяемые изменением конструктивно-технологических и электрофизических параметров цепей [5,6], включая биохимические процессы в них. В целом, эти и, возможно, другие факторы и приводят к изменениям (отклонениям от нормальных) электрических режимов функционирования цепей.

Итак, главным направлением при лечении психических заболеваний должно быть восстановление нормального функционирования поврежденных вследствие отмеченных факторов электрических (нейронных) цепей мозга или иная корректировка их работы. Как это сделать?

Для этого, конечно же, могут использоваться традиционные методы лечения медицины. Учитывая интерпретацию мозга как объекта органической гибридной наноэлектроники [5 – 10], позволяющую по-новому взглянуть на его функционирование, качественно новые возможности откроются при масштабном применении достижений наноэлектроники, наноматериалов и нанотехнологий (нанонаук в целом). Основными направлениями могут стать: 1) исследование; 2) лечение; 3) диагностика; 4) мониторинг и 5) контроль нейронных цепей мозга человека.

В докладе отмечено и проанализировано ряд различных возможностей для этого. Сделано несколько новых предложений. Так, с использованием различных наноустройств (нанопроволок, нанотрубок, наноэлектродов, наносенсоров и др.) можно будет "подключаться" к любой локальной области (точке) электрической (нейронной) цепи мозга практически без разрушений с целью корректировки и восстановления (лечения и протезирования) их работы, исследования и диагностики. При лечении перспективно применение различных нанокапсул с лекарственными препаратами и другими веществами, а для диагностики – люминесцентных нанометок. С целью их доставки в строго определенное место возможно использование нанорадио. Оно же может применяться для мониторинга и контроля не только нейронных цепей мозга, но и других систем мозга (кровеносной и др.).

IV. Заключение

До тех пор пока не будет создана общепризнанная и верная теория функционирования мозга, вряд ли какая-нибудь одна стратегия (подход) его исследования приведет к полномасштабному успеху. Хотя автор и считает предложенные интерпретацию и комплексный подход наиболее правильными и гибкими по сравнению с известными, на данном этапе необходимо развивать и применять разнообразные стратегии, что обязательно приведет к более глубокому пониманию функционирования мозга и, как следствие, к успеху в лечении самых различных психических заболеваний человека. В целом, задача здесь очень тяжелая и трудоемкая и, по-видимому, растянется на десятилетия, если не больше. Существенный, качественный прогресс и ускорение в исследовании мозга человека будет сделан с применением нанонаук, в частности наноэлектроники, наноматериалов и нанотехнологий.

V. References

[1] https:// www.whitehouse.gov/BRAIN

[2] Seung S. Connectome: How the Brain's Wiring Makes Us Who We Are. New York: Houghton Mifflin Harcourt. 2012. 384 p.

[3] https:// www.humanbrainproject.eu

[4] Kaku M. The Future of the Mind: The Scientific Quest to Understand, Enhance, and Empower the Mind. New York: Doubleday Publishers. 2014. 400 p.

[5] Abramov I. I. Brain as an Object of Electronics. LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken, Germany. 2012. 80 p. (Russian edition).

[6] Abramov I. I. Brain as an Object of Electronics. LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken, Germany. 2013. 76 p. (English edition).

[7] Abramov I. I. The Brain is an Object of Organic Hybrid Nanoelectronics, or Another Point of View. Part I. Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika, 2013, No 1, p. 52-54.

[8] Abramov I. I. The Brain is an Object of Organic Hybrid Nanoelectronics, or Another Point of View. Part II. Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika, 2013, No 3, p. 45-53.

[9] Abramov I. I. The Brain is an Object of Organic Hybrid Nanoelectronics, or Another Point of View. Part III. Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika, 2013, No 5, p. 45-54.

[10] Abramov I. I. The Brain is an Object of Organic Hybrid Nanoelectronics, or Another Point of View. Part IV. Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika, 2013, No 6, p. 49-53.

[11] Revonsuo A. Consciousness. The Science of Subjectivity. Hove and New York: Psychology Press, Taylor & Francis Group. 2010. 324 p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INTERNATIONAL CRIMEAN CONFERENCE “MICROWAVE AND TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY” (CriMiCo): 2011—2015. Bibliographic index of the conference proceedings

Rzhevtseva N.L.[1], Yermolov P.P.[1,2]
[1]*Sevastopol State University*
33, Universitetskaya Str., Sevastopol, Crimea, 299053
[2]*Popov Crimean Scientific and Technology Center*
P. O. Box 10, Sevastopol, Crimea, 299057
e-mail: library@sevgtu.sebastopol.ua, 10.99057@gmail.com

Abstract — The second part edition of the International conference «CriMiCo» bibliography index for 2011—2015 is presented in the report. The index structure and its auxiliary apparatus are analyzed.

МЕЖДУНАРОДНАЯ КРЫМСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СВЧ-ТЕХНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»: 2011—2015 гг. Библиографический указатель трудов конференции

Ржевцева Н. Л.[1], Ермолов П. П.[1,2]
[1]*Севастопольский государственный университет*
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Крым
[2]*Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова*
а/я 10, Севастополь, 299057, Крым
e-mail: library@sevgtu.sebastopol.ua, 10.99057@gmail.com

Аннотация — В докладе анонсируется издание 2-й части библиографического указателя трудов Международной конференции «КрыМиКо» за 2011—2015 гг. Рассматривается структура указателя и вспомогательный аппарат к нему.

I. Введение

Целью создания указателя является продолжение систематизации материалов Международной конференции «КрыМиКо» за период 2011—2015 гг. и информирование ученых и специалистов данной области об истории развития и современном состоянии основных направлений в области СВЧ-техники и телекоммуникаций. В указателе, изданном в 2014 г., систематизирован документальный поток изданных трудов конференции за 1991—2010 гг. [1].

II. Структура указателя

Документальный поток БД «КрыМиКо» (http://lib.sevsu.ru/) послужил основой для дальнейшего исследования материалов конференции. Данное издание представляет собой попытку объединения традиционного библиографического научно-вспомогательного указателя и элементов библиометрического анализа представленного в указателе документопотока. Записи в основной части указателя распределены по научным направлениям, внутри каждого направления — в порядке прямой хронологии, внутри года — по алфавиту заглавий. Издание дополнено рядом вспомогательных указателей: именным, указателем организаций, указателем состава организационного и программного комитетов, указателем организаторов, соорганизаторов и спонсоров конференции; указателем лауреатов премий Оргкомитета КрыМиКо и др.

Направления, сформированные за предыдущие 20 лет конференции, существенно не изменились:

1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ;

1a. Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов и устройств;

2. Электровакуумные и микровакуумные приборы СВЧ;

3. Системы СВЧ связи, вещания и навигации;

3a. Информационные технологии в телекоммуникациях;

4. Антенны и антенные элементы;

5. Пассивные компоненты;

5a. Материалы и технология СВЧ-приборов;

5b. Наноэлектроника и нанотехнология;

6. СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты;

6a. Электромагнитная и радиационная стойкость материалов и электронной компонентной базы;

7. СВЧ-измерения;

8. Прикладные аспекты СВЧ-техники.

8a. СВЧ-техника в медицине и экологии;

9. Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн;

H. История развития радиотехнологий и телекоммуникаций (III—VII Федотовские чтения).

За последние годы (2011—2015 гг.) не публиковались доклады по направлению «E: Подготовка радиоинженеров и специалистов телекоммуникационного профиля».

В 2011 г. направление 3a: «Информационные технологии в телекоммуникациях» расширено материалами семинара «Массовая технология проектирования интеллектуальных систем для научных исследований». Формат «Круглого стола» 2013—2014 гг. позволил углубить научные исследования в области СВЧ-измерений.

Основную (содержательную) часть библиографического указателя (направления конференции) составляют библиографические записи на 2732 доклада. Именной указатель содержит ссылки на труды 3521 авторов и соавторов докладов. В указателе организаций приводятся сведения о 491 организации из 30-ти стран, представляемых авторами докладов,

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

со ссылками на опубликованные доклады авторов из этих организаций.

III. Заключение

Создание библиографического указателя «Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии": 2011—2015» является итогом работы коллектива конференции КрыМиКо за 25 лет. Выпуск издания, объем которого составляет около 35 авторских листов, планируется в первом квартале 2016 года. Это издание представит интерес как для специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникаций, так и для изучающих историю развития указанных направлений науки и техники.

IV. References

[1] Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: 1991—2010 : аннотир. библиогр. указ. / Севастоп. нац. техн. ун-т. Науч. б-ка ; сост.: Е. Г. Уткина, Т. В. Пархомчук, Л. В. Пряхина ; отв. сост. Н. Л. Ржевцева ; ред. П. П. Ермолов. — Севастополь ; М. ; К. : Вебер, 2014. — 640 с.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE INVENTION OF THE SCREENED TETRODES

Pestrikov V. M.
Saint-Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda Str., Saint-Petersburg, 191119, Russia
e-mail: pvm205@yandex.ru

Abstract — The present paper concerns the aspects of the invention of the screened tetrode by a German physicist Walter Schottky. The features of patents obtained in the invention are discussed. The design of the first German industrial samples of the screened tetrodes is provided and a specified area of their use is shown. The following W. Schottky's researches in electronics are briefly described and his subsequent biography is provided.

ИЗОБРЕТЕНИЕ ЭКРАНИРОВАННОГО ТЕТРОДА

Пестриков В. М.
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург ул. Правды 13
e-mail: pvm205@yandex.ru

Аннотация — Исследованы аспекты изобретения экранированного тетрода немецким физиком Вальтером Шоттки. Рассмотрены особенности патентов полученных на это изобретение. Приведены конструкции первых немецких промышленных образцов экранированных тетродов и указана область их использования. Кратко изложены дальнейшие исследования В. Шотт-ки в области радиоэлектроники и то, как сложилась его жизнь.

I. Введение

Стремительное внедрение радиосвязи между континентами требовало использования радиоприемников с большим коэффициентом усиления. Для этого применялись сложные многокаскадные схемы на вакуумных триодах, которые были трудоемки в настройке. Только изобретение тетрода с экранной сеткой позволило уменьшить количество высокочастотных усилительных каскадов и получить стабильно работающие радиоустройства, без каких-либо специальных схемных решений, например, нейтрализации.

II. Исследования В. Шоттки триодов с дополнительной сеткой

Исследования В. Шоттки по термоэмиссии проходили в период Первой мировой войны. Его два раза признавали негодным к военной службе. Из-за этого его мучили угрызения совести. Тогда, В. Шоттки из чувства патриотизма, чтобы принести пользу Германии, обратился к компании Siemens & Halske с просьбой принять его на работу.

Компания Siemens & Halske, не забыла прошлые научные исследования В. Шоттки, и 2 марта 1916 года он был принят в ее штат постоянным сотрудником. Перед ним была поставлена задача разработать радиолампу с большим коэффициентом усиления, чем триод. В связи с этим, он продолжил свои исследования по поиску метода уменьшения влияния пространственного заряда на управляющую сетку со стороны анода. Такое ослабление соответствует увеличению коэффициента усиления вакуумного триода. Решение проблемы было найдено в виде введения вспомогательного электрода между анодом и управляющей сеткой, рис.1. Итогом исследований В. Шоттки стало изобретение вакуумного триода с дополнительной сеткой, который в дальнейшем получил название как «тетрод с экранной (экранирующей) сеткой».

III. Немецкие патенты на экранированные тетроды

Компания Siemens & Halske, на триод с добавленным электродом Шоттки, получила немецкий патент **«**Vakuumverstärkerröhre mit Glühkathode und

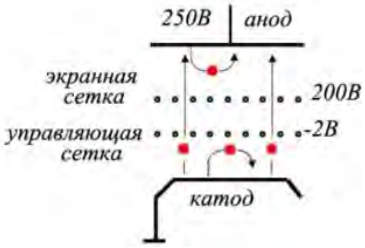


Рис. 1. Иллюстрация обоснования установки экранной сетки в вакуумном триоде.

Fig. 1. Illustration of the grounds for setting a screen grid in a vacuum triode

Hilfselektrode» (Усилительная вакуумная лампа с нагреваемым катодом и вспомогательным электродом**)** DRP300617 от 1 июня 1916 года [1]. Основными предметами этого изобретения явились: конструкции двух типов тетродов со вспомогательными электродами (экранными сетками), а также то, что на эти электроды необходимо подавать положительный потенциал. Величина этого потенциала должна быть несколько меньше, чем на аноде. В патенте даны схемы включения этих тетродов в выходные каскады усилителей звуковой частоты.

Запатентованная лампа Шоттки получила название «экранированная лампа» (Screen Grid Tube), но по прошествии некоторого времени, ее чаще стали называть просто «тетрод», подразумевая конструкцию с экранной сеткой.

Заметим, что в этом немецком патенте имени изобретателя В. Шоттки не упоминается. Другими словами, правообладателем этого патента является компания Siemens & Halske. В патенте DRP300617 [1] приводится две конструкции тетродов с экранной сеткой: пластинчатого и цилиндрического типов. На рис.2 представлены конструкции тетродов с экранной сеткой из американского патента В. Шоттки (US153770). Отметим, что рисунки в немецком и американском патентах идентичны.

Как видно из патента (рис. 2), на экранирующую сетку подается положительное напряжение, которое увеличивает скорость движения электронного потока.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Это приводит к увеличению анодного тока и как следствие, способствует резкому росту крутизны характеристики и повышению усилительных свойств лампы. На практике на экранную сетку подаётся постоянное положительное напряжение, которое составляет 50—80% от величины анодного напряжения.

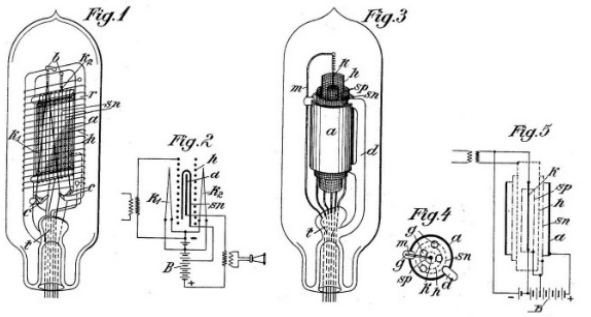


Рис. 2. Конструкции тетродов с экранной сеткой: пластинчатого (Fig.1) и цилиндрического (Fig.2) типов. Из патента В. Шоттки (US1537708 patented 12 May, 1925).

Fig. 2. Design of tetrodes with a screen grid of plate (Fig. 1) and cylindrical (Fig. 2) types. Patent by W. Schottky (US1537708 patented on the 12th of May, 1925)

Экранная сетка в тетроде Шоттки (патент DRP 300617) представляет собой: в лампе с пластинчатыми электродами плоскую металлическую сетку, а в лампе с цилиндрическими электродами — сетчатый цилиндр [1]. Если судить по его патенту, то размеры квадратных ячеек в управляющей и экранной сетке одни и те же.

Заметим, что дополнительная сетка, введенная В. Шоттки между управляющей сеткой и анодом, отличается от того ее предназначения, с которым связывали его последующие изобретатели, а именно с понятием «экранная сетка». В. Шоттки не сделал попыток рассчитать оптимальное расположение дополнительной сетки между управляющей сеткой и анодом, чтобы минимизировать электростатическую емкость между этими электродами. В патенте В. Шоттки (DRP300617) вообще не связывается коэффициент усиления лампы с величиной емкости между управляющей сеткой и анодом. Установку дополнительного электрода в этом промежутке он обосновывает возможностью снизить влияние пространственного заряда на анод и тем самым повысить коэффициент усиления лампы. Поэтому, в первых информационных листках об этом типе ламп до 1928 года не присутствует характеристика величины проходной емкости C_{ag1}. Это можно, по всей видимости, объяснить тем, что в экспериментах на эту характеристику не было обращено должного внимания и она не измерялась.

Если положение дополнительной сетки между управляющей сеткой и анодом в низкочастотном тетроде не играет большой роли, то это становится существенным при его работе в усилителях радиочастоты. Сам В. Шоттки отмечал, что его триоды с дополнительной сеткой не пригодны для использования на высоких частотах [2]. В связи с этим, первые экранированные тетроды Шоттки могли работать только на низких частотах и поэтому использовались исключительно в усилителях звуковой частоты.

Компания Siemens & Halske получила патенты на конструкцию тетрода с экранной сеткой в Великобритании (GB145421A), Австро-Венгрии (AT87745B), Швейцарии (CH86781A) и Франции, а В. Шоттки получил патент со своим именем в США (US1537708) [3].

30 августа 1921 года В. Шоттки патентует в США тетрод с цилиндрическими электродами, в котором управляющий и защитный электроды сделаны в виде решетчатого цилиндра, а образующие его металлические проволочки располагаются параллельно нити накала, рис. 3 [4].

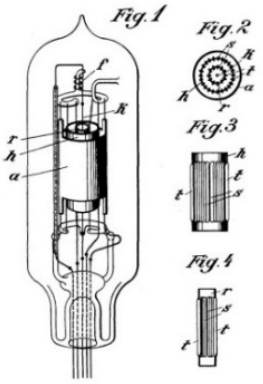
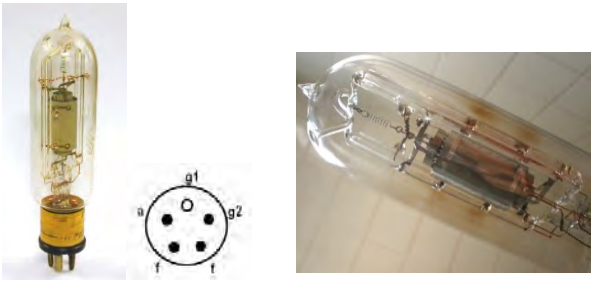


Рис. 3. Конструкция тетрода с управляющей и экранной сетками в виде металлических проволочек параллельных нити накала. Из патента В. Шоттки (US1537708 patented 4 June, 1927) [4].

Fig. 3. Design of a tetrode with control and screen grids in the form of metal wires parallel to a filament. Patent by W. Schottky (US1537708 patented on the 4th of June, 1927) [4]

IV. Промышленное производство экранированных тетродов В. Шоттки

В 1922 году по патенту В. Шоттки (рис.3) компания Siemens & Halske изготовила промышленный образец тетрода с экранной сеткой типа SH-OR, рис.4. Габариты SH-OR составляли *l*=200мм и Ø48мм. Цоколь лампы с 5 контактами (*нем.*, 5-poliger-Liebensockel). Лампа в начале выпускалась с вольфрамовой нитью прямого накала, но потом она была заменена на нить с оксидным покрытием. Срок службы SH-OR составлял 380 часов.



SH-OR.1922 г. RE87.1924 г.

Рис. 4. Тетроды с экранной сеткой компаний Siemens & Halske и Telefunken.

Fig. 4. Screen grid tetrodes by Companies Siemens & Halske and Telefunken

Тетрод, подобный SH-OR, позже выпускался компанией Telefunken под маркой RE87. Тетрод RE87 использовался в мощных звуковых усилителях для работы с громкоговорителями в больших помещениях (залах). Характеристики тетродов с добавочным электродом, выпущенных компаниями Siemens & Halske и Telefunken в период 1922—34г.г. приведены в табл.1 [5]. Лампы типа SH-OR, RE87 и RES094 имели прямой накал катода, а RES094, RENS1204, RENS1264, RENS1274, RENS1818, RENS1819 — косвенный накал.

К 1928 году, после работ А. Халла и Г. Раунда, компании Telefunken удалось разработать тетрод с дополнительным электродом типа RES094, способный работать в усилителе радиочастоты. На рис. 5 приведена схема промышленного немецкого батарейного радиоприемника образца 1931 г., в высокочастотной части которого используется лампа RES094 [6].

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Табл. 1. Тетроды с экранной сеткой компаний Siemens & Halske и Telefunken. 1922—34 гг.

Table 1. The screen grid tetrodes by Siemens & Halske and Telefunken. 1922—34

№ п/п	Тип	Год выпуска	μ	S, мА/В	R_i, кОм	$C_{a g_1}$, пф
1.	SH-OR	1922	25	-	-	-
2.	RE87	1924	4	7	3,5	-
3.	RES 094	1928	280	0,7	400	0,002
4.	RENS 1204	1928	400	1,1	400	0,003
5.	RENS 1264	1931	900	3,0	450	0,006
6.	RENS 1274	1932	700	2,0 0,005	350	0,003
7.	RENS 1818	1932	900	2	450	0,003
8.	RENS 1819	1931	400	1,0 0,005	400	0,008

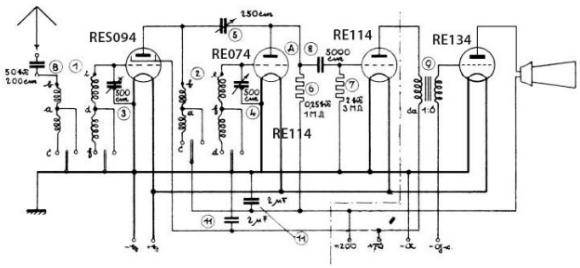


Рис. 5. Принципиальная схема промышленного немецкого радиоприемника с использованием экранированного тетрода RES094. Модель 1931.

Fig. 5. Scheme of the German industrial radio receiver using RES094 screened tetrode. A model of 1931

После лампы RES094 с прямым накалом нити питания, компанией Telefunken была разработана целая серия экранированных тетродов с косвенным нагревом типа RENS.

В. Шоттки пытался сконструировать комбинированный тетрод, который мог бы работать в условиях пространственного заряда. Для этого, тетрод, кроме экранной сетки, содержал еще и катодную сетку. Такая лампа при наличии трех сеток, по идее изобретателя, должна была работать при низком анодном напряжении и иметь большой коэффициент усиления. Однако изготовленные и исследованные экспериментальные образцы таких ламп, не оправдали возложенных на них надежд, и работа над ними в дальнейшем была прекращена [2].

V. Дальнейшие исследования В. Шоттки

Период работы В. Шоттки в компании Siemens & Halske с 1916 г. по 1919 г. оказался для него очень плодотворным. В 1917 году В. Шоттки стал научным руководителем кабельной лаборатории (K-Laboratorium) компании Siemens & Halske, в которой разрабатывались пупинизировапнные кабели (Pupin cables), электронные лампы и ламповые усилители. В 1918 году В. Шоттки разработал супергетеродинный принцип приема радиосигналов и получил на него патент (DRP 368937) [7].

В 1920 году В. Шоттки ушел из компании и стал профессором Вюрцбургского, а потом Ростокского университета. При этом В. Шоттки (23.07.1886—04.03.1976) остался консультантом компании Siemens & Halske. В дальнейшем он внес значительный вклад в изучение процессов в электронных лампах и полупроводниках. Создал школу физиков.

Немецким физическим обществом в 1973 году учреждена премия имени В. Шоттки. Она вручается за выдающуюся исследовательскую работу молодых ученых в области физики твердого тела. Финасовую сторону премии обеспечивает Infineon Technologies AG и Robert Bosch GmbH. Лауреат премии получает денежное вознаграждение в размере 10.000 евро.

VI. Заключение

Изобретение Вальтером Шоттки экранированного тетрода стало важным шагом в разработке радиоламп с большим коэффициентом усиления. Замена триода экранированным тетродом, позволила уменьшить количество усилительных каскадов в радиоприемниках, без снижения их усилительных свойств и чувствительности.

VII. References

1. Siemens & Halske. Vakuumverstärkerröhre mit Glühkathode und Hilfselektrode. Patentiert im Deutschen Reiche vom 1. Juni 1916 ab. Patentschrift DRP300617.
2. Tyne Gerald F. J. Saga of the vacuum tube//RADIO NEWS. April 1946. P.52—54, 132—134.
3. Schottky W. Thermionic Vacuum Tube. Patent US1537708 patented May 12, 1925. Filed Aug. 27, 1919.
4. Schottky W. Intermediate Electrode in Incandescent Cathode Tube. Patent US1612835 patented Jan. 4, 1927. Filed August 30, 1921.
5. Telefunken Röhren von A bis Z. Preis. 1930—1931. 138 S.
6. Hertweck C. Der billiger Schirmgitter Vierer//Funkschau.1931. Heft3. V30. S.21—23.
7. Siemens & Halske. Empfangsanordnung für elektrische Wellensignale. Patentiert im Deutschen Reiche vom 19. Juni 1918 ab. Patentschrift DRP368937.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SPECIFIC FEATURES OF THE APPROACHES TO THE CONSTRUCTION OF THE FIRST SCREENED TETRODES

Pestrikov V. M.
Saint-Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda Str., Saint-Petersburg, 191119, Russia
e-mail: pvm205@yandex.ru

Abstract — The present paper concerns the features of the approaches to the construction of the first screened tetrodes in various research laboratories in the world. Patents by Hiroshi Ando, Albert Hull and Bernardus Tellegen are considered. The analysis of structures and features of the screened tetrodes for Philips Company is carried out. The results of studies of the use of radio frequency amplifier screened low-gain tetrodes are provided.

ОСОБЕННОСТИ ПОДХОДОВ К КОНСТРУИРОВАНИЮ ПЕРВЫХ ЭКРАНИРОВАННЫХ ТЕТРОДОВ

Пестриков В. М.
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург, ул. Правды, 13
e-mail: pvm205@yandex.ru

Аннотация — Исследованы особенности подходов к конструированию первых экранированных тетродов в различных научных лабораториях мира. Рассмотрены патенты Хироши Андо, Альберта Халла и Бернарда Теллегена. Сделан анализ конструкций и особенностей экранированных тетродов компании Philips. Приведены результаты исследований по использованию в усилителях радиочастоты экранированных тетродов с малым коэффициентом усиления (40—60).

I. Введение

Вопросы совершенствования вакуумного триода были актуальны для многих радиотехнических компаний мира. Они велись по различным направлениям, исходя из интересов разработчиков. Это предопределило различие в конструкциях промышленных образцов радиоламп этого типа.

II. Исследования Хироши Андо

Если В. Шоттки введение экранной сетки в триод связывал со стремлением уменьшить влияние пространственного заряда на работу лампы, то молодой японский ученый Хироши Андо (Hiroshi Ando, 25.09.1902—21.02.21.1975) обосновывал такой подход иначе, рис.1.



Рис. 1. Хироши Андо.
Fig. 1. Hiroshi Ando

В 1919 году Хироши Андо, исследуя причины нестабильной работы вакуумного триода, обнаружил, что введение вспомогательного электрода между управляющей сеткой и анодом уменьшает электростатическую емкость между этими электродами и устраняет паразитную генерацию. Найденное техническое решение позволяло использовать вакуумный триод для усиления колебаний высокой частоты без опасений возникновения паразитной генерации. При этом усиление каскада на таком триоде может возрасти в 100—1000 раз. Экранная сетка, находящаяся под постоянным положительным напряжением (с несколько меньшим напряжением, чем на аноде), не препятствуя движению электронов к аноду и устраняет влияние паразитной емкости между управляющей сеткой и анодом. На это изобретение Хироши Андо получил патент в Японии [1]. Предметом изобретения стали только конструкции двух тетродов, рис.2. На рис.2 справа, приведена конструкция тетрода, в котором анод и сетки выполнены в виде параллелепипедов, которые расположены коаксиально. Впервые, в конструкциях тетродов Андо, с целью уменьшения проходной емкости лампы, выводы от электродов разделены и выведены на разные ее основания (цоколи). Так сделал, позже, Г. Раунд в лампе S625.

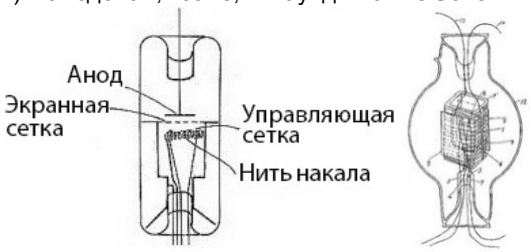


Рис. 2. Экранированные тетроды Хироши Андо. Рисунки из патента JP80948 patented 1919. [1].

Fig. 2. Screened tetrodes of Hiroshi Ando. Figures from JP80948 patent of 1919 [1]

Хироши Андо, кроме конструкций экранированных тетродов, впервые разработал схемы их включения в высокочастотные каскады радиоустройств, а также указал методику выбора их режимов работы [2].

Главное отличие патентов Х. Андо от патентов В. Шоттки заключается в том, что в них кроме предложенных конструкций экранированных тетродов, указана их область оптимального применения, усилители радиочастоты. Это те радиоустройства, в которых могут быть эффективно использованы свойства ламп с большим коэффициентом усиления.

Введение экранной сетки в триод позволило увеличить его коэффициент усиления на высоких частотах путем уменьшения эффекта Миллера. Этот эффект, как известно, является нежелательным, из-за возникновения обратной связи через емкость управляющая сетка — анод, что ведет к увеличению этой емкости и ограничению коэффициента усиления триода на высоких частотах. В тетроде, благодаря

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

экранной сетке, удалось значительно снизить входную емкость. Так, если типичный триод имел входную емкость около 5 пФ, но после введения экранной сетки она снизилась до 0,01 пФ.

III. Разработки GERL

Исследования по экранированным тетродам Вальтера Шоттки и Хироши Андо не остались без внимания в лаборатории GERL (General Electric Research Laboratory). Новым типом радиоламп заинтересовался научный сотрудник Альберт Халл. В декабре 1920 года он разработал схемы использования экранированного тетрода в различных радиоэлектронных устройствах, таких как усиление электрических токов, передача и прием радиосигналов. В полученном им патенте на эти радиоустройства была приведена методика установки режима работы экранированного тетрода. Для этого в цепь экранной сетки включен переменный резистор. Необходимый потенциал дополнительной сетки устанавливают изменением сопротивления этого резистора, рис.3 [3].



Рис. 3. Принципиальная схема радиоприемника на экранированном тетроде [3]. *1920.*

Fig. 3. Schematic diagram of a radio receiver in the screened tetrodes [3]. *1920*

В патенте А. Халла отмечается, что в процессе эксплуатации устройств на обычных вакуумных триодах было обнаружено, что существует заметная тенденция к возникновению нежелательных высокочастотных колебаний. Причиной этого является наличие емкости между управляющей сеткой и анодом. Использование дополнительного электрода между управляющей сеткой и анодом снижает эту тенденцию, так как происходит их экранирование. В этом случае сопротивление в цепи экранной сетки желательно шунтировать конденсатором, рис. 3. Благодаря этому, происходит обтекание сопротивления переменной составляющей тока, протекающего по сетке дополнительного электрода. Использование дополнительной сетки уменьшает эффект емкости и обеспечивает высокую степень усиления радиочастот.

IV. Исследования Б. Теллегена

Работы в научно-исследовательской лаборатория "NatLab" компании Philips сосредоточились на исследовании особенностей использования триодов в выходных каскадах усилителей звуковых частот. С 1924 года такими работами занимался Бернард Теллеген (Bernardus Domininicus Hubertus Tellegen). Он заинтересовался тетродами с экранными сетками после знакомства с исследованиями В. Шоттки по этой тематике.

Бернард Теллеген анализируя информацию об использовании триодов в качестве выходных ламп, заметил, что получить максимальную мощность от триода можно при условии, если он имеет низкое внутреннее сопротивление. Тогда он сравнил триод и тетрод между собой, и понял, что в тетроде происходит смещение графика анодного тока от сеточного напряжения влево, а это то желаемое, что и нужно сделать в качестве усовершенствования триода. На данном этапе Б. Теллеген сделал некоторые расчеты без учета вторичной эмиссии и пришел к выводу, что несмотря на то, что лампа с экранной сеткой будет иметь высокое внутреннее сопротивление, но за то она будет хорошо выполнять роль выходной лампы в усилителе звуковой частоты [4]. Это было важно для того периода времени, когда ламповая аппаратура питалась от анодных сухих батарей, и поэтому требовалась максимальная отдача энергии от данного источника питания. С этой отправной точки Б. Теллеген и увидел, что такой ламповый каскад должен не только отдавать большую мощность, но и обладать экономичностью и малыми частотными искажениями. В этом случае, ток проходящий через выходную нагрузку (громкоговоритель) должен быть пропорционален напряжению на управляющей сетке. Сопоставление всех этих вещей вместе и привело Б. Теллегена к выводу, о том, что на экранированном тетроде можно сделать отличный выходной каскад лампового усилителя звуковой частоты. На рис.4 представлена принципиальная схема лампового усилителя звуковой частоты с системой коррекции искажений, разработанная Б. Телленгеном. На это схемное решение был получен патент [5].

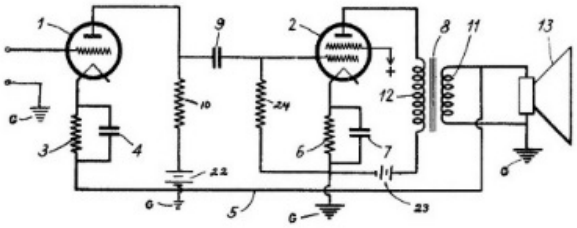


Рис. 4. Принципиальная схема лампового усилителя звуковой частоты с системой коррекции искажений [5].

Fig. 4. Schematic diagram of a tube audio amplifier with a distortion correction system [5]

Выходной каскад усилителя звуковой частоты, как видно из рис.4, собран на экранированном тетроде, а его предусилитель — на вакуумном триоде.

Дальнейшие исследования показали, что экранированный тетрод более эффективно работает в усилителе радиочастоты с резонансной нагрузкой на аноде, нежели в выходном каскаде усилителя звуковой частоты. В последнем случае проявляется его существенный недостаток, особенно при больших колебаниях анодного напряжения, когда на нижних пиках его значения бывают ниже напряжения на экранной сетке. Тогда существующий поток вторичных электронов устремляется от анода к экрану. Эффект от этого вторичного излучения является причиной падения анодного тока и увеличения текущих экранных токов. Все это в обычных схемах ламповых усилителей приводит к большим искажениям и уменьшению выходной мощности. По всей видимости это стало той причиной, по которой компания Philips не произвела промышленный образец экранированного тетрода специально для выходного каскада усилителя звуковой частоты. Известные тетроды, произведённые компанией Philips, были предназначены в основном для работы в каскадах радиочастоты.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

V. Экранированные тетроды компании Philips

В 1927 году компания Philips (Eindhoven) выпустила свой первый *высокочастотный* экранированный тетрод типа A442 Miniwatt с непосредственным нагревом нити накала, рис. 5 [6]. Тетрод A442 давал устойчивое усиление на высоких частотах, несмотря на его очень большой коэффициент усиления ($\mu = 280$). Тем не менее емкость проводов, подводимых к его контактам должна быть как можно меньше, так как в противном случае могла появиться паразитная генерация. При правильном монтаже лампы такого явления не возникает, и ее работа не мешает приему радиопередач, находящихся по близости от радиоприемников. Габариты тетрода A442 Miniwatt Ø39×110мм.



A442 Miniwatt B442S E442B5

Рис.5. Общий вид экранированных тетродов компании Philips.1927—1928.

Fig. 5. General view of the Screened tetroides of Philips Company. 1927—1928

Через год компания Philips выпустила новый, еще с большим коэффициентом усиления ($\mu = 350$) *высокочастотный* тетрод B442 предназначенный для использования в батарейных приемниках. Лампы B442 использовалась в первом коротковолновом приемник Philips, тип 2802 (*голланд.*, kortegolfontvanger van Philips, type 2802). Тетрод B442 в начале выпускался в стеклянном баллоне темного цвета, а с 1930 года внешняя поверхность баллона имела тонкое металлизированное покрытие золотистого цвета, которое выполняло роль внешнего экрана. В последнем случае лампа имела маркировку «Gemet». Позже выпускались аналоги этого тетрода под различными марками, например, B442S, эта серия для питания с пометкой «серии 100». Эта серия ламп имела ток нагрева нити накала до 100 мА. Габариты тетрода B442 Ø46×108мм.

Тетрод E442 с косвенным нагревом катода специально предназначался для работы в высокочастотных каскадах радиоприемников с питанием от сети переменного тока. Заметим, что это единственный тетрод Philips, который еще мог быть использован и в усилителях звуковой частоты. При наличии хороших контурных катушек E442 позволял получить чрезвычайно большой коэффициент усиления ($\mu = 700$), а также благодаря своим свойствам позволял обеспечить высокую селективность устройства. Каскады высокой частоты, построенные на тетроде E442 работали очень стабильно, несмотря на его большой коэффициент усиления. Первая серия E442 была изготовлена с цоколем B4, с четырьмя штырьками и винтовыми зажимами на его поверхности. К зажиму присоединялся катод или анод лампы, в зависимости от модели. Позже стали выпускать лампы с цоколем B5, зажим был убран и вывод сделан на 5 ножку цоколя. Габариты тетрода E442 Ø47×116 мм.

VI. Радиоприемник Erres KY107

В 1930 году компания R.S. Stokvis & Zn (Rotterdam) выпустила первый голландский радиоприемник Erres KY107 со встроенным динамиком и питанием от сети переменного тока, рис.6 [7].

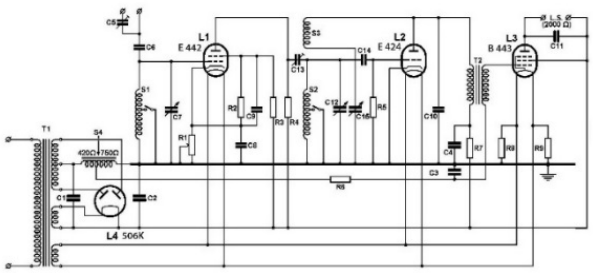


Рис. 6. Принципиальная схема радиоприемника Erres KY107. 1930.

Fig. 6. Schematic diagram of Erres KY107 radio receiver. 1930

Радиоприемник производился по лицензии компании Philips и принимал радиостанции в диапазоне средних и длинных волн. Он был собран по схеме прямого усиления: усилитель высокой частоты на экранированном тетроде E442, регенеративный каскад на триоде E424 и усилитель звуковой частоты на пентоде B443. Батарейный вариант приемника работал на лампах A442, A415 и B443.

Корпус радиоприемника изготавливался из дуба и был покрыт темным лаком. Дизайн устройства разработан в Гаагском стиле Отто Тюсебрюком (Otto van Tussenbroek, 1882—1957). Небольшие размеры радиоприемника позволяли крепить его на стене квартиры или устанавливать на каминную полку. Более поздние модели этого радиоприемника имели гнезда для подключения звукоснимателя граммофона.

VII. Исследования лаборатории треста «Электросвязь» СССР

Экранированные тетроды, несмотря на малую емкость сетка — анод и высокий коэффициент усиления, имели ограниченную область применения, из-за большого внутреннего сопротивления таких ламп. Они оказались наиболее пригодными для резонансного усиления высокой частоты, в каскадах, предшествующих детекторной лампе, а также для резонансного усиления промежуточной частоты в супергетеродинах.

Центральная радиолаборатория треста «Электросвязь» СССР, в связи с этими особенностями, в 1929 году провела исследования по использованию в усилителях радиочастоты экранированных тетродов с характеристиками μ и R_i, величины которых в несколько раз меньше, чем обычно [8].

Для сравнения, американский экранированный тетрод CX-322 имел следующие характеристики $R_i = 1\text{МОм},\ \mu = 350,\ S = 0{,}35\text{мА/В}$, в то время как взятая для эксперимента лампа СО-44 Треста слабых токов (ЭТЗСТ) — $R_i = 100\text{кОм},\ \mu = 150,\ S = 1{,}5\text{мА/В}$. Из сравнения этих двух ламп видно, что значительное уменьшение R_i достигается при сравнительно небольшом уменьшении μ. Этим область применения ламп СО-44 расширяется и включает резонансное усиление на коротких волнах. Это позволило предположить, что лампы СО-44 могут с успехом применяться при резонансном усилении на любой длине волны от 12 до 1500 метров и выше.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Единственным ограничением для величины усиления, которое может быть получено от одной ступени усиления без возникновения генерации, является междуэлектродная емкость анод — сетка. При этом используется трансформаторная связь контура с анодной цепью. Предел увеличения усиления ограничивается емкостью сетка — анод, а не величиной действующего сопротивления контура и параметрами лампы. В этом случае, одинаковый эффект может быть получен как с контурами высокой добротности и слабой связью контура с анодной цепью, так и с контурами сравнительно низкой добротности и с сильной связью. Это дает возможность получить предельное устойчивое усиление с сравнительно плохими контурами, что невозможно при экранированных лампах большого сопротивления.

Все эти положения были проверены экспериментально на опытном приёмнике ПЭ-1, собранного по схеме, приведенной на рис. 7. В приемнике каскады высокой частоты были заключены в сплошные замкнутые экраны из медных тонких листов, которые полностью экранировали цепь анода от цепи сетки лампы.

Лампы были установлены таким образом, что экранирующая сетка служила как бы продолжением внешнего экрана. Все это позволило полностью исключить паразитные связи через емкость проводов. Единственной причиной обратной связи могла быть только емкость сетка — анод внутри лампы. Для устранения обратной связи через общие батареи питания во всех цепях питания включены катушки самоиндукции, а цепи зашунтированы конденсаторами по 2 мкф, причем фильтры заключены в отдельные экраны для каждого каскада.

В результате эксперимента в диапазоне в 200—500 метров коэффициент усиления экранированного тетрода составил 30—35 на каскад при последовательном включении 2-х каскадов и 45—50 при одном каскаде. Для диапазона в 600—1500 метров соответственно получены величины 40—45 и 55—60. Полученные величины коэффициентов усилений с достаточной точностью совпадают с теоретическими величинами, если емкости между сеткой и анодом составляет 0,2 пФ.

Эти эксперименты позволили сделать вывод о том, что 2 каскада усиления с лампами СО-44 дадут усиление в радиовещательном диапазоне несколько большее, чем 3 триода типа «Микро» (μ=10...12), даже при ослабленной экранировке и некачественных фильтрах.

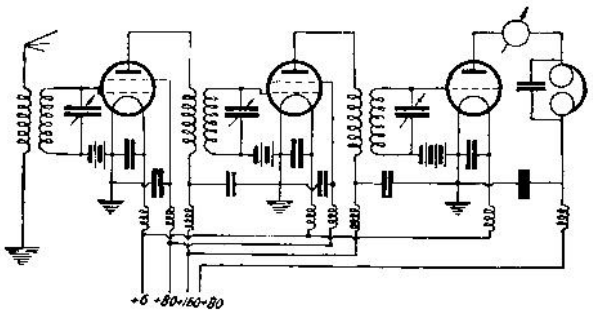


Рис. 7. Схема радиоприемника ПЭ-1. 1929.
Fig. 7. Schematic of ПЭ-1radio receiver. 1929

VIII. Заключение

Исследования особенностей работы экранированных тетродов показали, что основной областью их применения являются высокочастотные каскады радиоприемников.

Отечественные экранированные тетроды производства 30-х годов XX века не уступали по характеристикам зарубежным образцам, однако по качеству и технологии изготовления они были хуже.

IX. References

1. 安藤 博はした多極真空管 (Хироши Андо. Многополярная вакуумная лампа). JP80948. Запатентован 1919г. (Японский патент).
2. Хироши Андо. Схемы включения многополярной вакуумной лампы. JP87348. Запатентован 1919г. (Японский патент).
3. Hull A. W. Electron Discharge Apparatus. Patent US1610783 patented Dec. 14, 1926. Filed Dec. 18, 1920.
4. Garratt Arthur. Some milestones in electronics. An interview with Professor Bernard Tellegen// Wireless World. 1979. No.2. P.53—55.
5. Loon Carel J. Van and Tellegen Bernardus D. H. Tuned amplifier circuit. Patent CA392396A. Publication date 5 Nov 1940.
6. Philips “Miniwatt”. Catalog. 1938. 15P.
7. John's Stereo Web. ERRES KY107. URL: http://www.hupse.eu/radio/frameset.htm?Erres_KY107.htm&ContentFrame (accessed 7 March 2015).
8. Сивер и Медведев. Экранированные лампы//Радио всем. 1929. №24. С.718—722.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SCREEN GRID TETRODES OF H. ROUND'S DESIGN

Pestrikov V. M.
St. Petersburg State University of Film and Television
13 Pravda Str., Saint-Petersburg, 191119, Russia
e-mail: pvm205@yandex.ru

Abstract — The present paper concerns the design study of screened tetrodes industrially manufactured in the 30s of the 20th century. Emphasis is placed on the tetrode Round, manufactured by M-OV, which are widely used in radio devices. Attention is paid to structures and schemes of radio receivers using screened tetrodes.

ТЕТРОДЫ С ЭКРАННОЙ СЕТКОЙ КОНСТРУКЦИИ Г. РАУНДА

Пестриков В. М.
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург ул. Правды 13
e-mail: pvm205@yandex.ru

Аннотация — Исследованы конструкции экранированных тетродов, которые производились серийно промышленностью в 30-е годы XX века. Основное внимание уделено тетродам Раунда, производства компании M-OV, которые нашли широкое применение в радиоаппаратуре. Уделено внимание конструкциям и схемам радиоприемников с использование экранированных тетродов.

I. Введение

Компания Marconi первой начала изготовление промышленных образцов экранированных тетродов для усилителей радиочастоты. Экранированные тетроды, в сравнении с триодами, могли работать на более высоких частотах и имели в несколько десятков раз больший коэффициент усиления.

Появление этих ламп привело к отказу от сложных схем нейтрализации в радиоприемниках и уменьшению ламповых каскадов усиления, что благоприятно сказалось на тепловом режиме радиоустройств. Разработка удачной конструкции тетрода типа S625, позволила компании Marconi выйти на рынок продаж радиоприемников высокого качества и тем самым опередить своих конкурентов по бизнесу.

II. Тетроды серии Marconi FE

В 1920 году Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd. (GB) представила тетроды типа Marconi FE1-MO и Marconi FE2-MO, которые были произведены Marconi-Osram Valve Company Ltd (M-OV). Конструкцию тетродов разработал капитан Генри Раунд (Captain Henry Joseph Round), рис.1 [1].

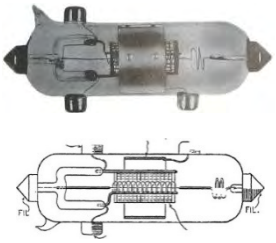


Рис. 1.Тетрод Marconi FE1 Quadrode. 1924 г.

Fig. 1. Marconi Tetrode FE1 Quadrode. 1924

Лампы FE были сконструированы таким образом, чтобы емкость между анодом и управляющей сеткой была минимальной. Тетроды были универсальными, они могли работать как в режиме двухсетки пространственного заряда (англ. *bi-grid*), так и с включением экранной сетки. Для этого в лампе были сделаны выводы от каждой сетки на контактный металлический колпачок на внешней стороне стеклянного корпуса. Всего лампа имела 5 контактных металлических колпачков, подобных лампе V24, у которой было 4 контакта. Лампа FE1-MO по габаритам была несколько больше, чем V24. Она имела длину около 90 мм, а внешний диаметр составлял около 25 мм. Для ее работы требовалось анодное напряжение 20 – 100В (в зависимости от режима работы), а для нити накала – 4,5В при токе 1,5А.

Тетрод FE1-MO был позже заменен на Marconi Radio Valve Type FE2-MO, рис.2. Лампа FE2-MO была намного меньше FE1-MO. В 1925 г. Появился тетрод типа FE3-MO с цоколем европейского типа с 4-я ножками и выводом от добавочной сетки к винтовому зажиму на боковой поверхности цоколя лампы.

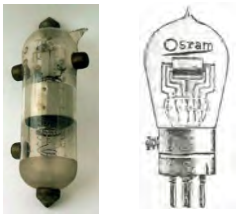


Рис. 2. Тетроды: слева FE2-MO и справа FE3-MO (1925).

Fig. 2. Tetrodes: FE2-MO (left) and FE3-MO (right) (1925)

Наличие собственных экранированных радиоламп, позволило компании Marconi Co. Ltd. (GB) выпустить радиоприемник, собранный по схеме с обратной связью на тетроде FE1-MO. Радиоустройство получило название «Marconi Amplifier Type 91» [2]. Радиоприемник был изготовлен в виде блока с возможностью его крепления в радиорубке корабля или другом месте, рис.3. Радиоустройство Marconi тип 91 было размещено в корпус из тикового дерева. На лицевой панели корпуса установлены контакты для крепления тетрода типа FE1-MO, ручка потенциометра нити накала, переключатель диапазонов (короткие, длинные волны и фиксированная волна 600 м) и контакты для подключения источников питания (6В и 24В) и наушников. Компания Marconi не сумела в полной мере реализовать возможности разработанных тетродов и использовала их в основном в специальных рефлексных схемах.

III. Экранированный тетрод S625

Генри Раунд с конца 1925 г. по начало 1926 г. настойчиво работал над более совершенной конструкцией экранированного тетрода. Вскоре были получены обнадёживающие результаты. 5 мая 1926 года он запатентовал экранированный тетрод отлич-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

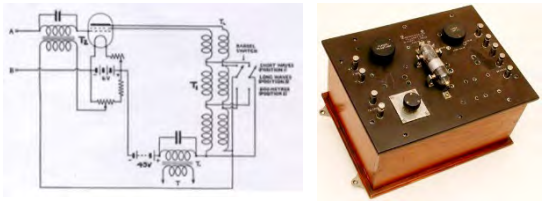


Рис. 3. Принципиальная схема усилителя Marconi тип 91 на тетроде FE1-MO и его общий вид. 1920.

Fig. 3. Schematic diagram of the 91-type Marconi amplifier at FE1-MO tetrode and its overall appearance. 1920

ный от конструкции В. Шоттки. В этой конструкции лампы, вторая сетка уже располагалась в расчетном месте между анодом и управляющей сеткой и не имела никаких переключений для работы по схеме двухсетки. На это изобретение был получен английский патент [3]. Конструкция экранированного тетрода была запатентована также в США. По содержанию и рисункам, английский и американский (рис.4) патенты не отличаются [4].

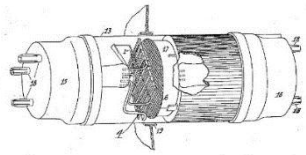


Рис. 4. Устройство экранированного тетрода Раунда. Рисунок из патента Г. Раунда US1894599 patented April 22 1927 [4].

Fig. 4. The device shielded tetrode G. Round. Figure from patent G. Round US1894599 patented April 22, 1927 [4]

В конструкции экранированного тетрода Г. Раунда, в отличие, от тетрода В. Шоттки, электроды расположены друг за другом, а не коаксиально. Анод и управляющая сетка разделены сеткой-экран, которая полностью закрывает анод. Такое электростатическое экранирование электродов, позволило значительно уменьшить межэлектродную емкость и предотвратить самовозбуждение.

Еще одной особенностью конструкции этого тетрода явилось то, что выводы анода и управляющей сетки внутри лампы были тщательно заэкранированы и размещены на противоположных частях баллона (на верхней и нижней его частях). Это позволило дополнительно уменьшить проходную ёмкость. Заметим, что в тетроде конструкции В. Шоттки все выводы были выведены на одну сторону, цоколь лампы. Нить накала тетрода Раунда имела вид буквы «V».

На следующий год, 1927 г., Marconi Company изготовила промышленный образец тетрода под маркой S625 по патенту Г. Раунда, рис.5 [5]. Продажа тетродов началась 15 сентября 1927 года. Это один из первых серийных экранированных тетродов, который предназначался для профессиональных коротковолновых приемников. Габариты лампы S625 *l*=126 мм, а Ø34 мм.



Рис. 5. Общий вид и устройство тетрода S625 конструкции Г. Дж. Раунда. 1927.

Fig. 5. The general view and device tetrode S625 design H.G. Round. 1927

В табл.1 приведено сравнение характеристик экранированных тетродов Marconi Co. и Philips Co., которые были выпущены в тот период времени. Как видно из сравнения, хотя тетрод S625 и уступает A442 по коэффициенту усиления, но за то имеет почти 2,5 раза меньшее внутреннее сопротивление. Это позволяет его с успехом использовать не только в усилителях радиочастоты, но и в выходных каскадах усилителей звуковой частоты. Усилитель на одной лампе типа S625 способен дать такое усиление, как трехкаскадный усилитель на вакуумных триодах. В этом случае, не нужно использовать специальные меры для предотвращения возникновения возможных «паразитных» связей.

Табл. 1. Сравнение характеристик экранированных тетродов Marconi Co. и Philips Co. 1927г.

Тип	Тип накала нити	μ	S, мА/В	R_i, кОм	C_{ag1}, пФ
S625	прямой	110	0,6	175	-
S625s	прямой	110	0,6	175	-
A442	прямой	280	1,0	400	0,01

Г. Раунд первоначально планировал использовать катод с покрытием оксидом бария, но ввиду отсутствия на тот момент этой технологии в компании Маркони, было решено применить вольфрамовые катоды. Для производства опытных партий тетрода S625 использовались катоды и сетки, от ранее производившейся лампы DE5-M-OV Co. Ltd. В серии ламп типа S625s использовалась торированная нить накала.

Аналоги тетрода S625 выпускались различными компаниями. Компания A.C. Cossor Ltd. (GB, London) производила этот тетрод под марками ARS6 и CV1317. Тетрод Cossor ARS6 был почти такого же размера, как и S625, но имел свои конструктивные особенности. Использовалась стандартная оксидная нить накала Cossor. Сетки лампы были выполнены в виде спиралей. Электрические характеристики ARS6 были такие же, как и у S625. Тетрод специально производился для армии Великобритании и впервые был представлен в 1928 году. Позже этот тетрод выпускался под маркой CV1317.

У производителей радиоаппаратуры, тетрод S625 не пользовался особой популярностью, из-за сложностей монтажа и требований по его отбору.

Обязательным элементом монтажа лампы была металлическая пластина-экран с вырезом, который устанавливался напротив экранирующей сетки, и являлся как бы ее внешним продолжением.

Невзирая на особенности монтажа тетрода S625, его все же устанавливали в высокочастотных каскадах промышленных радиоприемников. В этом случае, превалирующими факторами являлись хорошие эксплуатационным характеристикам и его надежность. Тетрод S625 использовался вплоть до начала Второй мировой войны.

IV. Радиоприемник Marconiphone 61

Не прошел и месяц, после выпуска промышленного образца тетрода S625, как он был применен в новой модели радиоприемника компании Маркони. В октябре 1927 года в выставочном центре «Олимпия» (Лондон) состоялась демонстрация радиоприемника Marconiphone Type 61, производства Marconiphone Company, дочерней компании Маркони, рис.6. Приемник принимал радиостанции на рамочную антенну

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

(размеры 375×255×50 мм) и работал в двух диапазонах радиоволн, средних (250-550м) и длинных (1000-2000м). Все устройство помещалось в полированном корпусе из красного дерева с габаритами 500×250×220 (*l*×*b*×*h*) мм. (Габариты приемника указаны приблизительные, так найти эти данные в справочной радиотехнической литературе не удалось. Размеры были определены на основе фотографии приемника).

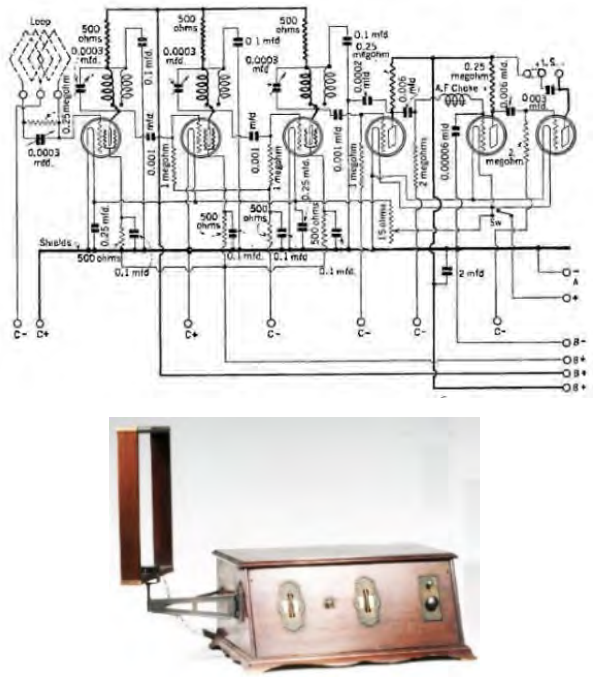


Рис. 6. Принципиальная схема и общий вид радиоприемника Marconiphone 61 [6]. *1927*

Fig. 6. Schematic diagram and the general appearance of Marconiphone 61 radio receiver [6]. *1927*

Прослушивание радиопередач производилось через внешний громкоговоритель. Главными особенностями приемника была его высокая избирательность приема и простота управления. В 1928 году начался серийный выпуск радиоприемника Marconiphone Type 61.

Радиоприемник Marconiphone 61 был собран на шести лампах по схеме прямого усиления и содержал пять каскадов, рис.6. Три каскада высокой частоты на лампах S625, детекторный каскад на DEL610 (μ=15), предусилитель на DEH610 (μ=15) и выходной каскад на Cossor 610P (?). Трехкаскадный усилитель радиочастоты усиливал входящие сигналы до детектора в 30000 раз. Благодаря этому он имел большую дальность приема радиосигналов.

Высокая избирательность Marconiphone 61 достигалась применением четырех контуров, которые настраивались отдельными переменными конденсаторами. Эти конденсаторы располагались попарно, а их ручки были выведены на край одной из двух шкал так, чтобы можно было легко ими управлять двумя пальцами. Шкалы откалиброваны в метрах. Несмотря на такую высокую отстройку от радиостанций при приеме, редактор журнала «RADIO BROADCAST», в котором была помещена информация об Marconiphone 61, все же замечает, что селективность такого приемника, вероятно, будет недостаточна для использования в Соединенных Штатах Америки [6]. Причиной этого могут быть трудности поиска станций при одновременной синхронизации всех настроек на требуемую волну. Несмотря, на сделанное замечание, радиоприемник Marconiphone 61 считался в то время одним из лучших радиовещательных устройств, благодаря высокой чувствительности, дальности приема и хорошему качеству воспроизведения.

Приемник Marconiphone 61 выпускался, помимо Великобритании, так же в некоторых странах Европы по лицензии. В Польше обществом Radjotechnicznym (PTR) в период с конца 1927г. по 1928 г. по лицензии компании Marconi производился модернизированный вариант этого приемника на пяти лампах под названием 5LS/2R Ekradyna, рис. 7.



Рис. 7. Общий вид радиоприемника 5LS/2R "Ekradyna" (Польша) и его реклама [7]. *1928.*

Fig. 7. The general view of 5LS/2R "Ekradyna" radio receiver (Poland) and its advertising [7]. *1928*

В приемнике Ekradyna прием радиостанций велся на внешнюю антенну в диапазоне волн 200-2000м, а прослушивание радиопередач осуществлялось на выносной громкоговоритель. Схема приемника содержала: два каскада высокой частоты на лампах Раунда типа S625, а остальные три каскада на лампах компании Philips. В детекторном каскаде работал триод типа A630, в предусилителе каскада звуковой частоты - триод с высокой крутизной и низким внутренним сопротивлением типа A609 (μ=9). В выходном каскаде усилителя звуковой частоты использовался пентод типа B443(μ=60).

Приемник Ekradyna обладал хорошей дальнобойностью и принимал в основном все европейские радиостанции с большой громкостью. Например, в Варшаве на длинных волнах можно было услышать радиостанции Кёнигс-Вустерхаузена (нем., *Königs Wusterhausen*, Германия), Челмсфорда (Chelmsford, находится к северо-востоку от Лондона), Давентри (Daventry, Англия), Эйндховена (Eindhoven, Нидерланды) и другие станции. При благоприятных погодных условиях можно было непродолжительное время слушать на громкоговоритель некоторые радиостанции США [8].

Нужно отметить, что коротковолновые радиоприемники прямого усиления с использованием тетродов Раунда типа S625s были вне конкуренции вплоть до 1930 года, когда появились хорошие приемные супергетеродинные устройства.

V. Дальнейшие разработки экранированных тетродов компанией Marconi

В 1928 году компания Marconi выпустила на Британский рынок первый экранированный тетрод вертикального расположения типа M-OV S215 для использования в усилителях радиочастоты, рис.8. По основным электрическим параметрам он был близок к S625. Высота стеклянного баллона составляла 120 мм (без цоколя B4 и контактных ножек), а его диа-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

метр – 44 мм. Аналоги этого тетрода выпускались под торговыми марками Mazda Valve[1] (S215A, S215B и S215VM), Osram, а также Triotron[2] , рис.8. Цоколь ламп типа B4.



M-OV S215 | Mazda Valve S215A | Mazda Valve S215VM | Osram S215

Рис. 8. Общий вид экранированных тетродов M-OV, Mazda Valve и Osram. 1929-1933.

Fig. 8. The general view of the shielded tetrodes M-OV, Mazda Valve and Osram. 1929-1933

Экранированный тетрод типа S215 оказался не очень удачным, и в 1933 году его заменили более совершенным Osram S23, табл. 2. Тетрод S23 имел нить накала с непосредственным нагревом, которая питалась от источника постоянного тока напряжением 2 В. Лампа имела цоколь типа B4.

Табл. 2. Экранированные тетроды Osram

Тип	μ	S, мА/В	R_i, кОм	C_{ag1}, пФ
Osram S215	158	0,9	175	-
Osram S23	330	1,1	300	0,0029

К особенностям S23 относится следующее: 1. Использование низких рабочих значений анодных и экранных токов, что благоприятно сказывалось на экономичном потреблении тока, 2. Отсутствие микрофонного эффекта, благодаря особой форме и специальным соединениям электродного узла, 3. Тихий фон из-за высокой изоляции стеклянного электрода, 4. Небольшие габаритные размеры (длина 128мм, диаметр 45мм). Лампа S23 имела высокое сопротивление и была предназначена для работы в двух каскадных усилителях высокой и промежуточной частоты, с включением катушек индуктивности в анодную цепь. Помимо этого, лампа могла быть использована в роли детектора.

После выпуска Marconi-Osram Valve Co., своего первого экранированного тетрода типа S215 вертикального исполнения, последовали более совершенные типы ламп с прямым накалом S610, S410 и S point 8. Новые лампы отличались в основном величиной напряжения накала нити.

Интересна в этом отношении лампа S point 8. Ее нить накала нагревалась непосредственно от вторичной обмотки трансформатора, который обеспечивал напряжение 0,8В и ток 0,8А. При таком низком напряжении накала, рабочие характеристики этого тетрода сопоставимы с таковыми для S215. Тетрод S point 8 имел коэффициент усиления 160 при напряжении на аноде 120 В и экранной сетке +80 В, а внутренне сопротивление – 200 кОм.

VI. Заключение

В 30-е годы XX века наиболее удачную конструкцию экранированного тетрода типа S625 предложил английский инженер Г. Раунд. Этот тетрод производилася промышленностью и использовалась в радиоаппаратуре на протяжении почти 10 лет.

VII. References

1. Captain H. J. Round, M.C. The Shielded Four = Electrode Valve Theory and Practice. Bernard Jones Publications Ltd. London.1927. 88P.
2. Donisthorpe H. DE A. The Marconi Four-Electrode Tube and its Circuit//Proceedings of the Institute of Radio Engineers. August 1924. Vol.12. Number 4.P.411-421.
3. Round, H. J. Improvements in or relating to thermionic valves. Patent GB275335A patented May 5, 1926. Publication date 5 Aug 1927.
4. Round, H. J. Four-Electrode Valve. Patent US1894599 patented Jan 17, 1933. Filed April 22. 1927.
5. Nakken Theodore H. Applications of the Four Electrode Tube//Radio Broadcast. December, 1927. P.109-111.
6. The Marconiphone Model 61 Receiver// Radio Broadcast. September 1928. No.8. P.278.
7. Witryna internetowa «Radio-Renro». Właściciel Henryk Berezowski**.** 5 LS/2R Ekradyna. URL: http://www.radioretro.pl/ (accessed 7 March 2015).
8. Berezowski H. Polskie Towarzystwo Radiotechniczne PTR// Świat Radio. 2011. No.11. S.50-52.

[1] Mazda Valve — торговый бренд British Thomson-Houston Co. Ltd.

[2] Triotron — бренд австрийской фирмы. С середины 1920 занимала значительную часть рынка Великобритании.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SCIENTIFIC RESEARCH ON THE SCREENED TETRODES IN GERL

Pestrikov V. M.
Saint-Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda Str., Saint-Petersburg, 191119, Russia
e-mail: pvm205@yandex.ru

Abstract — The history of research of the shot noise in the vacuum triode, which were carried out in GERL laboratory by A. Hull and H. Williams in the 20s of the 20th century. The method of research and equipment to carry them out are discussed. The importance of the obtained results for science-based creation of simple, stable, high-gain and high-frequency amplifiers on shielded tetrodes, are shown.

НАУЧНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПО ЭКРАНИРОВАННЫМ ТЕТРОДАМ В GERL

Пестриков В. М.
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург ул. Правды 13
e-mail: pvm205@yandex.ru

Аннотация — Представлена история исследований дробового шума в вакуумном триоде, которые были проведены в лаборатории GERL А. Халлом и Н. Вильямсом в 20-е годы XX века. Рассмотрена методика исследований и оборудование для их проведения. Показана важность полученных результатов для научно обоснованного построения простых, стабильных, с большим коэффициентом, высокочастотных усилителей на экранированных тетродах.

I. Введение

Во время Первой мировой войны были предприняты попытки разработать ламповые радиоприемники с большим коэффициентом усиления. Вскоре было обнаружено, что существует предел количества усилительных каскадов на вакуумных триодах для получения высокой чувствительности радиоприемника. Триоды имели достаточно высокий уровень шума, а иногда и запредельный, что не способствовало качественному приему и прослушиванию радиопередач. Из-за большого коэффициента усиления многокаскадного приемника, возникал высокий фоновый шум, который мешал приему слабых радиосигналов и ограничивал его чувствительность.

II. Шумы в вакуумном триоде

Фоновый шум дал о себе знать и в первых промышленных образцах супергетеродинных радиоприемников на вакуумных триодах, которые появились в начале 20-х годов XX века. Здесь основным источником шума оказался гетеродинный каскад. Заметим, что под шумом понимают случайные отклонения физических величин во времени от их средних значений.

В магазинах продажи радиоаппаратуры у покупателей возникла дилемма выбора между более простым и надежным приемником прямого усиления, принимающим передачи на внешнюю антенну и сложным, капризным, но высокочувствительным супергетеродином с приемом на небольшую рамочную антенну. Из-за этого супергетеродин стал постепенно терять популярность на рынке продаж. Это и послужило толчком к началу исследований природы шумов в вакуумных триодах в лаборатории GERL (General Electric Research Laboratory) в 1923 году. Руководителем работы был назначен А. Халл (Albert W. Hull), рис.1. Вместе с ним, в этих исследованиях принимал участие сотрудник Мичиганского университета, Н. Вильямс (N. H. Williams), который в это время находился в отпуске.

Отдел радио, в котором работал А. Халл, обратился в лабораторию И. Лангмюра с просьбой объяснить наличие шумов (noise) в супергетеродинном приемнике. И. Лангмюр, во время обсуждения проблемы с А. Халлом, предположил, что причиной может быть дробовой эффект от дискретного воздействия электронов на анод. Этот эффект был в свое время предсказан В. Шоттки. После этого А.Халл решил исследовать и измерить дробовой шум в триодах [1].



Рис. 1. Альберт Халл.
Fig. 1. Albert W. Hull

Исследователям была известна теоретическая работа В. Шоттки, в которой тот предсказал эффекты, которые можно ожидать в ламповых устройствах от вероятности флуктуаций в термоэлектронной эмиссии [2]. Он показал, что величина этих эффектов зависит от заряда электрона ***e.*** Эти флуктуации можно представить в виде ударного возбуждения ламповой цепи от воздействий отдельных электронов. Шоттки предположил, что эти флуктуации могут быть измерены с помощью современных усилителей, а по полученным данным можно определить заряд электрона ***e***.

III. Дробовой шум

В статье В. Шоттки [2] уделено основное внимание превалирующим паразитным шумам в электронной лампе, типа *вакуумного диода*. Проведено исследование двух типов шумов: теплового (нем. *Wärmeeffekt*) и дробового (нем. *Schroteffekt*).

Тепловой шум в настоящее время известен как шум Джонсона-Найквиста (Johnson–Nyquist noise). Он обусловлен тепловым движением электронов и проявляется в любом проводнике, который имеет сопротивление *R.* Второй тип шума – дробовой шум,

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

который связан со временем колебания электрического тока, которые вызваны дискретностью заряда электрона. Он назван так потому, что напоминает шум падения отдельных дробинок на поверхность, например, воды.

Дробовой шум является основной составляющей внутренних шумов большинства радиоэлектронных устройств, которые приводят к искажению слабых полезных сигналов и ограничивают чувствительность усилителей. Этот шум, в отличие от теплового шума, не зависит от температуры и не может быть устранен за счет снижения температуры.

Термин «дробовой шум» (*англ.* Shot (schrot) noise or Poisson noise, *немец.* Schrotrauschen auch Poissonsches Schrotrauschen) связан с акустическим шумом, напоминающим шум сыплющихся дробинок, который возникает в громкоговорителе радиоприёмника.

Прохождение электрического тока через вакуумную лампу, как известно, связано с движением электронов от нагреваемой нити накала к аноду под действием электрического поля. Такой процесс не является непрерывным. Ток состоит из наложения кратковременных импульсов, возникающих при прохождении отдельных электронов. Эти импульсы случайным образом распределены во времени, вследствие чего электрический ток флуктуирует.

Флуктуация (от лат. *fluctuatio* - колебание), как известно, характеризуют любое колебание или любое периодическое изменение. При этом на среднее значение постоянного тока накладывается флуктуационный шум. Наличие в токе шумовой составляющей, связанной с дискретностью заряда электронов и носит название дробового эффекта. Этот эффект как раз и предсказал В. Шоттки в своей статье [2]. Другими словами, дробовой эффект – это небольшие флуктуации величины электрического тока от среднего значения, вызванные неравномерностью эмиссии электронов с катода в электровакуумных приборах. Для иллюстрации действия дробового эффекта укажем, что в обычной катодной лампе при анодном токе 3 мА через лампу в среднем за секунду проходит $2 \cdot 10^{16}$ электронов. По теории дробового эффекта, эта величина все время колеблется, становясь то больше, то меньше, причем величина этих отклонений достигает 10^8, то есть составляет одну двухсотмиллионную часть среднего значения. Эти флуктуации анодного тока представляют собой толчки и поэтому в обычных колебательных контурах создают колебания высокой частоты с напряжениями порядка десятков микровольт, следовательно, при усилении в сотни тысяч раз эффект будет чувствоваться очень сильно. В связи с тем, что флуктуации, вызываемые этим эффектом очень быстрые, то они особенно дают себя знать при усилении высоких частот [3].

Флуктуации электрического тока J, вызываемые дробовым эффектом, как известно, могут быть определены по формуле Шоттки [2]

$$\overline{J^2} = 2ei_0\Delta f, \qquad (1)$$

где e – заряд электрона, $\overline{J^2}$ - среднеквадратичные флуктуации тока, i_0 – протекающий ток (анодный ток), Δf – полоса частот, в которой измеряются флуктуации тока (шумы).

Теория дробового шума, была разработана В. Шоттки (W. Schottky) за 6 лет до начала работ А. Халла. Следует заметить, что дробовой шум возникает везде, где протекание тока представляется в виде отдельных импульсов.

IV. Определение заряда электрона

А. Халл, проанализировав работу В. Шоттки [2], пришел к выводу, что одной из основных преград на пути к построению высококачественной радиоаппаратуры на триодах является наблюдаемый в них так называемый «*дробовой шум*». В 1924 году он приступил к исследованию влияния "дробового эффекта Шоттки" на устойчивость усиления колебаний высокой частоты *триодом* и поисков метода его уменьшения. Для проведения исследований была разработана методика и изготовлена установка [4]. Блок-схема установки приведена на рис. 2.

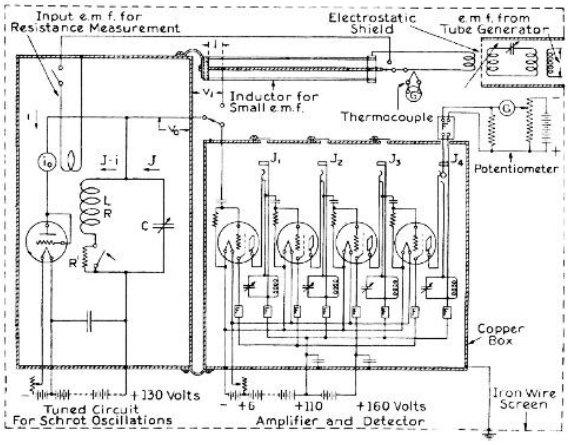


Рис. 2. Блок-схема установки для исследования дробового шума в экспериментах А. Халла и Н. Вильямса [4]. *1924 г.*

Fig. 2. A block diagram of the apparatus for the study of shot noise in the experiments of A. Hull and N. Williams [4]. *1924*

В схеме на рис.2, роль шумового диода выполняет триод. Триод включен по схеме диода (управляющая сетка соединена с анодом) и работает в режиме насыщения. В качестве шумового диода использовался триод Radiotron UV199. Измерение на контуре производилось квадратичным детектором[1]. Перед измерениями, поступающий с контура сигнал усиливался усилителем. Усилитель был собран на 4 специальных плиотронах (pliotron). Первые три лампы усиливали сигнал (по напряжению в 73000 раз), а четвертая лампа использовалась в качестве квадратичного детектора.

Методика проведения эксперимента основывалась на измерении переменного тока, возбуждаемого в колебательном контуре L, C, R (рис.2) при спонтанных вариациях электронного тока проходящего через вакуумный триод (диод). Измерения дробового эффекта в основном производились на одной частоте (725 кГц).

На основании полученных значений среднеквадратичного тока $\overline{J^2}$ в цепи L, C, R, при заданном анодном токе i_0, можно сразу вычислить значение заряда электрона ***e*** из формулы Шоттки [2]

$$e = \frac{2RC\overline{J^2}}{i_0}, \qquad (2)$$

[1] Квадратичный детектор (*англ.* square-law detector) — амплитудный детектор, напряжение на выходе, которого пропорционально квадрату амплитуды входного сигнала.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Формула (2) соответствует случаю, когда вакуумный диод работает в режиме насыщения и в межэлектродном пространстве отсутствует пространственный заряд. В режиме объемного заряда шумовой ток уменьшается. Как следует из приведенного выражения, интенсивность дробового шума не зависит от частоты и имеет равномерный характер.

Флуктуации анодного тока, при заданной его величине, пропорциональны заряду электрона, поэтому, исследуя их, можно измерить заряд электрона. Полученные в результате эксперимента данные были сведены в таблицу и использованы для вычисления заряда электрона ***e*** по формуле

$$e = \frac{2C^2 R v_1^2}{i_0 L F}, \qquad (3)$$

где *L, C, R* - индуктивность, емкость и сопротивление колебательного контура; i_0 - анодный ток; v_1^2 – амплитудное значение напряжения на конденсаторе контура, *F* - коэффициент усиления усилителя, который связан с текущим среднеквадратичным напряжением шума $\bar{v}_0^2$ на контуре соотношением $\bar{v}_1^2 = \bar{v}_0^2 F$.

Среднее значение заряда электрона ***e*** вычисленное по формуле (3) составило $e = 1{,}586 \cdot 10^{-19}$ Кл [4]. Современное значение ***e***=1.60217657 × 10^{-19} Кл.

Заметим, что в статье [4] вид формулы (3) для вычисления заряда электрона ***e*** несколько отличается от формулы, приведённой для этих целей в статье В. Шоттки [2]. Однако, путем несложных преобразований, как показано в статье [4], формулу (3) можно привести к виду формулы Шоттки (2). Это является прекрасной проверкой теории В. Шоттки,

V. Влияние пространственного заряда на дробовой эффект

Эксперименты А. Халла и Н. Вильямса с двухсеточными лампами, когда анодный ток ограничивается пространственным зарядом, показали, что в этом случае дробовой эффект не наблюдается. Измерения проводились при определенных ограничениях коэффициента усиления усилителя и температуры нити накала лампы. С увеличением усиления флуктуации шумов легко обнаруживались, но произвести их измерения было нельзя. Авторы отметили, что путем выбора размеров ячеек второй сетки (между управляющей сеткой и анодом) можно полностью ограничить пространственный заряд.

Полученные экспериментальные данные показали, что измерение напряжения дробового шума (shotvoltage) может быть полезно в выяснении роли, которую играет температура катода и объемный заряд в области между катодом и анодом. Например, было отмечено, что часто у обычных трехэлектродных ламп не происходит «насыщения» анодного тока, когда температура катода повышается.

Отметим, что зависимость флуктуаций шумов от различного типа катодов радиоламп были теоретически исследованы в 1934 году в лаборатории компании AT&T [5]. Среди прочих вопросов, в исследовании, в частности, было уделено внимание флуктуационным шумам, возникающих в вакуумных лампах с содержанием дробового эффекта в присутствии пространственного заряда, рис. 3.

В исследованиях AT&T было рассмотрено влияние величины анодного тока в условиях пространственного заряда на среднеквадратичное напряжение шума $\overline{E^2}$. Изменение величины пространственного заряда и связанного с ним протекающего тока (space-charge current), производилось путем изменения температуры катода. Напряжение анода при этом оставалось постоянным. На рис.3 показаны зависимости флуктуаций шумов $\overline{E^2}$ от величины протекающего тока пространственного заряда для 3-х ламп с разными типами катодов: вольфрам, тарированный вольфрам и оксид бария.



Рис. 3. Зависимость флуктуаций шумов $\overline{E^2}$ от величины протекающего тока пространственного заряда для 3-х ламп с разными типами катодов (вольфрам, торированный вольфрам и оксид бария) [6].

Fig. 3. The effect of space charge on fluctuation noise. Three tubes having filaments composed of tungsten, thoriated tungsten, and barium oxide. $\overline{E^2}$ is the mean square noise voltage across the output measuring device expressed in arbitrary units. The variation in space current was obtained by changing the cathode temperature, the plate voltage remaining constant [6]

Как видно из рис.3, в случае, торированного вольфрамового катода, при низких значениях анодного тока и отсутствии пространственного заряда, среднеквадратичное напряжение шума $\overline{E^2}$ линейно возрастает до появления дробового эффекта. После достижения режима насыщения происходит плавное уменьшение напряжения шума до некоторого минимального значения. Наименьшим шумом обладает катод из торированного вольфрама, а наибольшим – катод из оксида бария. Что интересно, у этих двух катодов можно значительно снизить шум, если после насыщения увеличить анодный ток. Этого нельзя сделать, в случае вольфрамового катода. Кривая шума этого катода, после насыщения и увеличения анодного тока, в начале идет вниз, а потом резко уходит вверх, имея справа вертикальную асимптоту. При таком характере кривой, трудно снизить флуктуации шумов путем увеличения анодного тока.

VI. Дробовой эффект от вторичной эмиссии

В экспериментах А. Халла и Н. Вильямса было обнаружено, что дробовой эффект присущ не только первичной эмиссии электронов, но и вторичной эмиссии тоже. Шумы вторичной эмиссии обусловлены флуктуациями анодного тока при попадании на анод электронов вторичной эмиссии с сеток лампы.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Для исследования дробового эффекта вторичной электронной эмиссии была использована вакуумная лампа с двумя сетками, рис.4.

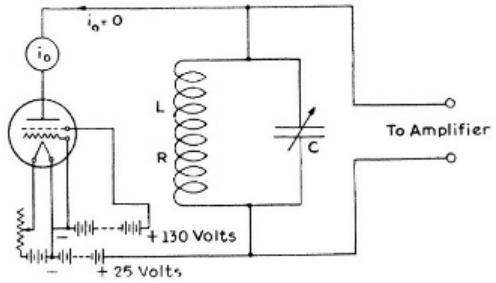


Рис. 4. Схема измерения дробового эффекта вторичной электронной эмиссии [4].

Fig. 4. The circuit for measuring the shot effect of secondary electron emission [4]

В результате анализа результатов, полученных при исследовании дробового эффекта вторичной электронной эмиссии, был сделан вывод о необходимости введения "экранирующей" сетки между анодом и управляющей сеткой триода. Установка такой сетки позволяет почти полностью избавиться от дробового шума. В этом случае, значительно уменьшается проходная емкость между анодом и управляющей сеткой, что приводит к устойчивому усилению.

Введение второй сетки в триод (между управляющей сеткой и анодом), было одним из решений, поставленной перед учеными проблемы дробового шума в триодах, которое привело к конструкции экранированного тетрода, впервые предложенного Вальтером Шоттки (1918 г.). А. Халл отмечал в мемуарах: «Я до сих пор не могу понять, как такое простое решение проблемы обратной связи ускользало от инженеров в течение десяти лет, включая и меня, ибо я работал над проблемой и конструировал специальные лампы с целью уменьшения межэлектродной емкости» [1].

VII. Заключение

Результаты исследований А. Халла и Н. Вильямса, были оформлены 30 сентября 1924 г. в виде статьи и опубликованы в первой половине 1925 года [4]. Материалы статьи вскоре нашли применение при конструировании экранированных тетродов для радиоприемников компании RCA.

Нужно отметить, что теория Шоттки [2] была обобщена и экспериментально проверена не только в научно-исследовательских лабораториях компаний Siemens, General Electric, но в AT&T в течение 20-х годов прошлого века, что привело к открытиям других типов помех и решениям по их нейтрализации.

Главная ценность проведенного научного исследования, заключалась в том, что впервые был указан научно обоснованный путь построения простого, стабильного, с большим коэффициентом усиления, высокочастотного усилителя. Экранированный тетрод явился сенсационным изобретением в радиотехнике.

VIII. References

[1] Hull Albert W. Autobiography. In the book “Fifty Years of X-ray Diffraction”. P. P. Ewald, Ed. Oosthoek's, Utrecht, Netherlands, 1962. P.582-587.
[2] Schottky W. Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitung//Annalen der Physik. 1918. Vol.57. S. 541-565.
[3] Лошапков Л. Почему шумят лампы//Радиофронт. 1934. №6. С.15-16.
[4] Hull A.W., Williams N. H. Determination of elementary charge *e* from measurements of shot-effect//The Physical Review. January-June 1925. Vol.25. Second series. P.147-173.
[5] Johnson J. B. Electronic noise: the first two decades*//IEEE Spectrum.* Feb. 1971. Vol. 8. P. 42-46.
[6] Pearson, G. L. Fluctuation noise in vacuum tubes*//Bell System* Technical*. Journal.* 1934. Vol. 13. P. 634-653.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE AUTODYNE RADIO SPECTROSCOPE AS A BRILLIANT MERIT OF E. K. ZAVOISKIY

Noskov V. Ya.
Ural Federal University (UrFU)
19, Mira str., Yekaterinburg, Russia, 620002
tel.: (343) 3745292, e-mail: noskov@oko-ek.ru

Abstract — The present paper concerns the prerequisites served as the basis for scientific discovery by E. K. Zavoiskiy, which deals with the paramagnetic resonance phenomenon, are considered. The description of operation principles and the device of the autodyne radio spectroscope developed by E. K. Zavoiskiy are demonstrated (as acting model) in the museum-laboratory in Kazan State University. The E. K. Zavoiskiy's contribution together with P. M. Vinnik is proved in the UHF range mastering as well as in the theory and engineering of autodyne and super-regenerative reception of the radio signals.

АВТОДИННЫЙ РАДИОСПЕКТРОСКОП — ГЕНИАЛЬНАЯ ЗАСЛУГА Е. К. ЗАВОЙСКОГО

Носков В. Я.
Уральский федеральный университет (УрФУ)
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (343) 3745292, e-mail: noskov@oko-ek.ru

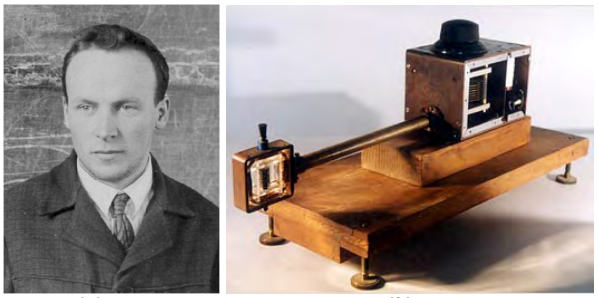
Аннотация — Рассмотрены предпосылки, послужившие основой для научного открытия Е. К. Завойским явления парамагнитного резонанса. Дано описание принципа действия и устройства созданного им автодинного радиоспектроскопа, действующий макет которого демонстрируется в музее-лаборатории Е. К. Завойского в Казанском государственном университете. Отмечен вклад Е. К. Завойского совместно с П. М. Винником в освоение УКВ диапазона, а также в теорию и технику автодинного и сверхрегенеративного приёма радиосигналов.

I. Введение

В истории зарождения, становления и развития автодинов можно выделить несколько этапов. Так, например, автодинный принцип приёма радиотелеграфных сигналов с помощью генератора Мейснера в режиме биений был предложен инженером английской компании «Marconi»s Wireless Telegraphy» Генри Раундом в 1913 году [1]. Применение автодинов в качестве приёмопередатчиков радиоволновых альтиметров, предназначенных для определения истинной высоты полёта самолёта над поверхностью земли, началось на рубеже 20-30-х годов [2, 3]. В годы Второй мировой войны были созданы автодинные датчики «близости» для дистанционных взрывателей к ракетам и артиллерийским снарядам [4]. Всем этим событиям предшествовали определённые условия развития науки и техники, наличие потребности в решении возникающих задач и проблем, а также личные интересы и опыт изобретателей.

Одно из направлений физики, радиоспектроскопия, своё наиболее интенсивное развитие получило после того, как в годы Великой Отечественной войны Евгений Константинович Завойский [3] (см. рис. 1(*a*)), доцент кафедры физики Казанского университета открыл явление электронного парамагнитного резонанса. В этом открытии «принял участие» также автодин, который оказался, по существу, первым автодинным спектроскопом (см. рис. 1 (*b*)). Данному событию, личной и творческой биографии автора посвящены материалы и экспозиции музея-лаборатории Е. К. Завойского, функционирующей в Казанском государственном университете с сентября 1997 года (см: http://kpfu.ru/dis/otkrytie-epr-4686.html).

В настоящей работе на основе материалов этого музея и иных источников выполнен анализ исторической ретроспективы создания и развития автодинного радиоспектрометра.



(*a*) (*b*)

Рис. 1. Доцент Е. К. Завойский (a) и его автодинный датчик для радиоспектрометра (b).

Fig. 1. Associate-professor E. K. Zavoiskiy (a) and his autodyne sensor for a radio spectroscope (b)

II. Предпосылки создания автодинного радиоспектроскопа

Явление зависимости режима колебаний генератора от воздействия каких-либо факторов, в том числе собственного отражённого излучения, на его колебательную систему, которое, в последствие, названо автодинным эффектом, было обнаружено ещё на заре развития радиотехники. Данный эффект наблюдался в ламповых передатчиках, построенных по так называемой «простой схеме», в которой антенна непосредственно подсоединялась к колебательному контуру каскада с самовозбуждением [3]. Было замечено, что случайные изменения параметров антенны, например, при качании ее ветром вызывали вариации амплитуды и частоты генерируемых колебаний, а также изменения постоянного тока в цепи питания.

Нежелательное для передатчиков свойство автогенератора изменять параметры колебаний под влиянием внешних воздействий послужило прообразом для создания целого класса измерительных приборов, названных в современной литературе по метро-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

логии «измерительными автогенераторами». Принцип их действия, по существу, основан на автодинном эффекте — они осуществляют регистрацию отклика автогенератора на внешнее информационное воздействие. В 30-е годы прошлого века данная сфера деятельности, образовавшаяся на стыке радиофизики, теории нелинейных колебаний и приборостроения, вполне определилась в самостоятельное научное направление.

В этом же направлении после окончания Казанского университета в 1930 году формировались научные интересы Е. К. Завойского, поступившего в том же году в аспирантуру. Основной целью его исследований первоначально было повышение частоты генерации колебаний на базе существующих в то время электронных ламп. Наибольшие перспективы в этом направлении были у генераторов с тормозящим полем (схема Баркгаузена-Курца), которыми он активно занимался. Кроме того, его интересы были связаны с изучением влияния различных факторов на режим работы УКВ генератора. Среди этих факторов были длина и толщина проводов внешних контуров анода и сетки лампы, приближения посторонних предметов к частям генераторов, изменения режима питания анода и накала лампы.

Интересны также результаты различных исследований и разработок УКВ генераторов, которые Е. К. Завойский выполнил в центральной лаборатории завода им. Коминтерна Ленинграда, куда он был командирован на стажировку в 1931 г. В этой лаборатории совместно в П. М. Винником были предложены новые схемные решения ламповых генераторов, направленные на повышение их предельной частоты генерации, мощности и КПД (см. рис. 2) [5]. Был всесторонне исследован сверхрегенеративный режим работы этих генераторов, а также предложена оригинальная схема нового сверхрегенеративного приёмника, в котором функции детекторного устройства одновременно исполняет генератор и нагружающий его колебательный контур триод [6].

После блестящей защиты диссертации в начале 1933 года на тему «Исследование суперрегенеративного эффекта и его теория» Е. К. Завойский становится заведующим кафедрой физика Казанского университета и продолжает активно вести научную работу. Среди научных интересов молодого учёного, кроме дальнейшего усовершенствования схем генераторов, появился новый научный интерес, связанный с исследованием влияния электромагнитного поля УКВ диапазона на различные вещества [7, 8].

Полученные за время аспирантуры глубокие знания и опыт в создании УКВ генераторов, представления о режимах работы этих генераторов, а также широкая эрудиция в различных областях знаний способствовали успешному развитию нового научного направления, направленного на изучение физико-химических свойств веществ. Интерес к этому направлению подогревался также успехами зарубежных учёных в области изучения атомного ядра с помощью электромагнитного излучения.

В своей работе «Метод измерения потенциалов возбуждения атомов и молекул» (1936 г.) Е. К. Завой ский обосновал возможность возбуждения молекул электронами, ускоренными высокочастотными электрическими полями. Экспериментально было обнаружено явление поглощения электрической составляющей электромагнитного поля генератора УКВ при определенном режиме его работы веществом. При этом наблюдалось изменение величины анодного и сеточного тока лампового генератора. Это явление в современном понимании как явление автодетектирования автодинного отклика, было названо «метод сеточного тока».

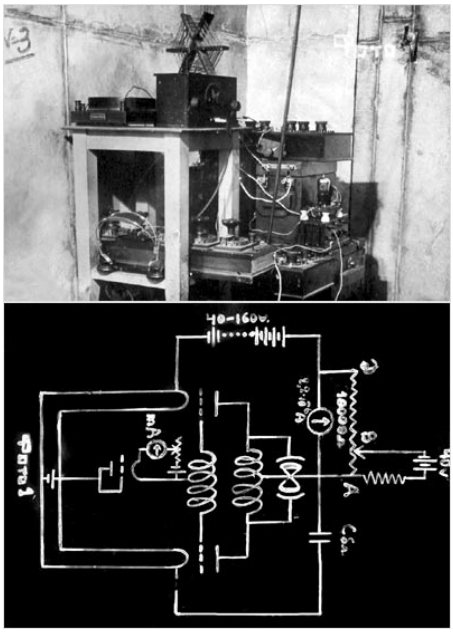


Рис. 2. Экспериментальный стенд (а) и схема УКВ-передатчика Винника-Завойского (b).

Fig. 2. Experimental set-up (a) and the electrical circuit of the UHF-transmitter of Vinnik-Zavoiskiy (b)

В 1941г., после ознакомления с работами голландского физика К. Я. Гортера по парамагнитной релаксации и его попытками определения магнитных моментов атомных ядер, Е. К. Завойский решил повторить эти работы, но использовать не «калориметрический» метод Гортера, а свой более чувствительный автодинный метод. Однако ему не удалось закончить свои эксперименты, поскольку был вынужден переключиться на оборонную тематику, связанную с радиолокацией. В конце 1943 г. он снова возвращается к работе по определению магнитных моментов атомных ядер, применяя более чувствительную аппаратуру и метод модуляции магнитного поля.

III. Устройство и принцип действия автодинного радиоспектроскопа

Датой открытия явления электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) является 21 января 1944 г. В этот день Е. К. Завойский на экране осциллографа впервые наблюдал сигнал ЭПР.

Разработанная Е. К. Завойским установка состояла из сварочного трансформатора с подключённой к нему катушкой-соленоидом, амперметра, автодинного генератора, профилометра Аббота и осциллографа (см. рис. 3).

В катушке соленоида диаметром 12 см, имевшей 6 витков медного провода, создавалось переменное магнитное поле низкой частоты (50 Гц). Эта катушка, питалась от вторичной обмотки сварочного трансформатора, у которого первичная обмотка подключалась к сети переменного тока через реостат, обеспечивающий регулировку величины тока. Величина магнитного поля, создаваемого соленоидом, определялась по величине переменного тока. При этом коэффициент пропорциональности между магнитным полем и током определялся экспериментально.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



Рис. 3. Экспериментальная установка Е. К. Завойского для изучения парамагнитного резонанса.

Fig. 3. Experimental set-up of E. K. Zavoiskiy for investigation of paramagnetic resonance

В магнитное поле соленоида помещалась радиочастотная катушка *L* автодинного генератора высокой частоты (10 МГц), собранного на лампе Р-5 или СЩ-182 по схеме с емкостной обратной связью (см. рис. 4). В катушку помещался исследуемый парамагнетик, запаянный в герметичную целлулоидную ампулу (см. рис. 1,*b*).

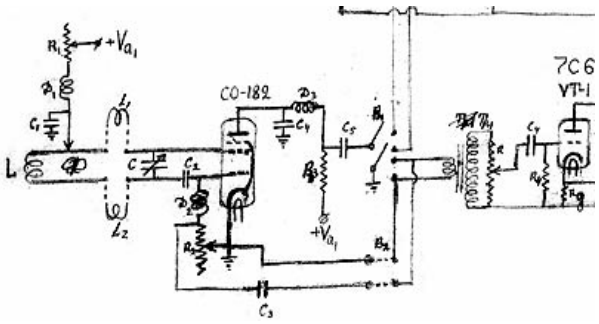


Рис. 4. Принципиальная схема автодинной части экспериментального стенда Е. К. Завойского.

Fig. 4. Electrical circuit of the autodyne part of the E. K. Zavoiskiy experimental set up

Если парамагнетик поместить в переменное магнитное поле радиочастотного генератора, ориентированного перпендикулярно полю соленоида, то образец может поглощать высокочастотную энергию, поступающую в катушку от генератора, но только в том случае, если частота генератора совпадает с частотой прецессии измеряемых магнитных моментов электронов. В этом состоит суть явления электронного парамагнитного резонанса, которое заключается в резонансном поглощении электромагнитного излучения не спаренными электронами. Данное явление и называется электронным парамагнитным резонансом (ЭПР).

Зафиксировать сигнал ЭПР можно по изменению амплитуды колебаний генератора в момент, когда переменное поле соленоида проходит через резонансное значение, или же по изменению тока сетки лампы генератора. Для регистрации этих в общем-то малых изменений использовался усилитель низкой частоты (см. справа от трансформатора Т4 на рис. 4), на выходе которого сигнал регистрировался либо с помощью миллиамперметра, либо на экране осциллографа.

IV. Заключение

Профессор Я. И. Френкель, которому принадлежит первая попытка создания феноменологической теории электронного спинового резонанса, в своём отзыве в адрес молодого учёного пишет в 1944 году:

«Доцент Казанского государственного университета Евгений Константинович Завойский по своей научной квалификации давно уже перерос степень кандидата физико-математических наук, а по своему педагогическому опыту — скромное звание доцента. Он является талантливым физиком, с очень большой эрудицией в различных областях экспериментальной и технической физики (особенно в радиофизике и теории колебаний), и точным экспериментатором, способным разрешать, подчас при наличии очень ограниченных средств, чрезвычайно сложные экспериментальные проблемы.

О незаурядном экспериментальном искусстве Е. К. Завойского красноречиво свидетельствует его докторская диссертация, в которой описывается разработанный им метод измерения магнитных потерь путем реакции на генератор высокочастотных колебаний — метод, в сотни раз более чувствительный, чем те, которые применялись ранее, и который позволил автору получить новые чрезвычайно интересные экспериментальные результаты, касающиеся магнитных свойств атомов, ионов и электронов в парамагнитных телах».

Автор выражает признательность музею-лаборатории Е. К. Завойского Казанского государственного университета в лице её создателя и директора И. И. Силкина за открытое предоставление материалов на сайте, значительно облегчивших изучение феномена этого великого учёного, внёсшего значительный вклад не только в физику радиоспектроскопии, но и в теорию и практику автодинных и сверхрегенеративных систем.

V. References

[1] Noskov V. Ya. Henry Round — «An unknown genius» of radio engineering, inventor of autodyne method of reception. *2013 23-rd Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo»2013)*. Sevastopol, 2013, pp. 48-50.

[2] Noskov V. Ya. Doctor Ernst Alexanderson — from alternators to autodynes. *2014 24-th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology»(CriMiCo»2014)*. Sevastopol, 2014, pp. 61-63.

[3] Noskov V. Ya.; Smolskiy S. M. Sto let avtodinu: istoricheskiy ocherk osnovnyih etapov i napravleniy razvitiya avtodinnyih sistem [Centenary of the autodyne: historical essay of main stages and development directions of autodyne systems]. *Radiotecnika*, 2013. No 8, pp. 91-101.

[4] Noskov V. Ya. The history of invention and development of autodyne proximity fuzes. *2013 23-rd Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo» 2013)*. Sevastopol, 2013, pp. 26-29.

[5] Vinnik P. M., Zavoyskiy E. K. Novyiy sposob generirovaniya ultrakorotkih voln [A new method for generating ultrashort waves]. *Vestnik elektrotehniki*. Leningrad, 1931. No 11-12, pp. 461-464.

[6] *Vinnik P. M., Zavoyskiy E. K.* A device for receiving and detecting electrical oscillations. Pat. 28546 (SU). Filed Dec. 4, 1931.

[7] Zavoyskiy E. K. O nekotoryih protsessah protekayuschih v gaze, nahodyaschemsya v vyisokochastotnom elektricheskom pole [Some processes occurring in the gas in the high-frequency electric field]. *Uchenyie zapiski Kazanskogo universiteta*, 1936, vol. 96. No 4-5, pp. 133-140.

[8] Zavoyskiy E. K., Kozyirev B. M., Nesmelov A. V. Issledovanie nekotoryih fizicheskih i himicheskih deystviy ultrakorotkih voln [A study of certain physical and chemical action VHF]. *UchYonyie zapiski KGU im. Ulyanova-Lenina. Seriya fizicheskih nauk*, 1934, vol. 94, pp. 6-37.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE DEVELOPMENT OF TANK COMMUNICATION SYSTEMS IN THE USSR OF THE 1930s

Zapariy V.V.
Ural Federal University named after First President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira str., Yekaterinburg, 620002, Russia
tel.: +7 (912) 6250664, e-mail: pantera.zap@gmail.com

Abstract — The present paper concerns the key milestones in the creation of tank electronic systems of communication such as radio stations and intertank phone. The basic problems of their design and production influenced the decline in the quality of communication, are discussed.

РАЗВИТИЕ СИСТСЕМ ТАНКОВОЙ РАДИОСВЯЗИ В СССР 1930-х гг.

Запарий Вас. В.
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: +7 (912) 6250664, e-mail: pantera.zap@gmail.com

Аннотация — В статье кратко освещаются основные вехи создания электронных систем танковой связи, таких как радиостанции и танковые переговорные устройства (ТПУ). Показаны основные проблемы в их разработке и производстве, повлиявшие на снижение качества связи.

I. Введение

Быстрый прогресс радиотехники в первой четверти XX в. обеспечил ее широкое внедрение в основных отраслях человеческой деятельности. Не избежало этой участи и военное дело. Радиосвязь прочно вошла в обиход военных по всему миру, повысив качество управления не только сухопутными войсками и ВМФ, но, и в особенности, авиации и танковых войск. Последние два рода войск к концу 1920-х гг. начинают активно выходить на передний план, в связи с созданием концепций «маневренной войны» «воздушной войны».

В период Сталинской модернизации СССР совершил значительный рывок в сторону развитого индустриального общества, здесь появляются отрасли военного производства, связанные с изготовлением точной механики и радиооборудования на основе заимствования опыта передовых стран Европы и США. Это касается как конструкций танковой и авиационной техники, так и смежных производств, в частности радиостанций и прочих средств связи. Создается отечественная элементарная база для их изготовления.

II. Основная часть

С начала 1930-х гг. основным средством внешней связи для управления танковыми подразделениями являлась флажковая сигнализация. Для связи внутри машины применялась световая сигнализация, переговорные трубы и различные конструкции самолетных переговорных устройств.

Первая отечественная танковая радиостанция 71-ТК была разработана в 1932 г. группой московских радиоинженеров во главе с И. Г. Калицкиным, однако в силу конструктивных недостатков, она не был принята в серию. Только в 1934 году началось серийное производство моделей под шифром 71-ТК-1 и 71-ТК-2. В 1935 г. создается усовершенствованная модель радиостанции 71-ТК-3, главным достоинством которой была возможность осуществлять питание с помощью батарей и умформера. Эта радиостанция стала наиболее массовой станцией танковой радиостанцией довоенного периода [1].

Радиостанция 71-ТК-3 являлась КВ приемно-передающей телефонно-телеграфной симплексной радиостанцией с амплитудной модуляцией. Она имела плавный диапазон частот от 4 до 5,625 МГц, что позволило увеличить диапазон принимаемых волн и, следовательно, число рабочих частот. Весь комплект оборудования весил около 80 кг., при этом обеспечивая дальность телефонной связи на ходу до 15 км, на стоянке до 30 км. В телеграфном режиме на стоянке возможно было увеличить дальность связи до 50 км [2]. Тем не менее, уже к 1938 г. данная аппаратура уже не соответствовала повысившимся требованиям к танковым радиостанциям по сумме критериев диапазона, дальности связи, мощности, массогабаритных характеристик.

Это обусловило необходимость разработки новых конструкций танковой радиоаппаратуры. Так в 1939 г. была сконструирована танковая коротковолновая телефонно-телеграфная радиостанция РМСК, предназначенная для установки на командирских танках БТ. Эта радиостанция позволяла осуществлять телеграфную связь на ходу до 40 км, на стоянке – до 100 км. Следующим шагом стало создание в НИИ-20 под руководством инженера А. А. Финна радиостанции РКСТБ, которая имела приемник и передатчик с индивидуальными кварцами и обеспечивала беспоисковое вхождение и безподстроичное ведение связи. Такие комплекты со стабилизацией частот впервые были установлены на прототипы танков КВ, принявших участие в Советско-Фннском конфликте на Карельском перешейке [3].

И, наконец, в начале 1941 г. на вооружение танковых войск КА принимается радиостанция с шифром 10-Р, (главный конструктор Б. Р. Гальперин) прообразом которой стала РКСТБ. Этот комплект радиоаппаратуры, по дальности устойчивой связи и массогабаритным характеристикам значительно превосходил 71-ТК-3. В частности, 10-Р позволяла осуществлять на ходу телефонную связь на расстоянии до 25 км на ходу и до 40 км – на стоянке [4].

Однако для наиболее массового серийного танка предвоенного периода – Т-34 была разработана упрощенная версия радиостанции 9-Р. Приемник и

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

передатчик здесь были выполнены раздельно, и, что самое главное, в конструкции отсутствовали дефицитные кварцевые резонаторы. При этом дальность действия радиотелефонной связи на ходу понизилась до 18 км. В целом, уровень советской танковой радиоаппаратуры нового поколения на начало 1941 г. (РКСТБ, 10-Р и 9-Р) в целом соответствовал требованиям времени и был сопоставим с ведущими зарубежными образцами, в то время как старые системы 71-ТК были уже значительно устаревшими.

Одновременно с появлением первых радиостанций типа 71-ТК в середине 1930-х гг. в СССР нарабатываются образцы танкового переговорного устройства (ТПУ). Они представляли собой систему внутританковой телефонной сети для переговоров между членами экипажа. В зависимости от числа абонентов производились устройства следующих типов: ТПУ-2, ТПУ-3, ТПУ-4. С 1937 г. на машинах серии БТ и Т-26 устанавливались ТПУ-3. Кроме того, существовали приборы с литерой «Р», что означало возможность радиста и командира для совместной работы с одной из танковых радиостанций. Отметим, что аппараты переговорного устройства соединялись с помощью переходных колодок (с проводом, длинна, которого позволяла повернуть башню два раза) или вращающегося электронно-контактного устройства ВКУ-1 или ВКУ-3А [5]. Эти приборы с незначительными конструктивными изменениями устанавливались на основные серийные советские танки и САУ периода Великой Отечественной войны.

Несмотря на достаточно высокий технический уровень советской танковой радиоаппаратуры (рации и ТПУ) 1930-х гг., уровень оснащенности ею и качество связи в танковых войсках КА перед Великой Отечественной Войной был все же низким.

Во-первых, по традиции начала 1930-х гг. не все танки получали комплекты радиооборудования, а только командиров рот и выше. Эти машины считались «радиотанками», часто имели «поручневую» антенну, что заметно демаскировало эти танки и приводило к их повышенным потерям в ходе боевых действий. Исходя из этих соображений, уже после гражданской воны в Испании, где активно применялись советские танки и бронеавтомобили, в частях КА начали демонтировать (в ход ремонтных мероприятий) поручневые антенны, заменяя их на штыревые. До 1943 г. большая часть советской линейной бронетехники не имела радиостанций, а массово они поступили в танковые части только в 1944-1945 гг.

Во-вторых, молодая светская радиотехническая промышленность к концу 1930-х гг. не могла еще обеспечить выпуск должного количества кварцевых резонаторов, без которых невозможно было наладить выпуск современных станций типа 10-Р.

В-третьих, низкое качество сборки и монтажа радиоаппаратуры на танках, слабая экранировка коммутаторов, низкий частотный диапазон имевшихся в производстве головных телефонов и ларингофонов (как следствие неразборчивая передача речи): все это приводило к повышенному уровню помех и резко снижало качество связи.

III. Заключение

Только в послевоенный период советская промышленность оказывается в состоянии обеспечить разработку и серийный выпуск таких средств танковой связи, которые обеспечивали приемлемое качество радиосвязи на танках. Опыт довоенного развития танковой радиоаппаратуры и средств связи свидетельствует о достаточно высоком уровне развития советской электротехнической промышленности и говорит о понимании ее руководителей актуальных тенденций в ее развитии.

IV. References

[1] Native armored vehicles. XX century. V.1. / Solyankin A. G., Pavlov M. V., Pavlov I. V., Zeltov I. G. M., 2002. P. 39.

[2] Svirin M. N. Armor is strong. The history of Soviet tank. 1919 - 1937. M., 2005. P. 239.

[3] Native armored vehicles. XX century. V.1. / Solyankin A. G., Pavlov M. V., Pavlov I. V., Zeltov I. G. M., 2002. P. 39.

[4] Native armored vehicles. XX century. V.1. / Solyankin A. G. Pavlov M. V., Pavlov I. V., Zeltov I. G. M., 2002. C. 39.

[5] Svirin M. N. Armor is strong. The history of Soviet tank. 1919 - 1937. M., 2005. P. 351.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

"SEVER" RADIO STATION AND THE GUERRILLA MOVEMENT IN THE CRIMEA (dedicated to the 70th anniversary of the Victory in the Great Patriotic War)

Vlasov A. V.[2], Yermolov P. P.[1,2]
[1]*Sevastopol State University,*
Radioelectronics & Telecommunication dept
33, Universitetskaya Str., Sevastopol, Crimea, 299053
[2] *Crimean Branch of RSTSREC*
P. O. Box 10, Sevastopol, Crimea, 299057
e-mail: 10.99057@gmail.com

Abstract — The present report concerns the little-known facts of use of "Sever" radio station for the organization of communication of the Crimean guerrilla groups with the Continent. The features of the guerrilla movement in the Crimea are considered; names of 18 radio operators from structure of the Crimean radio groups are established. The technology of radio communication through base stations in Kerch and Krasnodar is described. It is established, that the range of communication with use of "Sever" radio station was up to 800 kilometers.

РАДИОСТАНЦИЯ «СЕВЕР» И ПАРТИЗАНСКОЕ ДВИЖЕНИЕ В КРЫМУ (к 70-летию Победы в Великой Отечественной войне)

Власов А. В.[2], Ермолов П. П.[1,2]
[1]*Севастопольский государственный университет,*
кафедра радиоэлектроники и телекоммуникаций
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Крым
[2]*Крымская региональная организация РНТОРЭС им. А. С. Попова*
а/я 10, г. Севастополь, 299057, Крым
e-mail: 10.99057@gmail.com

Аннотация — Доклад посвящен малоизвестным фактам использования радиостанции «Север» для организации связи крымских партизанских отрядов с Большой Землей. Рассмотрены особенности партизанского движения в Крыму, установлены имена 18-ти радистов из состава крымских радиогрупп. Описана технология радиосвязи через базовые станции в Керчи и Краснодаре. Установлено, что дальность связи с использованием радиостанции «Север» достигала 800 километров. Представлены артефакты из собрания Центрального музея Тавриды.

I. Введение

Партизанское движение в Крыму (ноябрь 1941 — апрель 1944 гг.) является одной из ярких, трагических и во многом малоизвестных страниц истории Великой Отечественной войны. Оно сыграло заметную роль в борьбе за этот стратегически важный регион как во время оборонительных боев на полуострове в 1941—42 гг., так и во время его освобождения в 1943—44 гг. Против партизан Крыма вермахт постоянно был вынужден держать у себя в тылу две пехотных дивизии и горнострелковую бригаду, не имея возможности отправить их на фронт.

В настоящем докладе представлена технология связи партизанских отрядов Крыма с Большой Землей на основе радиостанции «Север», установлены имена 18-ти радистов из состава крымских радиогрупп, а также представлены артефакты из собрания Центрального музея Тавриды.

II. Особенности партизанского движения в Крыму

Партизанская борьба в Крыму была сопряжена с трудностями, которые не были характерны для других регионов. Это и не представляющая надежного укрытия сильно пересеченная и покрытая негустым лесом местность, насквозь прорезанная сильно охраняемыми дорогами, и климатические условия горного Крыма — мороз, ветры и шквалы зимой и недостаток питьевой воды летом.

История партизанского движения в Крыму начинается с лета 1941 г., когда из числа руководящих работников назначаются ответственные для организации партизанских отрядов и закладки в лесах продовольственных баз. К ноябрю 1941 г. было сформировано около 20 отрядов и заложено в базах несколько сотен тонн продовольствия, медикаментов и другого имущества. При этом будущим партизанам было выделено мало вооружения и ни одной радиостанции. В конце октября — начале ноября партизанам удалось в ходе нескольких нападений на гарнизоны и транспорты немецких и румынских войск взять внушительные трофеи — много автоматического оружия, пулеметов, гранат и патронов, но никакой радиоаппаратуры захвачено не было.

В середине ноября 1941 г. немецкое наступление остановилось под Севастополем на юге и на Керченском перешейке на востоке полуострова. Зона нахождения партизанских отрядов была разбита на четыре района с центральным штабом во втором районе, на Караби-яйле.

Связь между отрядами, районами и со штабом осуществлялась только через связных и была неоперативной и эпизодической. Связь с Большой Землей практически отсутствовала. Кроме того, около 80 % баз с продовольствием было сдано противнику либо попросту разграблено предателями, что значительно осложнило жизнь партизан, которых в то время насчитывалось около 3000 человек.

В декабре 1941 г. разведуправлением Крымского фронта для связи с партизанскими отрядами было заброшено несколько разведгрупп, некоторым из них удалось выйти на партизанские отряды и передать задачу, поставленную фронтом — сбор разведданных о передвижениях, нарушение коммуникаций, постоянные диверсии. Без постоянной радиосвязи

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

даже самые ценные разведданные теряли свою актуальность. Только 29 декабря ночью была сброшена на парашютах очередная разведгруппа с радистами — сержантом Михаилом Захарчуком и рядовым Иваном Добришкиным. При приземлении Добришкина унесло сильно в сторону, остальные приземлились практически в расположение одного из отрядов второго района. И если радиостанция — знаменитый «Север» вместе с Захарчуком приземлилась удачно, то комплект батарей остался у Добришкина, судьба которого была неизвестна. На его поиски были брошены все силы, отправлены связные в соседние отряды, и только третьего января его нашли живым с комплектом батарей.

В начале мая 1942 г. вермахтом был прорван Крымский фронт и 17 мая захвачен город Керчь. Затем началось наступление на Севастополь, и 4 июля, после 250-дневной обороны, Севастополь был захвачен. Около 1200 бойцов и командиров Красной Армии смогли прорваться в горы и влиться в партизанские отряды. 24 июля немецкие войска начали операцию по уничтожению партизанских отрядов. Против 5000 партизан, среди которых были раненые и больные, а также женщины и дети, выдвинулись более 20000 немецких солдат, привлечены авиация и артиллерия. Нападение не было внезапным, разведка и связь отлично работали, поэтому были разработаны планы противодействия — по возможности уходить от боев, маневрировать, действовать из засад. За месяц тяжелых боев вермахту не удалось уничтожить партизан и операцию свернули. Но урон был нанесен серьезный — погибло около 500 партизан, разбиты аэродромы, базы, стоянки. Потеряв около 4000 солдат и офицеров, немецкие войска покинули леса.

Следующий период партизанского движения Крыма — с осени 1942 г. до освобождения основной части полуострова в апреле 1944 г. был очень сложным. Сказывались отдаленность Большой Земли, националистические проявления и откровенное предательство некоторой части населения, недостаточное снабжение продовольствием.

В своих воспоминаниях радист Степан Выскубов писал, что были времена, когда не было сил подняться и растянуть антенну с противовесом, от голода подкашивались ноги и кружилась голова. Но по инструкции после каждого сеанса связи радиостанция переводилась в походное положение, несмотря на то, что в это время они находились на постоянной стоянке.

Но сбор разведданных, диверсии и нападения на гарнизоны не прекращались до самого освобождения полуострова. Партизаны первыми освободили в марте—апреле 1944 г. многие города и села, в том числе Белогорск и Старый Крым. Ночью на 13 апреля вошли в Симферополь, зачистили город от остатков немецких войск и наутро встретили регулярные части Советской Армии.

Всего за 900 дней партизанской истории Крыма в ней участвовали около 12500 человек. Около 4500 погибли, около 2500 скончались от болезней и голода. Но уничтожили около 30000 воинов вермахта, массу техники и постоянно отвлекали на себя значительные сила противника [1—4].

III. Состав радиогрупп

Все радиогруппы партизанских отрядов Крыма состояли из военнослужащих отдела разведки сначала Крымского, а затем Северо-Кавказского фронтов, поэтому информация о них изначально была закрытой. По воспоминаниям других участников партизанского движения удалось найти только 18 человек:

1. Аганесян Армен
2. Бартош Илья
3. Выскубов Степан
4. Григорян Николай
5. Громова Ольга
6. Диденко Раиса
7. Добришкин Иван
8. Захарчук Михаил
9. Квашнин Роман
10. Кочетков Алексей
11. Макринский Виталий
12. Муравьев Сергей
13. Петросян Ашот
14. Пухов Виктор
15. Ригер Яков
16. Серебрякова Татьяна
17. Фокин Александр
18. Шишкин Анатолий

IV. Радиостанция «Север» и технология радиосвязи

Базовых радиостанций было две — одна в Керчи, до которой 100—120 км, вторая — в Краснодаре, до которого 600 км. Только 5 января удалось связаться с керченской базой.

Через несколько дней, проведя эксперименты с длиной и направлением антенны, выбора места расположения радиостанции повыше в горах, удалось связаться и с Краснодарской базой, с которой в дальнейшем была устойчивая радиосвязь. Оказалось, что на расстоянии в 600 км телеграфный сигнал от передатчика маломощного «Севера» принимается на 4—7 баллов и прекрасно разбирается. Проблем с приемом у партизанских радистов не было, поскольку эфир в горах был абсолютно чистым, а передатчики на базовых радиостанциях были достаточно мощными.

С появлением радиосвязи появилась возможность начать по воздуху снабжение отрядов продовольствием и боеприпасами. Место и время выброса грузов на парашютах передавалось в радиограммах. В январе — феврале были десантированы еще несколько групп радистов, также по два человека, что позволило обеспечить радиосвязью все партизанские районы со штабом и между собой, а также с Большой Землей. В течение суток отправлялись и принимались десятки радиограмм с подробными разведдаными, ежедневно принимались сводки Совинформбюро. Учитывая важность передаваемой информации, штаб фронта постоянно пополнял запас батарей. Радистов было запрещено привлекать к какой-либо другой боевой работе.

По воспоминаниям радиста Степана Выскубова, для координации действия отрядов приходилось часто разворачивать «Север» во время боя и постоянно перемещаться. Но удалось сохранить практически все радиогруппы, состоявшие из двух радистов и радиостанции «Север».

К началу осени 1942 г. восстановили стоянки и посадочные площадки. После полного захвата полуострова вермахтом расстояние до Большой Земли увеличилось, самолеты совершали рейсы из Адлера. Было решено увеличить количество рейсов тяжелых самолетов с целью вывезти до зимы как можно больше раненых, женщин и детей, одновременно доставив все необходимое для успешных зимних действий. Радисты также подчинялись разведке фронта, только теперь уже Северо-Кавказского. Несколько радиогрупп заменили на свежие. Прислали девушек-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

радисток. Их задачей было проникновение в города и обеспечение радиосвязью подпольщиков.

Советскими войсками был оставлен Краснодар. Базовая радиостанция фронта удалилась еще на 200 км. Почти неделю связь отсутствовала, затем были приняты сигналы базы, но партизан база не принимала. Опять пришлось экспериментировать с длиной и направлением антенн и противовесов, поиском мест расположения и связь наладилась. Правда, уже не такая уверенная, как раньше. Иногда приходилось повторять радиограммы, но в целом оказалось, что при достаточном опыте радистов, «Север» способен обеспечить устойчивой радиосвязью с базой на расстояние до 800 км.

Радиостанция «Север» — переносная 3-ламповая коротковолновая телеграфная радиостанция. Построена на базе радиостанции «Омега», автором которой был Борис Андреевич Михалин. Изначально это была гражданская разработка. В 1939 г., будучи студентом вечернего факультета Московского электротехнического института, Борис Михалин взялся за разработку легкой малогабаритной радиостанции для геологов и полярников. Это была его дипломная работа. В этом же институте преподавал профессор Борис Павлович Асеев, который позже пригласил молодого радиоинженера на работу в Научно-исследовательский институт по технике связи Красной Армии (НИИТС КА). Необходимо было продолжить работу над радиостанцией, приспособив ее под военные нужды. Группой Асеева была изготовлена и отправлена на испытания в войска небольшая партия радиостанций «Омега». В то время проходила испытания и еще одна станция — «Белка» (разработка специалистов НКВД), но предпочтение было отдано радиостанции «Омега», так как она имела меньшее энергопотребление, была легче и могла работать в плавном диапазоне.

С началом Великой Отечественной войны, требовалось срочно освоить серийный выпуск этой малогабаритной переносной радиостанции. Доработанная радиостанция получила имя «Север», и в блокадном Ленинграде на остатках эвакуированного завода имени Козицкого в кратчайшие сроки был налажен выпуск радиостанций. Уже к декабрю 1941 г. было выпущено 300 станций, а к концу 1942 г. объем выпуска достиг 2000 штук в месяц. В 1942 году станция была модернизирована и выпускалась под наименованием «Север-бис».

Производство радиостанций велось в режиме строжайшей секретности. Немцы долгое время считали, что радиостанция английского происхождения. Для того чтобы ввести врага в заблуждение, до 1944 г. на ручках и передней панели радиостанции были надписи на английском (именно такой экземпляр находится в экспозиции Центрального музея Тавриды), частично использовалось радиодетали английского производства, а надписи с отечественных деталей сошлифовывались.

Основные технические характеристики радиостанции «Север».

Вид работы: радиотелеграфный.

Диапазон частот:

«Север» — 3,62—12,25 МГц (прием), 3,62—6,25 МГц (передача);

«Север-бис» — 2,22—6,66 МГц (прием), 2,56—5,77 МГц (передача) и 3 фиксированных частоты (смена кварца).

Выходная мощность передатчика:

«Север» — до 2 Вт;

«Север-бис» — до 2,5 Вт.

Дальность действия: до 400 км.

Тип антенны: лучевая, 12 м с противовесом длиной 3 или 12 м (в зависимости от частоты) [5].

V. Заключение

Информации о том, что наравне с радиостанцией «Север» в крымском партизанском движении применялись еще какие-нибудь выпускаемые промышленностью радиосредства, нами не обнаружена (радиолюбительская конструкция радиоприемника представлена на рис. 2). Дальность связи с использованием радиостанции «Север» на направлении Крым — Кавказ достигала 800 километров.

Материалы доклада будут способствовать формирований целостной картины истории развития радиосвязи в Крыму в период 1941—1945 гг.



Рис. 1. Радиостанция «Север» из собрания Центрального музея Тавриды

Fig. 1. "Sever" radio station from the collection of the Central museum of Taurida

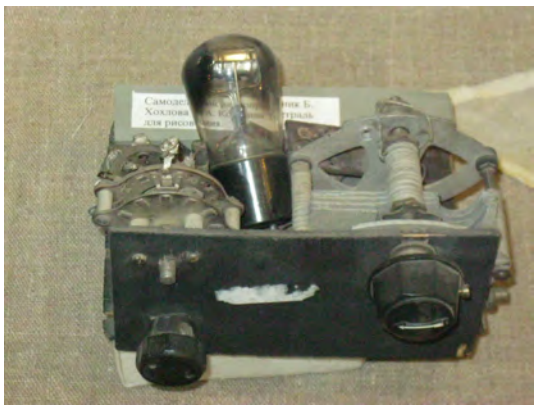


Рис. 2. Самодельный радиоприемник Б. Хохлова из собрания Центрального музея Тавриды

Fig. 2. The self-made radio receiver of B. Khokhlov from the collection of the Central museum of Taurida

VI. References

[1] Вергасов И. В. В горах Таврии. Симферополь : Крымиздат, 1959. 283 с.

[2] Генов И. Г. Дневник партизана. Симферополь : Крымиздат, 1963. 280 с.

[3] Македонский М. А. Пламя над Крымом. Симферополь : из-во «Крым», 1969. 304 с.

[4] Шамко Е. Н. Партизанское движение в Крыму в 1941—1944 гг. Симферополь : Крымиздат, 1959. 157 с.

[5] Радиостанция «Север» — переносная 3-х ламповая коротковолновая телеграфная радиостанция // Режим доступа: http://www.433175.ru/index.php?newsid=2265 (дата обращения 02.05.2015).

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

LEBEDINSKY'S THOUGHTS CONCERNING THE QUESTION «WHO INVENTED RADIO TELEGRAPH?»

Borisova N. A.
A. S. Popov Central Museum of Communications
7, Pochtamtskaya str., St. Petersburg, 190000, Russia
Ph.: +7 (812) 3126301, e-mail: borisova@rustelecom-museum.ru

Abstract — The article concerns an opinion of an authoritative scientist and physicist V. K. Lebedinsky on the question "who invented the radio?". He legitimately considered that the inventor of radiotelegraph is A. S. Popov. Lebedinsky supported the idea of «the world collective work of scientists and technicians» only if two conditions are fulfilled. First, the list of the scientists and technicians who contributed into radio communication creation has to be as complete as possible. Secondly, no national preferences should be taken into account when compiling this list. At the same time, Lebedinsky noted that one could not avoid giving a direct answer to the question who invented radiotelegraph, otherwise it would be unfair to radio communication pioneers.

ОБ ОТНОШЕНИИ В. К. ЛЕБЕДИНСКОГО К ВОПРОСУ «КТО ИЗОБРЕЛ РАДИОТЕЛЕГРАФ»

Борисова Н. А.
Федеральное государственное бюджетное учреждение
«Центральный музей связи имени А. С. Попова»
ул. Почтамтская, 7, Санкт-Петербург, 190000, Россия
тел.: (812) 3126301, e-mail: borisova@rustelecom-museum.ru

Аннотация — В статье излагается взгляд авторитетного ученого-физика В. К. Лебединского на проблему приоритета в области радио. Он обоснованно считал, что изобретателем радиотелеграфа является А. С. Попов. Лебединский поддерживал идею «мирового коллективного труда ученых и техников» только в случае выполнения двух условий. Во-первых, должен быть составлен максимально полный список ученых и техников, внесших вклад в создание радиосвязи. Во-вторых, при составлении такого списка не должны приниматься во внимание никакие национальные предпочтения. В то же время Лебединский отмечал, что нельзя в поисках компромисса уходить от прямого ответа на вопрос, кто изобрел радиотелеграф. Это несправедливо по отношению к пионерам радиосвязи.

I. Введение

В 2015 г. исполнилось 120 лет радио; точнее — телеграфии без проводов (Тбп), так как именно эта разновидность радиосвязи была изобретена в 1895 г. До сих пор умы жителей планеты будоражит мысль о том, кого следует считать автором этого величайшего изобретения, изменившего мир. В наши дни вопросы приоритета в области радио приобрели особую значимость в связи с противоречивой информацией, доступной современникам в Интернете.

Представляется целесообразным исследовать, как определялись приоритеты на заре развития радиосвязи, обратившись к мнению современника А. С. Попова — авторитетного ученого-физика Владимира Константиновича Лебединского [1].

II. Основная часть

В. К. Лебединский (1868—1937) был хорошо знаком с отечественными и зарубежными работами в области электротехники и электромагнитных волн. Обладая возможностями для сравнительной оценки и высоким профессионализмом, Лебединский обоснованно считал, что изобретателем радиотелеграфа является А. С. Попов (1859—1906).

По меткому наблюдению Лебединского, «электромагнитные волны существовали предвечно», но ответ на вопрос, «кто тот «второй творец» (по выражению Бэкона), который начал их существование в человеческой жизни» будет изменяться с течением времени; по мере того, как радиосвязь будет развиваться, многие станут видеть ее источник в другом месте. Так и случилось. В 1907 г. в журнале Русского физико-химического общества (ЖРФХО) появилась статья Д. М. Сокольцова, в которой говорилось (про А. А. Петровского): «Здесь он повторяет старую патриотическую сказку о том, что беспроволочный телеграф изобретен А. С. Поповым». Вот, что по этому поводу пишет Лебединский: «Будучи в то время редактором ЖРФХО, я оставил эту фразу, сделав к слову «сказка» примечание, в котором отсылал к своей заметке (ЖРФХО за 1907 г., стр. 367) о дате 25 апреля 1895 г., когда Попов демонстрировал свою схему без антенны, и 12 марта 1896 г. — дата первой демонстрации «воздушной линии» (тогда как маркониевская схема была впервые демонстрирована Присом лишь 4 июня 1897 года). Я был на стороне «сказки», но как редактор представлял возможность выражать обратное мнение, зная, что оно разделяется многими русскими специалистами (в чем убедился через 10 лет в Москве), и, надеясь, что такое резкое выражение мнения создаст инцидент, могущий ускорить выяснение истины» [2]. Действительно, такой (по своей сути провокационный) ход Лебединского вызвал создание в РФХО специальной комиссии под председательством проф. О. Д. Хвольсона по выяснению вопроса об изобретении Попова. После обмена письмами с Бранли, Риги и Лоджем и документального обследования работ Попова комиссия вынесла решение: «А. С. Попов по справедливости должен быть признан изобретателем телеграфа без проводов при помощи электрических волн» [3].

Вновь Лебединский обратился к этому вопросу в 1922 г. со страниц редактировавшегося им журнала «Телеграфия и Телефония без проводов» («ТиТбп»), издававшегося Нижегородской радиолабораторией (НРЛ). Журнал был создан как «научный орган для выявления технических достижений радиодела у нас

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

и за границей». Читая иностранные издания, Лебединский заметил, что по мере расширения сферы успешного применения беспроводной связи и удаления от даты рождения (1895 г.), число лиц и стран, причастных к ее созданию, постоянно расширяется [2, 3]. За истекшие годы оказались «извлеченными из забвения многие старинные работы», некоторые из которых «признаны общим согласием быть названными историческими».

Лебединский ссылается на эти работы в обзоре иностранной литературы в 1922 г. [2]. «Впервые колебания высокой частоты были произведены и поняты как таковые, Генри (1840). В. Томсон в своей знаменитой теоретической работе об электрических колебаниях (1853) упоминает о других экспериментаторах и далеко не всех, предшествовавших ему. Некоему англичанину Дж. Хейворсу (1862) приписывается теперь идея о беспроволочной передаче. Открытие явления кохеризации связывается с именем Юза (1879); Бранли сделал то же самое открытие независимо во второй раз (1892) и применил его к приему электрических колебаний. Фитцджеральд (1883) предвидел максвелловские электромагнитные волны при разряде конденсатора; сам Максвелл (1873), как известно, не указал способа их получения. Долбир в Бостоне пользовался двумя приподнятыми изолированными пластинками для беспроволочной передачи (1886). Элью Томсон пользовался электромагнитными волнами для сигнализации (1889). Наконец, первая полная комбинация всех элементов искрового телеграфа была в опытах Теслы (1893)». Заключил этот обзор Лебединский следующими словами: «Однако все это были физические опыты; с кого же начался радиотелеграф?».

Для ответа на этот вопрос Лебединский привел выдержки из иностранных источников («сочинений радиоспециалистов уже нового поколения, несравненно глубже понимающих радиопередачу»), где подтверждалось первенство А. С. Попова в изобретении приемной схемы и антенны. В заключение, отметив, что именно с А. С. Попова началась радиотехника, Лебединский согласился с оценкой Флемингом последующих заслуг Маркони: «Работы Маркони в Англии поставили радиопередачу на широкий технический путь, по которому она пошла с таким успехом» [2].

Не прошло и двух лет после этого публичного выступления В. К. Лебединского, как на страницах парижского журнала «Электричество» иностранными радиоспециалистами стал активно обсуждаться вопрос «Кто изобрел радиотелеграф» [4]. Свое мнение к новой волне выборов первого среди «плеяды славных имен» Лебединский выразил так: «Акт выбора получает значение лишь тогда, когда он отмечен высшей справедливостью». Факторами, мешающими проявлению справедливости в данной дискуссии, по мнению Лебединского, стали два «мощных момента»: национальное чувство, «толкающее решение в определенную сторону», и «сомнение в том, что вообще может быть назван изобретатель, что может быть указан момент в непрерывном развитии человеческой мысли и техники, который следует определить, как возникновение Тбп».

«Момент приподнятого национального чувства» породил своего рода «радиопантеон» — «компромиссный» список ученых и техников, «мировой коллективный труд» которых позволил появиться на свет новому виду электрической связи. Рассмотрение в качестве изобретателя радиотелеграфа Максвелла (англичанина), Герца (немца), Бранли (француза), Тесла (серба), Маркони (итальянца), Попова (русского) показалось Лебединскому проявлением сугубо национальных чувств, и он дополнил этот список многими другими достойными именами. Более того, Лебединский не разделил «умственную нерешительность» участников дискуссии, ушедших от прямого ответа на вопрос, кто изобрел радиотелеграф, и изложил причины, согласно которым он считал, что именно А. С. Попов занимает центральное место в ряду многих достойных имен [4].

Характеризуя вклад Максвелла и Герца, Лебединский отметил: «…без этих гениев не могла появиться Тбп, но не в их творениях она появилась». Оценивая исследования «радиопроводимости» когерера (Бранли) как важный шаг на пути к Тбп, Лебединский указал на то, что созданный Бранли «электрический глаз» (то, чем мы можем принимать электромагнитные волны») являлся одним из важных элементом, но не всей системой. Характеризуя эксперименты Теслы, Лебединский выразил понимание тех, кто готов «поднести Тесле звание изобретателя Тбп», но «он бы не последовал за ними», так как «Тесла хотел передавать своим абонентам не музыку, не слова, не сигналы, а работу; для этого он хотел привести в электрические колебания земной шар; это — не Тбп». По поводу двух оставшихся в «радиопантеоне» имен (Маркони и Попов) Лебединский сослался на не устаревшие выводы комиссии РФХО под председательством проф. О. Д. Хволь сона, к сожалению, появившиеся в печати только на русском языке» [3].

Родоначальником всего того, что дало применение электромагнитных волн, и что даст так быстро прогрессирующая радиотехника в социальном и интеллектуальном мире человечества, по мнению Лебединского, является А. С. Попов.

III. Заключение

1. Мысль Лебединского о том, что каждое новое поколение радиоспециалистов будет по-новому подходить к вопросу о происхождении Тбп, с течением времени нашла подтверждение.

2. Лебединский не имел принципиальных возражений против попыток иностранных радиоспециалистов «обрисовать компромиссными списками мировой коллективный труд» по созданию и развитию радиосвязи», но предлагал сделать их максимально полными и отказаться от принципа «построения по нациям».

3. Лебединский, назвав «умственной нерешительностью» желание многих уйти от прямого ответа на вопрос об изобретателе радиотелеграфа, на страницах «ТиТбп» изложил доводы, согласно которым он считал таковым А. С. Попова.

IV. References

[1] Pamjati V. K. Lebedinskogo [In memory of Lebedinsky]. *Uspehi fizicheskih nauk,* 1938, Vol. XIX. No.4, pp. 440—447.

[2] Lebedinsky V. K. Glavnejshie daty. A. S. Popov.[The major dates. A. S. Popov]. *Telegrafiya i Telefoniya bez provodov*, 1922, No.14, pp.458—461.

[3] Doklad komissii po voprosu o nauchnom znachenii rabot A. S. Popova [Commission report on scientific value of A. S. Popov works] .*GRFHO,* 1909, Vol. XLI , pp. 63—72.

[4] Lebedinsky V. K. Eshhe raz ob izobretatele Pbp [Once again about the wireless telegraph inventor]. *Telegrafiya i Telefoniya bez provodov*, 1924, No.23, pp.50—56.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

FROM «WIRELESS TELEGRAPHY» TO «RADIOTECHNICS»

Zolotinkina L. I.
A. S. Popov Memorial Museum of Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»
5, Professor Popov Str., St. Petersburg, 197376, Russian Federation
Ph.: (812) 2345900, e-mail: radioemc@yandex.ru

Abstract — The paper considers the terminology development in the telecommunication area: from a simple indication of a type of information transmission channels via electromagnetic waves (telegraphy and telephony without wires, wireless telegraphy and telephony) to the more meaningful terms defining the ways the channels are created. Thus, by adding the word «radio» the new terms appeared: radio telegraphy, radio telephony, radio telegraphy stations, finally, giving rise to a term «radiotechnics». This term was suggested by I. G. Freiman. According to his definition, radiotechnics implied all the ways of employing electric power transmitted without wires and used in engineering facilities.

ОТ «БЕСПРОВОЛОЧНОЙ ТЕЛЕГРАФИИ» ДО «РАДИОТЕХНИКИ»

Золотинкина Л. И.
Мемориальный музей А. С. Попова
Санкт-петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ»
Ул. проф. Попова, 5. 197376, Санкт-Петербург, Россия
Тел. (812) 2345900, e-mail: radioemc@yandex.ru

Аннотация — В докладе рассмотрен процесс развития терминологии в области телекоммуникаций: от простого указания на тип канал передачи информации, реализуемого с помощью электромагнитных волн (телеграфия и телефония без проводов, беспроволочные телеграфия и телефония), к появлению несущего большую смысловую нагрузку в названии способа формирования канала связи путем присоединения слова «радио» (радиотелеграфия, радиотелефония, радиотелеграфные станции), а затем к понятию «радиотехника». Этот термин был предложен И. Г. Фрейманом. По его определению, радиотехника включает в себя все способы использования электрической энергии, передаваемой без проводов, реализуемые в технических средствах.

I. Введение

Совершенствование способов обмена информацией всегда было важнейшим стимулом для развития человеческой цивилизации. В значительной степени именно этот фактор определял этапы развития человечества. Первый прорыв был осуществлен при изобретении электромагнитного телеграфа. Но оставалась проблема организации канала связи. Прокладка проводов (на земле и под землей, под водой, по воздуху) становилась существенным ограничением в увеличении дальности связи, особенно в труднодоступных местах, на просторах морей и океанов. Изобретение беспроводной телеграфии стало точкой отсчета формирования следующего – информационного – этапа развития цивилизации. Переносчиком электрического сигнала стали электромагнитные волны. Существование электромагнитных волн, предсказанное Фарадеем, математически доказанное Максвеллом, и практически полученных Герцем, открыло новую эру в физике, в электротехнике. Развитие средств беспроволочной передачи информации и электродинамической теории нашло свое отражение и в развитии терминологии, соответствующей уровню развития технических средств и их теоретической базы.

II. Основная часть

Еще в 1890 году, в цикле лекций, посвященных физической сути опытов Г. Герца и их демонстрации, А. С. Попов, высказывал предположение о возможности использования энергии излучаемых электромагнитных волн для передачи сообщений без проводов. Являясь преподавателем физики в Минном офицерском классе (МОК) Морского ведомства в Кронштадте, т.е. постоянно общался с морскими офицерами, он знал самые острые проблемы флота. Острейшая необходимость обмена информацией на флоте обусловила особое внимание А. С. Попова к результатам работы Герца сразу же после их опубликования.

Над решением проблемы применения электромагнитного излучения для беспроводной связи трудились многие ученые в мире. Так, например, Н. Тесла в одной из своих лекций сказал «Я хочу сказать о передаче осмысленных сигналов, а, может быть, даже и энергии, на любое расстояние совсем без помощи проводов... Мое убеждение установилось так прочно, что я рассматриваю этот проект передачи сигналов или энергии уже не просто как теоретическую возможность, а как серьезную задачу, которая ставится перед инженером-электриком и должна быть решена со дня на день». [1].

Решение этой задачи заключалось в создании приемного устройства, которое не только фиксировало бы наличие электромагнитного излучения (эту задачу решали индикаторы электромагнитного излучения: у Герца – резонатор, у Э. Бранли – радиокондуктор, у О. Лоджа – когерер с механическим встряхивателем), но и обеспечивало бы однозначное декодирование принимаемой последовательности сигналов разной длительности, передаваемых с помощью электромагнитных волн. Актуальнейшая проблема создания такого устройства принципиально была решена А. С. Поповым весной 1895 года в изобретенном им когерерном приемнике. Практически все публикации и темы докладов А. С. Попова, включая и доклады о его следующем изобретении – телефонном приемнике депеш, первом детекторном приемнике, получившем патенты практически во всех странах мира, используют словосочетание «***телеграфирование без проводов***».

Естественно, следующим шагом в развитии беспроводной связи были попытки передачи звуков – речи и музыки − ***телефонирование без проводов.*** Это задача впервые была решена в 1904 году в Электротехническом институте императора Александра III (ЭТИ) С. М. Лифшицем под руководством

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

А. С. Попова путем модуляции затухающих электромагнитных колебаний искрового передатчика, в качестве приемника использовался детекторный приемник А. С. Попова. [2].

В начале XX века стремительно развивающееся новое научно-технической направление, широкое внедрение средств беспроводной связи требовало и подготовленных кадров инженеров и техников. Подготовкой специалистов занимались в это время в России три учебных заведения: МОК и ЭТИ, в которых чтение лекций начал А. С. Попов, и Военная электротехническая школа (ВЭШ), также находившаяся в Петербурге. Насущной необходимостью было издание учебника по новому научному направлению. Первая в России теоретическая монография «Научные основания беспроволочной телеграфии» А. А. Петровского была опубликована 1907 году. В 1913 году вышло переработанное второе издание книги с тем же названием.

Начиная с 1906 года, появляются и новые, несущие более конкретную смысловую нагрузку, названия средств беспроводной связи: радиотелеграфные станции, радиотелеграфия, радиотелефония. Впервые приставка «радио» применительно к определению средств передачи информации телеграфными сигналами появилась в названии документов междуведомственного совещания, призванного разобраться с проблемами «дела беспроволочного телеграфирования» в России (1905 г.), в разработанных в 1907 г. комиссией междуведомственного совещания, а в 1908 году введенного в действие «Положения о радиотелеграфных станциях». [3].

В 1912 году был создан Междуведомственный радиотелеграфный комитет (МРК), который, в частности, занимался и вопросами терминологии. Председателем МРК был назначен П. С. Осадчий, профессор ЭТИ, занимавший в то же время и должность заместителя начальника Главного управления почт и телеграфов (ГУПИТ). Делопроизводителем МРК был назначен ученик А. С. Попова, преподаватель ЭТИ Н. А. Скрицкий, помощником делопроизводителя (единственная освобожденная должность) стал выпускник ЭТИ 1913 года Имант Георгиевич Фрейман. В 1913 г. МРК издал «Очерк развития радиотелеграфных сообщений в России и за границей». В 1916 году Скрицкий защитил магистерскую диссертацию, и решением Ученого совета ЭТИ от 24 октября 1916 г. года была открыта новая кафедра и введена новая специальность «радиотелеграфные станции».

Но, ориентировочно, до 1915 года библиография по данному научному направлению свидетельствует о преимущественном употреблении привычных терминов: телеграфия без проводов и/или беспроволочная телеграфия, телефония без проводов и/или беспроволочная телеграфия. Эта двойственность в терминологии прослеживается, например, в трудах Н. А. Скрицкого (ЭТИ): «Общий курс беспроводного телеграфа» (1913), «Радиотелеграфные измерения» (1914), «Радиотелеграфное дело»(1919). Аналогичная картина прослеживается и в учебных пособиях преподавателей МОК (Л. П. Муравьев, И. И. Ренгартен, И. Г. Энгельман) и ВЭШ (Ф. Я. Юхницкий, Д. М. Сокольцов. М. Н. Критский).

Еще в 1901 году проф. А. С. Попов, заняв должность профессора физики ЭТИ, направил в Совет института Записку под названием «Общее направление курса физики и ближайшие задачи научных работ в физической лаборатории Электротехнического института». Отмечая важность учения об электричестве, необходимость того, чтобы «глубокие взгляды на природу электрических явлений, которые создались благодаря работам М. Фарадея и Д. К. Максвелла заняли первенствующее положение в науке и после знаменитых опытов Г. Герца … явились руководящими началами в изучении электротехники». И далее. «Наконец, целый ряд открытых, но не объясненных еще явлений в этой области учения об электричестве дает обильный материал для более сложных работ на многие годы» [4]. Приложение к Записке содержало перечень тем научных работ в области теории электромагнитных явлений, направленных на их практическое использование.

Прямым продолжателем дела А. С. Попова во всех направлениях его деятельности, как ученого, инженера, педагога, общественного деятеля, стал Имант Георгиевич Фрейман (1890 – 1929). Его две первые опубликованные статьи были посвящены радиотелефонии (1915 г.). В 1917 году он опубликовал «Краткий очерк основ радиотехники» (Изд. Пгр). В понятие ***«радиотехника»*** И. Г. Фрейман вносил гораздо более глубокий смысл, чем просто передача сообщений без проводов (радиотелеграфия и радиотелефония), включая в него все способы использования электрической энергии, передаваемой без проводов, реализуемые в технических средствах.

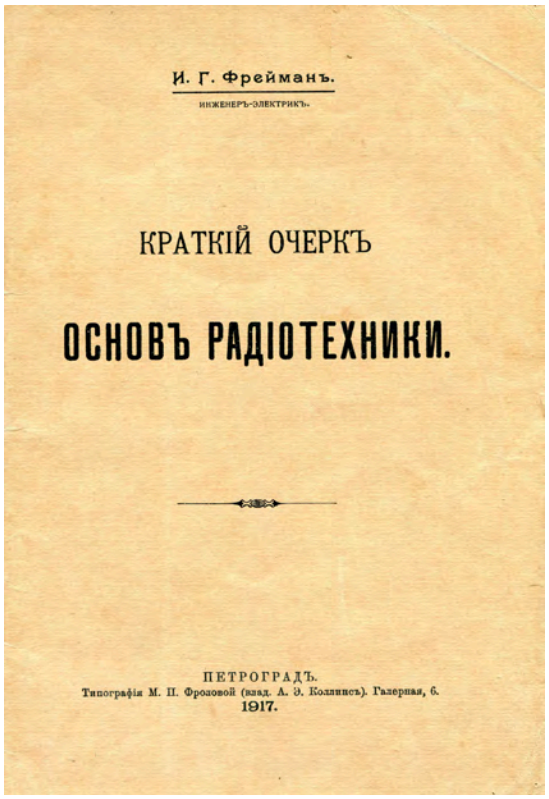

И. Г. Фрейманъ.
ИНЖЕНЕРЪ-ЭЛЕКТРИКЪ.
КРАТКІЙ ОЧЕРКЪ
ОСНОВЪ РАДІОТЕХНИКИ.
ПЕТРОГРАДЪ.
Типографія М. П. Фроловой (наяд. А. Э. Коллинсъ). Галерная, 6.
1917.

Рис. 1 Обложка брошюры «Краткий очерк основ радиотехники».

Fig. 1. The cover of the booklet "Short Essay on the Basics of Radiotechnics"

Термин «радиотехника», по свидетельству историка радиотехники профессора И. В. Бренёва, впервые в отечественной литературе появился именно в работах И. Г. Фреймана [5]. Этот вывод находит подтверждение и в списке литературы, рекомендованной И. Г. Фрейманом в первом его учебнике по радиотехнике −«Курсе радиотехники», изданной в 1924 году, а также в публикациях в России и за границей по дан-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ному научно-техническому направлению, выходивших до 1917 г. Второе, исправленное и значительно доработанное, издание «Курса радиотехники» вышло в 1928 г. Из перечня разделов «Курса» видно, что его содержание позволяло приступить к разработке любого радиотехнического средства, т.к включало анализ и расчет всех составляющих частей, а именно: − источников тока высокой частоты; − источников энергии для генераторов тока высокой частоты; − способов трансформация и косвенного возбуждения колебаний; − управления колебаниями; − радиосети; − условий распространения электромагнитных волн; − приема электромагнитных волн; − использования весьма слабых токов высокой частоты.

В те годы появление книги «Курс радиотехники» (1924 и 1928 гг.) было весьма значительным событием для отечественной электротехнической науки. Можно с полной уверенностью сказать, писал в 1924 году профессор А. А. Чернышев, что эта книга явилась первым в мире учебником радиотехники как инженерной науки [6].

Высказанная Поповым в Записке [4] глубокая мысль о том, что «эта новая область электрических явлений, давшая столь поразительные практические результаты в телеграфировании без проводов на тысячи километров, дает в тоже время столь много новых фактов, так быстро расширяет горизонт, что трудно даже предвидеть пределы ее влияния на учение об электричестве», во многом была раскрыта в трудах профессора И. Г. Фреймана в 1920-е годы, в период перехода радиотехники на новые основания, на новый фундамент – электронные процессы.

В 1924 г. И. Г. Фрейман, мобилизованный в 1919 г. во Флот, был назначен первым председателем секции связи и наблюдения Научно-технического комитета Морских сил РФ. Согласно положению об НТК МС, в ведении секции связи и навигации находились вопросы корабельной радиосвязи на флоте, береговой службы наблюдения и связи, гидроакустики и аэроакустики, визуальной связи и наблюдения, сигнализации невидимыми лучами и кораблевождения. Ученые ЛЭТИ по заданию секции связи НТК МС выполняли НИР по созданию радиотехнических средств для работы в различных диапазонах электромагнитных излучений.

И. Г. Фрейман преподавал в ЭТИ – ЛЭТИ (1916 – 1929), Военно-морской (1922 – 1929) и Военно-инженерной (1922 – 1928) академиях. В ЛЭТИ Имант Георгиевич вел общий и специальный курсы радиотехники, а также смежные дисциплины (электровакуумные приборы, радиоизмерения). В те годы чтение этих курсов означало, в сущности, создание новых научных дисциплин. Здесь ярко проявилось стремление профессора И. Г. Фреймана развить радиотехнику как инженерную науку в отличие от того эмпиризма, который в то время царил в этой области.. Теоретическим вопросам расчета антенных систем была посвящена магистерская диссертация И. Г. Фреймана «О законах подобия радиосетей» (1921), после защиты которой он был утвержден в должности профессора ЭТИ. Кафедра радиотелеграфных станций (проф. Н. А. Скрицкий, 1916 г.) получила в 1921 г. название кафедры радиотехники и стала первой в России кафедрой, выпускавшей инженеров по специальности «радиотехника».

III. Заключение

Процесс развития терминологии в радиотехнике шел от простого указания на тип канал передачи информации, реализуемого с помощью электромагнитных волн (телеграфия и телефония без проводов, беспроволочные телеграфия и телефония), к появлению терминов, несущих большую смысловую нагрузку в названии способа формирования канала связи путем присоединения слова «радио» (радиотелеграфия, радиотелефония, радиотелеграфные станции), а затем и к более широкому понятию «радиотехника». Этот термин был предложен И. Г. Фрейманом, руководителем первой в России кафедры радиотехники, в рамках которой развивались такие научно-технические направления, как радиосвязь и радиотехнические средства (радионавигация, гидроакустика, инфракрасная техника) и электровакуумная техника.



Рис. 2. Профессор Имант Георгиевич Фрейман. 1925 г.

Fig. 2. Professor Imant G. Freyman, 1925

IV. References

1. Тесла Н. Лекция, прочитанная во Франклиновском институте и в Национальной Ассоциации электрического света в Сен-Луи; «La Lumiere Electrique», 49, 192, 239, 287, 338 (1893). // Из истории изобретения и начального периода развития радиосвязи: Сборник документов и материалов / Авторы-сост. Л. И. Золотинкина, Ю. Е. Лавренко, В. М. Пестриков;/ Под. ред. В. Н. Ушакова. – СПб., Наука, 2008. – 240 с.
2. Лифшиц С. Я. Некоторые особенности искрового разряда и его применение к телефонированию без проводов. Доклад, читанный 13-го апреля 1904 года в Русском Физико-Химическом Обществе ЖРФХО. 1904. том XXXVI., вып. 6. стр. 222 – 229.
3. Глущенко А. А. Место и роль радиотехники в модернизации России.− СПб., 2002?, 852 с. С.133 – 142.
4. Попов А. С. Общее направление курса физики и ближайшие задачи научных работ в физической лаборатории Электротехнического института// Сборник документов. К 50-летию радио. Сост. Г. И. Головин и Р. И. Карлина /под ред. М. А. Шателена, И. Г. Кляцкина и В. В. Данилевского - Лениздат, 1945. - 256 с. С. 202 – 203. (ЖРФХО, т.XXXVIII, 1906г. вып.1.)
5. Бренев И. В. Письмо чл.-корр. АН Латв. ССР Я. П. Страдыню. Архив ЦМС. Ф. Радио, оп.1, №36, л.6,7.
6. Чернышев А. А. Проф. И. Г. Фрейман: Курс радиотехники: Специальное пособие для высшей школы // Электричество 1924. № 11. С. 561

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE 15th ANNIVERSARY OF URAL FEDERAL UNIVERSITY DEPARTMENT OF HISTORY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY

Zapariy V. V.
Ural Federal University named after First President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russia
e-mail: vvzap@mail.ru

Abstract — The present paper concerns the Department of History of Science and Technology, and those who deliver course lectures of the discipline of engineering specialties, including radio technical ones.

ПЯТНАДЦАТЬ ЛЕТ КАФЕДРЕ ИСТОРИИ НАУКИ И ТЕХНИКИ УРАЛЬСКОГО ФЕДЕРАЛЬНОГО УНИВЕРСИТЕТА

Запарий В. В.
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
e-mail: vvzap@mail.ru

Аннотация — Содержится информация о кафедре истории науки и техники, читающих курсы по данной дисциплине на инженерных специальностях, в том числе и радиотехнических.

В связи с реформой высшего образования в течение 1990-х гг. шла постепенная организационно-структурная реорганизация Уральского политехнического института (УПИ) как Уральского государственного технического университета (УГТУ). Новый статус учебного заведения требовал и нового осмысления учебных дисциплин, в том числе и гуманитарных. В соответствии с новыми вызовами времени необходимо было их построение как интегральных, устраняющих различия между естествознанием и техникой, с одной стороны, естественнонаучным, техническим знанием и знанием гуманитарным — с другой.

Отражением этих процессов в Уральском государственном техническом университете — УПИ, ныне Уральском федеральном университете им. первого Президента России Б. Н. Ельцина (УрФУ) стало включение в учебные планы инженерно-технических специальностей, в том числе и радиотехнических, новой дисциплины — «Истории науки и техники». Учебные дисциплины «История науки» и «История техники» изучаются в учебных заведениях многих стран мира и передовых вузах страны. Но в нашем вузе она является уникальной интегральной дисциплиной, устраняющей противоречия в понимании различий между естествознанием и техникой, с одной стороны, и гуманитарным знанием — с другой, так как читается как «История науки и техники». При этом дисциплина рассматривается как форма познания единой культуры человечества. В этом качестве она одинаково важна для гуманитарного, естественнонаучного и технического образования.

Кафедра истории науки и техники Уральского государственного технического университета была создана по приказу ректора №454/03 от 06.12.1999 г. Заведующим кафедрой был назначен, а затем и избран В. В. Запарий.

Интегративный курс истории науки и техники состоит из следующих частей: история науки и техники с древнейших времен до современности, в ходе изучения которого будущие инженеры и менеджеры знакомятся с общими закономерностями развития науки и техники на протяжении всей истории человечества; философское осмысление роли и места науки и техники, ее истории и современного состояния, рассмотрение определенных прогностических аспектов; осмысление современного состояния той отрасли человеческого знания, которой будет заниматься будущий специалист. Студенты слушают лекции, пишут рефераты, выступают с сообщениями по рефератам перед своими коллегами. Их работы посвящены важнейшим этапам в развитии науки и техники, деятельности выдающихся ученых или научных школ, изобретениям, истории предприятий или отраслей науки и техники. В завершении дисциплины ими сдается зачет. Учебная дисциплина «История науки и техники» способствует формированию у студентов идей патриотизма и любви к Родине, к своей профессии, своей школе, ответственности инженера как специалиста и гражданина. Кафедра взяла на себя преподавание учебной дисциплины «Концепции современного естествознания» на ряде факультетов. В 2005 г. на кафедре была создана секция КСЕ во главе с доцентом, к. т. н. В. А. Дорошенко.

В декабре 2014 г. у кафедры истории науки и техники состоялся юбилей. За пятнадцать лет существования кафедры накоплен определенный опыт преподавания учебных дисциплин, связанных с историей науки и техники. За это время был составлен и издан ряд учебно-методических пособий с программами дисциплин, которые читает кафедра, издано два варианта курса лекций. Первый, сокращенный был подготовлен профессорами В. В. Запарием и С. А. Нефедовым для студентов-заочников [1], электронный вариант которого имеется на сайтах ряда университетов и образовательных порталов ряда стран: Россия, Белоруссия, Казахстан и Украина в Интернете. Затем было создано объемное, развернутое учебное пособие «История науки и техники», написанное коллективом кафедры (В. В. Запарий, А. В. Бармин, В. А. Дорошенко, Вас. В. Запарий, А. И. Кузнецов, С. А. Нефедов), которое опубликовано рядом изданий [2] и пользуется большой популярностью у студентов, аспирантов и преподавателей. Недавно вышло 4-е исправленное и дополненное издание [3].

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

На кафедре истории науки и техники сложился творческий и работоспособный коллектив. В состав кафедры в определенные годы входили академик РАН, профессора, доценты, старшие преподаватели, преподаватели, ассистенты, аспиранты и соискатели. Так в период с 2009 по 2012 гг. на кафедре работало 24 сотрудника, без аспирантов и соискателей (15 ставок). За последнее время, однако, ситуация сильно изменилась. В настоящее время на кафедре трудится 11 преподавателей на 5,75 ставках, в связи с сокращением учебной нагрузки.

Коллектив кафедры активно занимается научными исследованиями. Им регулярно проводятся всероссийские научные конференции «Урал индустриальный», ставшие заметным явлением в региональной исторической науке. В декабре 2014 г. проведена уже Двенадцатая Всероссийская научная конференция с международным участием. Кроме того, кафедра активно участвует в организации и проведении Всероссийской научно-практической конференции «Татищевские чтения», являясь ее соорганизатором.

Признанием значимости работы коллектива кафедры в деле изучения истории науки и техники стало избрание заведующего кафедрой, профессора В. В. Запария Национальным представителем России в Международном Комитете за Сохранение Индустриального Наследия (TICCIH). Под его руководством в России и на Урале развиваться направление, связанное с сохранением и реабилитацией национального индустриального наследия. Он активно участвует в работе многих международных форумов и представляет там свой родной вуз.

В процессе пятнадцатилетнего периода развития кафедра истории науки и техники стала значительным и активно развивающимся коллективом, имеющим хорошие традиции и перспективы. Опыт кафедры неоднократно обсуждался и пропагандировался на различных форумах [4]. Успешная деятельность кафедры неоднократно становилась предметом научных публикаций. Результат ее деятельности изучался и был одобрен методическим советом Министерства образования и науки РФ по изучению истории в технических вузах [5].

В настоящее время преподаватели кафедры читают такие учебные дисциплины для бакалавров, как «История науки и техники», «Концепции современного естествознания», «История защиты в чрезвычайных ситуации», «Введение в специальность». Большое внимание уделяется работе с магистрами. Для них читаются такие дисциплины как: «История и методология науки», «Методология научных исследований», «История и методология науки и техники в радиоэлектронике», «История и методология оптотехники», «Философские проблемы науки и техники», «Философские проблемы химии / естествознания» и др.

Кафедра позиционирует себя как связующее звено в преподавании студентам университета учебных дисциплин гуманитарного, естественнонаучного и профессионального циклов. Будущее кафедры истории науки и техники должно быть сконцентрировано в структуре инженерного образования.

References

[1] *Запарий В. В., Нефедов С. А.* История науки и техники. Курс лекций. Екатеринбург: Издательство УМЦ УПИ, 2003. 66 с.

[2] История науки и техники: курс лекций / под ред. В. В. Запария. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. 245 с.; История науки и техники: учебное пособие /под ред. В. В. Запария. Изд-е 2-е доп. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2006. 200 с.; История науки и техники: учебное пособие / под ред. В. В. Запария. Изд-е 3-е доп. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2007. 254 с.

[3] *Запарий В. В., Бармин А. В., Дорошенко В. А., Запарий Вас.В., Кузнецов А. И., Нефедов С. А.* История науки и техники. Учебное пособие / под ред. проф. В. В. Запария — 4-е изд., доп. — Екатеринбург: УрФУ, 2014 — 336. с. ил.

[4] *Запарий В. В.* Кафедра и курс истории науки и техники в техническом вузе // Школа-конференция «История металлургии в современной науке и образовании. Сборник докладов. МИСИС. Москва. 2008. С. 10 — 12; *Запарий В. В., Бармин А. В.* Преподавание истории науки и техники в современном вузе // Известия Уральского федерального университета. Серия.1. 2013. №3 (116). С. 63 — 70.

[5] *Вельможко И. Н.* преподавание истории в Уральском федеральном университете: реалии и перспективы // Наше Отечество. Страницы истории: Сборник научных трудов. Выпуск десятый / Под общ. ред. профессора В. С. Порохни. — М., ВИНИТИ — Наука, 2014. С. 133 — 141.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

STUDY OF ELECTRONICS HISTORY IN A TECHNICAL UNIVERSITY

Sharygina L. I., Sharygin G. S.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia
Ph.: +7 (3822) 413670, e-mail: gssh@mail.tomsknet.ru

Abstract — The present paper concerns using electronics as an example to show the necessity to study history while being a student of a high technical school. They would like to show the goal of the study and its importance for a young specialist. The forms and the content of the subject to study are proposed. There is also given the review of methodical material.

ИЗУЧЕНИЕ ИСТОРИИ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ В ТЕХНИЧЕСКОМ ВУЗЕ

Шарыгина Л. И., Шарыгин Г. С.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр-т Ленина,40, Томск, 634050, Россия
тел.: (3822) 413670, e-mail: gssh@mail.tomsknet.ru

Аннотация — В докладе обосновывается необходимость изучения истории техники в высших технических учебных заведениях на примере истории радиоэлектроники. Раскрывается цель такого изучения и его значение для подготовки молодого специалиста, обладающего необходимыми компетенциями. Предлагаются формы и содержание учебного процесса, и делается обзор необходимого учебно-методического обеспечения.

I. Введение

Подготовка инновационно-активных специалистов в высшей школе требует привития им способности совершенствовать и развивать свой интеллектуальный и общекультурный уровень, порождать новые идеи в своей профессиональной области. Это предусмотрено государственными стандартами подготовки бакалавров, инженеров и магистров.

Креативность студентов и выпускников вузов поддерживается их профессиональной ориентацией, интересом к профессии и лучше всего воспитывается на исторических примерах развития той области знания, которой они посвящают свою жизнь. Поэтому изучение истории техники, открытий, изобретений и достижений прошлых поколений имеет первостепенное значение в воспитании молодого специалиста.

II. Содержание изучения истории радио

База для изобретения радио и последующего бурного развития радиоэлектроники закладывалась на протяжении двух столетий. Временем великих изобретений была первая половина двадцатого века, когда эти изобретения следовали одно за другим: вакуумный диод, электронная лампа, передающая и приемная телевизионные трубки, а на грани пятидесятых годов – полупроводниковые приборы.

Середина XX века и последующие десятилетия ознаменовались настоящей революцией в области элементной базы радиоэлектроники. Появились полупроводниковые приборы и электронные вычислительные устройства. Существенное уменьшение размеров и массы радиодеталей, появление интегральных схем и микросборок, освоение новых электронных приборов, в частности, оптического диапазона, привело к качественным изменениям во всей радиотехнике. Однако все достижения второй половины XX века оказались возможными благодаря тому научно-техническому заделу, изобретениям и разработкам, которые были созданы в первые десятилетия века.

В истории радиоэлектроники выделяется ряд основных разделов, подлежащих изучению.

- XVIII век – изобретение источников электричества.
- Первые шаги телеграфа.
- Исследования в области электричества.
- Телеграф и телефон.
- Медицинское применение электромагнитных волн.
- Изобретение радио.
- Первые опыты радиосвязи.
- Радиопередающие устройства.
- Электронная лампа.
- Приборы сверхвысоких частот.
- История электромузыкальных инструментов.
- Антенны.
- Радиоприемные устройства.
- Радиовещание.
- Мобильная связь.
- Телевидение.
- Радиосвязь в военном деле.
- Радиолокация.
- Радиоэлектронная разведка и борьба.
- Транзисторы.

Эти разделы не равноценны, в зависимости от профиля подготовки специалистов некоторые из них могут быть опущены или сокращены.

Области применения радиоэлектроники на протяжении десятилетий непрерывно расширялись. Осваивались новые диапазоны волн, в основном, в сверхкоротковолновой части спектра. Усиливалось взаимодействие с другими отраслями науки и техники – математикой, физикой, автоматикой, кибернетикой, акустикой. При проектировании радиоаппаратуры все больше стали применяться методы оптимизации. Повышались требования к показателям качества радиосистем, для их оценки использовались предельные соотношения: теорема Шеннона для оценки предельной пропускной способности линий связи, теорема Котельникова при разработке дискретных устройств, неравенство Крамера-Рао для определения минимально достижимых ошибок измерительных систем и устройств. Все эти особенности должны найти свое место при изучении истории радио.

III. Системный подход

История технических достижений человечества увлекательна и поучительна. Изучение истории способствует пониманию исторического процесса разви-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

тия радиоэлектроники и роли личностей в техническом прогрессе, является стимулом для инноваций и изобретательской деятельности студентов.

Изучение истории великих изобретений приводит к выводу о том, что каждое такое изобретение представляет собой не событие, а процесс, длительный, полный ошибок, противоречий и частичных достижений, процесс, в который вовлекается большое количество людей в разных странах.

Ярким примером такого процесса является изобретение радио. Еще в 1864 г. американец М. Лумис дал первое описание беспроводной системы, с помощью которой он продемонстрировал в 1866 г. связь на расстоянии 22,5 км (рис. 1). В 1879 г. англичанин Д. Хьюз продемонстрировал аппаратуру, которая могла генерировать и обнаруживать электромагнитные волны на расстоянии 450 м. В 1882 г. А. Долбер (США) получил патент на систему беспроводной передачи и приема с использованием катушки индуктивности, микрофона, приемной телефонной трубки

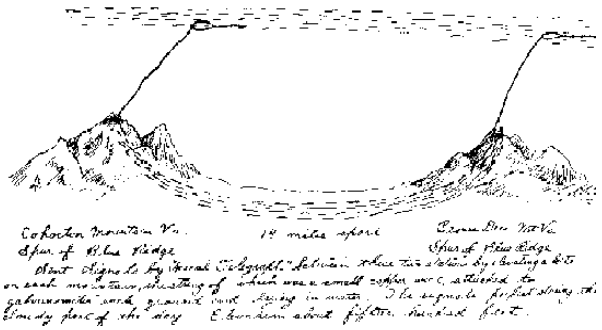


Рис. 1. Рисунок и описание системы М. Лумиса.

Fig. 1. M. Lumis picture and system description

и батарей. В 1886 г. Г. Герц в Германии начал эксперименты, в которых генерировались, излучались и детектировались волны длиной 5 м и 50 см. Герц опубликовал свои результаты в 1888 году. В начале 1893 г. Н. Тесла (США) на лекции в Филадельфии продемонстрировал передачу сигнала с помощью искрового передатчика с LC-цепью, приемника и двух антенн. В этом же году эксперименты по передаче радиосигнала проводил бразильский священник и ученый Р.Л. де Мора. В 1894 г. англичанин О. Лодж на собрании Британской ассоциации продемонстрировал передачу сигналов азбуки Морзе без проводов. Сигнал был обнаружен по отклонению стрелки гальванометра на расстоянии 180 футов за двумя каменными стенами. Наконец, 7 мая 1895 г. наш соотечественник А.С. Попов впервые продемонстрировал работу «прибора для обнаружения и регистрирования электрических колебаний», который откликался на посылки волн от «герцевского вибратора», возбуждаемого катушкой Румкорфа, на расстоянии 25 метров. В том же году итальянец Г. Маркони передал и принял сообщение на расстоянии 1,75 мили в Болонье, а индийский физик Дж. Бозе передал и принял сигнал в диапазоне 2,5-5 мм на расстоянии, почти равном миле. Схема приемника Маркони, опубликованная в 1897 г., схожа со схемой Попова и основана на тех же принципах. Научный и технический уровень исследований в области электромагнитных волн был таков, что неизбежно приводил разных исследователей к сходным результатам. В 1896 г. Н. Тесла сумел передать сигналы с использованием созданного им высокочастотного трансформатора на расстояние 32 км.

Описанный пример, характерный и для других открытий и изобретений, наглядно показывает, сколь сложным является процесс научно-технического прогресса. Однако он же демонстрирует неотвратимость этого прогресса. Если условия для открытия созрели, оно обязательно состоится.

IV. Учебно-методическое обеспечение

В Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники создана научно-методическая база изучения мировой истории развития радиоэлектроники. В учебные планы подготовки бакалавров и магистров по направлениям «Радиотехника» и «Инфотелекоммуникационные технологии и системы связи», а также в учебный план специалитета по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы» введено изучение истории радиоэлектроники в объеме около 100 часов, половина из которых отводится на лекции и практические занятия. Разработана серия учебных пособий [1-3], рабочие программы и серии компьютерных презентаций. Вопросы истории радиоэлектроники и ее изучения обсуждались на российских и международных научных конференциях [4, 5]. Практические занятия по истории радио проводятся в интерактивной форме, студенты делают обзорные доклады по истории разработки теории радиотехники, создания ключевых устройств и систем. Используется также посещение музеев техники с составлением отчетов.

Хотя отдельные исторические эпизоды используются преподавателями с самого начала обучения студентов, в частности, в курсе «Введение в специальность», учебные планы предусматривают систематическое изучение истории радиоэлектроники на последнем или предпоследнем году обучения. К этому времени студенты достаточно подготовлены, чтобы осознать значение исторических фактов и событий для развития радио и его применений в современных условиях, использовать уроки истории в собственной инновационной деятельности.

V. Заключение

Изучая историю радиоэлектроники, студенты приобщаются к миру романтиков и изобретателей, когда радиотехника становилась основой мировой технической революции и все новые и новые фантастические достижения вливались в копилку человеческой цивилизации. Сотни тысяч и миллионы людей – и специалистов, и просто радиолюбителей – были участниками этого процесса. Каждый год ознаменовывался новыми открытиями и изобретениями.

Задача изучения истории радиоэлектроники в вузе – вовлечь студентов в этот процесс и тем самым заложить основу для инновационной деятельности молодых специалистов и дальнейшего ускорения научно-технического прогресса в области радио.

VI. References

[1] Sharygina L.I. *Istoriya radioelektroniri. Kniga 1. Isobretenie radio* [Radio electronics history. Book 1. Radio invention]. Tomsk, AOI Publishing House, 2004. 184 p.

[2] Sharygina L.I. *Russian Electronics Chronology*. Tomsk, TUCSR Publishing House, 2010. 95 p.

[3] Sharygina L.I. *Sobytiya I daty v istorii radioelektroniki* [Developments and dates in radio electronics history]. Tomsk, TUCSR Publishing House, 2011. 307 p.

[4] Sharygina L. History of TV in Siberia. *HISTELCON 2010. Conference Proceedings*. Madrid, 2010. 4 pp.

[5] Sharygina L.I., Sharygin G.S. New Russian Educational Program for Engineer Training in the Field of Radar and Remote Sensing. *IGARSS 2012. Preliminary Symposium Proceedings*. Munich, 2012, pp. 7361-7364.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MAIN STAGES OF RADIO ENGINEERING EDUCATION AT UrFU NAMED AFTER THE FIRST PRESIDENT OF RUSSIA B. N. YELTSIN

Zaitseva E. V.
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russia
tel.: +79222136373, e-mail: katia_zai@mail.ru

Abstract — The present paper proposes the development periodization of Radio engineering education by example of Ural Federal University, Institute of Radioelectronics and Information Technologies. Altogether 6 development stages of radio engineering education are highlighted to solve different problems, which were set by the society to the issue of the organization department being conditioned by science and engineering development.

ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБРАЗОВАНИЯ В УРФУ ИМЕНИ ПЕРВОГО ПРЕЗИДЕНТА РОССИИ Б. Н. ЕЛЬЦИНА

Зайцева Е. В.
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: +79222136373, e-mail: katia_zai@mail.ru

Аннотация — В статье предлагается периодизация развития радиотехнического образования на Урале на примере Уральского федерального университета, Института радиоэлектроники и информационных технологий; всего выделено 6 этапов развития радиотехническиого образования, на которых решались различные задачи, которые ставило перед данным структурным подразделение общество, обусловленные развитием науки и техники.

I. Введение

Изобретение радио А. С. Поповым создало совершенно новую технико-технологическую картину развития мировой цивилизации и в конечном итоге привело мир к информационной революции — проникновению в нашу жизнь радиотехники в форме компьютеров, сотовых телефонов и распространения баз данных. В связи с расширением использования радиотехнических устройств в промышленности, военном деле, в повседневной жизни, возникла необходимость в подготовке специалистов в промышленных регионах страны. Используя методологию наших коллег[1], в данной статье предпринята попытка сформулировать основные этапы радиотехнической подготовки на Урале, на примере УрФУ.

II. Основная часть

В дореволюционный период обучение радистов осуществлялось в Петербургском техническим училище почтово-телеграфного ведомства. Конечно развитие радиотехники не могло осуществляться без широкой подготовки соответствующих специалистов в данной области. Она начала осуществляться в период индустриализации СССР. В 20-30-е годы подготовка инженеров в области автоматики и радиотехники первоначально велась в Москве, Ленинграде. В 1921 году создается Московский электротехнический институт связи. В 30-е годы начали свою работу Ленинградский электротехнический институт связи, Одесский электротехнический институт связи и Московский энергетический институт. В 30-50-е годы идет процесс формирования в составе втузов радиотехнических факультетов, начинается создание радиотехнических институтов.

Это приводит к тому, что в послевоенный период появляются факультеты радиотехники и автоматики в институтах Харькова, Киева, Таганрога, Томска, Рязани и других.

После войны, в связи с развитием атомной и космической промышленности, которая во многом располагалась на Урале, возникла необходимость подготовки таких специалистов и на Урале. Ускорило открытие радиотехнического факультета в Уральском политехническом институте, то, что здесь в 1949 году был открыт физико-технический факультет, который готовил специалистов для ядерной отрасли. Именно тогда было запланировано создание и радиотехнического факультета.

В 1951 году энергетический факультет осуществил прием студентов на первый курс радиофака. И только 18 января 1952 года, приказом министерства высшего образования СССР был назначен первый декан еще не созданного радиотехнического факультета. Им стал доцент Валентин Георгиевич Степанов. Приказом по УПИ №210 от 21 февраля 1952 года, предписывалось создать план развертывания деятельности радиотехнического факультета.

Этапы развития радиотехнического образования в УрФУ:

1 этап — 50-е годы XX века — становление факультета, создание основных кафедр и открытие специальностей, кадрово-научная поддержка Москвы;

Тогда было создано три кафедры. Это кафедры теории автоматических процессов, аппаратуры автоматического управления и теоретических основ радиотехники. На первом курсе учились 200 студентов. Первые годы шло становление факультета. Уже в 1954 году на РтФ существует семь кафедр, здесь работают уже 24 преподавателя, обучается почти 600 студентов. Именно тогда закончили радиофак первые 15 студентов, переведенные в свое время с энергетического факультета. В 1957 году начаты работы в области научных исследований, в том числе по заказу министерства обороны. В конце 50-х гг. на факультете создается студенческое конструкторское бюро, которое было первым в институте и одним из первых в стране.

2 этап — 60-е годы XX века — формирование кадрового потенциала, развитие кафедральных структур, строительство студенческого корпуса и общежития факультета;

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Студенты радиофака занимались не только учебой и наукой, но и активно участвовали в студенческом строительном движении. За 1962-1963 годы студенты радиофака построили 11 студенческий корпус.

3 этап — 70-е годы XX века — открытие новых направлений, в том числе научных. Тесное сотрудничество с предприятиями региона и создание научно-исследовательских структур на факультете.

В 1970 году радиофак переехал в новое здание — 6 учебный корпус. В 1971 году была защищена первая докторская диссертация выпускником радиофака. Им стал выпускник 1957 года В.А. Панченко. К своему 20-летию, в 1972 году радиофаком было подготовлено более 5 тыс. инженеров по пяти специальностям. На факультете, в этот период, действует 9 кафедр, обучается около 1,5 тыс. студентов, работает более 400 преподавателей и сотрудников. В 1974 году на факультете организовывается отраслевая научно-техническая лаборатория и первое научно-исследовательское подразделение.

4 этап — 80-е годы XX века — совершенствование научных направлений РтФ, создание новых кафедр и организация всесоюзных конференций;

Развиваясь в более спокойных условиях, без обременительных дополнительных наборов, кафедры радиотехнического профиля сумели создать четко работающую систему подготовки кандидатов наук через аспирантуру, основой которой была организация научно-исследовательских работ на базе НИЛ «Электрон». В дальнейшем на базе этой лаборатории была создана проблемная научно-исследовательская лаборатория «Протон» во главе с к.т.н., доцентом Ю.Т. Кармановым, а в 1987 году ПНИЛ реорганизована в научно-исследовательский институт цифровых систем (НИИЦС). Директором института назначен Ю.Т. Карманов, в настоящее время - профессор, доктор технических наук [2].

5 этап — 90-е годы XX века — начало компьютеризации РтФ, создание научных центров, новых кафедр;

1992 г. Факультету исполнилось 40 лет. Выпущено 12 тысяч специалистов. Подготовка ведется по 7 специальностям. На факультете более 170 персональных ЭВМ, используемых студентами в учебном процессе и научных исследованиях. На базе УГТУ и РТФ создан Екатеринбургский территориальный научный центр Академии инженерных наук Российской Федерации (АИН РФ), а с 1994 г. — Уральское отделение АИН РФ. Президентом Уральского отделения и вице-президентом АИН РФ избран академик, профессор, д.т.н., заслуженный деятель науки и техники РФ, заведующий кафедрой Автоматики и управления в технических системах В.Г. Лисиенко. 1995 г. Факультет торжественно отметил 100-летие изобретения радио проф. АС. Поповым. 1996 г. На кафедре ТПРА открыт учебно-научный центр «Motorola» первое подразделение на РТФ, которое выполняет совместные работы с иностранной фирмой. 1997 г. Открыт прием студентов на новые специальности: «Сети связи и системы коммутаций», «Средства связи с подвижными объектами» и «Информационные технологии в науке и образовании». 1998 г. Открыт прием студентов на новые специальности: «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» и «Защищенные телекоммуникационные системы». Заведующий кафедрой АУТС профессор В.Г. Лисиенко становится первым в УГТУ-УПИ лауреатом премии правительства Российской Федерации. 1999 г. Открыт прием студентов на новые специальности «Комплексное обеспечение информационной безопасности в АСУ» и «Информационно-измерительная техника и технологии». На РТФ создана кафедра «Мультимедиа технологии» (зав. кафедрой профессор, доктор физико-математических наук А.Н. Красовский). При кафедре АУТС создан научно-исследовательский институт проблем энергосбережения и автоматики (НИИ ПЭА), (научный руководитель — В.Г. Лисиенко) [3].

6 этап — 2000-е годы — получение радиотехническим факультетом статуса института, переход на бакалавриат и магистратуру.

2002 году радиотехническому факультету исполняется 50 лет. 2005 г. Радиотехнический факультет стал институтом. 2011 г. Радиотехнический институт переименован в Институт радиоэлектроники и информационных технологий. Два года назад, в 2012 г. ИРИТ-РТФ отметил очередной свой юбилей, но с годами качество его работы только увеличивается.

60 лет — не слишком большой возраст для института, но за этот срок ему удалось собрать достаточно много талантливых людей, интересных и важных событий[4].

На сегодняшний день ИРИТ-РТФ ведет 14 профилей бакалавриата, 4 направления специалитета, 20 образовательных программ магистратуры. Радиотехнический институт оснащен современным оборудованием, его лаборатории и вычислительные классы соответствуют современным международным требованиям. В институте работает 254 преподаватель, из них 14 академиков, 27 докторов наук и 127 кандидатов наук, обучается более 2200 студентов.

III. Заключение

Таким образом, можно утверждать, с одной стороны, что зарождение и развитие радиотехнического образования на Урале предопределено временем и общетехническим развитием общества. С другой, этапы развития радиотехнического образования в УрФУ в целом соответствуют общему развитию технического, в частности радиотехнического образования в России, Хотя и имеют свои особенности.

IV. References

[1] Shaposhnikov G.N, Zapariy V.V. On The Problem Of Periodization Of The National Domestic Telecommunication Complex History / 2014 24th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technologies" (CriMiKo'2014). Conference Proceedings. September 7—13, 2014. — Sevastopol: Veber Publishing, 2014. — Vol. 1. Pp. 41-42.

[2] Infotainment youth portal for students of Yekaterinburg and other cities of Russia (electronic resource) / URL: http://www.student66.ru/article/99/ (date of treatment 10/02/2015).

[3] We are the children of Popov: historical overview of the Institute of Radio Electronics and Information Technology graduates in 2014 / O.A. Gusev, S.T. Knyazev, D.V. Astretsov. — Yekaterinburg: Real: Media, 2014. — p.42.

[4] Knyazev S.T., Gusev O.A., Titova N.O., IRIT-RTF Creates Its Own "Time Machine" / 2014 24th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technologies" (CriMiKo'2014). Conference Proceedings. September 7—13, 2014. — Sevastopol: Veber Publishing, 2014. — Vol. 1. Pp.71-72.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SELF-PLAGIARISM IN SCIENTIFIC WORKS: REALITY OR MYSTICS?

Shtennikov V. N., Zyablova A. Yu., Chaikov M. Yu.
Ural Federal University (UFU) named after B.N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russia.
tel.: 8-9222206712, E-mail: dom2067@mail.ru

Abstract — The term “self-plagiarism” is not correct and therefore should be removed from use. Negative attitude to an author who uses his work in any legal way is absurd and illegal. Attempts to use the term “self-plagiarism” are unreasonable desire of some persons, those who are not familiar with the fundamentals of the economy and copyright, deprive authors of scientific works to cover their expenses and attract potential customers and commercialize the study results.

САМОПЛАГИАТ В НАУЧНЫХ РАБОТАХ: РЕАЛЬНОСТЬ ИЛИ МИСТИКА?

Штенников В. Н., Зяблова А. Ю., Чайков М. Ю.
Уральский федеральный университет (УрФУ) им. Б. Н. Ельцина, 620002, Россия
г. Екатеринбург, ул. Мира, 19; тел.: 8-9222206712, E-mail: dom2067@mail.ru

Аннотация — Термин самоплагиат не корректен и потому должен быть выведен из употребления. Негативное отношение к автору, использующему своё произведение любыми законными способами абсурдно и незаконно. Попытки использовать термин самоплагиат — это необоснованное стремление граждан, не знакомых с основами экономики и авторского права, лишить авторов научных произведений окупить свои затраты, привлечь потенциальных клиентов и коммерциализировать результаты исследований.

I. Введение

Искоренение плагиата напрямую зависит от активности позиции именно научных работников, а не правоведов, депутатов, чиновников. К сожалению, до сих пор основополагающие соглашения в области интеллектуальной собственности готовятся под диктовку работников сферы бизнеса и торговли [1].

С другой стороны, в литературе иногда появляется схожее по звучанию понятие «самоплагиат». Интересно отметить, что термина «самоплагиат» нет в словарях. С большими усилиями обсуждаемую тему удалось обнаружить и в научной литературе.

Со ссылкой на источник [3] автор работы [2] приводит следующее определение обсуждаемого термина: «повторная публикация самим автором значительных по объему и идентичных (или очень близких) по форме и содержанию частей собственных произведений без указания на то, что они уже были опубликованы ранее (или одновременно)».

Таким образом, налицо необходимость проведения всестороннего анализа, с целью выяснения некорректности, соответствия действующему законодательству в области интеллектуальной собственности, так и в сфере инноваций, целесообразности с позиции научных разработок.

II. Основная часть

Самоплагиат — сложное слово, состоящее из термина «плагиат» (присвоение) и «само» — по отношению к себе. Но присвоение возможно только в отношении чужой собственности, поэтому, в первую очередь, понятие самоплагиат — некорректный термин. Вместо него следовало бы употреблять другие термины, например: самокопирование (от самоцитирование), автокопирование (от автопортрет).

Во-вторых, в международном и национальном законодательстве термин «Самоплагиат» не используется, что совершенно логично с точки зрения самой сути института интеллектуальной собственности. Более того, запрет на копирование автору (правообладателю) произведения с точки зрения авторского права абсурден. Вступление положений о «самоплагиате» в законную силу означало бы «смерть» исполнительству, как для авторов произведений, так и для авторов исполнений. Все рыночные отношения, сфера шоу-бизнеса, искусство, наука, производство основаны на создании и распространении копий. Запрет на копирование продуктов (товаров и услуг) своей интеллектуальной деятельности противоречит международному праву, национальным институтам интеллектуальной деятельности, включая ГК РФ. Изначально именно автору, а не третьему лицу принадлежат все права на использование произведения, включая право на копирование: первоначально только автору принадлежит право в течение определённого срока, ограниченного законодательством, «нарушать» антимонопольное право. Почему третье лицо может использовать произведение, например, по лицензии, в учебных и научных целях, а автор — нет?

В-третьих, вступление самоплагиата в законную силу означало бы уничтожение международной системы менеджмента качества, т.к. последняя предписывает повторять исполнение процедур любым из работников организации в соответствии с правилами и регламентами.

В-четвёртых, самоплагиат в науке — это уничтожение её основ, т.к. наука держится на воспроизводимости (повторяемости) в копии полученных результатов (исполнений): нет воспроизводимости — нет экспериментального подтверждения закономерности — нет науки.

В-пятых, содержание любого произведения не охраняется авторским правом и потому самоплагиат содержания произведения — это перегиб в квадрате, а термин «значительный по объёму» не конкретен.

В-шестых, если речь всё — же идёт о использовании (заимствования части или всего первоначального произведения) — то это приводит к созданию производного произведения, законность чего закреплено в п/п 1 п. 2 ст. 1259 ст. ГК РФ: «К объектам авторских прав относятся производные произведения, то есть произведения, представляющие собой переработку другого произведения;».

Считается, что автор, занимающийся плагиатом, умышленно создает у читателя ложное впечатление

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

самостоятельности создания содержащегося в статье материала, авторства. Именно факт ложного впечатления, формируемого у читателя, обман его ожиданий должен называться «самоплагиатом». На самом деле присвоения авторства нет, текст публикации написан самостоятельно, и именно тем, кто указан в качестве автора.

Довольно часто бывает ситуация, когда разрабатываемая тема довольно оригинальна и поэтому ссылки о предыдущих исследованиях возможны только на собственные работы. В этой ситуации представляется достаточно разумным пойти на компромисс: использовать как собственный материал, так и указать ссылки на ранее опубликованные статьи. Именно такой вариант освещения научных результатов принят в международном научном сообществе. Как правило, итог любого исследования обнародуется поэтапно.

«Первоначально основные результаты исследований докладывается на конференции, где подвергается всестороннему обсуждению и анализу. После этого автор публикует свою работу в научном журнале с хорошей репутацией, разместив в статье ссылку на конференцию, на которой докладывались данные материалы [2]. Именно такой подход реализует всестороннее рассмотрение работы до ее представления на суд широкой научной общественности.

Наиболее дико, с нашей точки зрения, воспринимается термин «самоплагиат» с позиции охраны, так называемых, составных произведений, которые по определению имеют 100% заимствований причем не авторских. Получается, что произведение, полностью составленное из заимствований охраняется авторским правом, а произведение, с использованием собственных разработок, в глазах инициаторов применения упомянутого термина, лишено новизны.

В области искусства узаконены два вида вознаграждений: авторские отчисления за использование произведений и исполнений, а также знаменитый «налог с болванок Михалкова» [4]. Перечисленных вознаграждений для авторов научных произведений и авторов исполнений научных произведений институтом интеллектуальной собственности не предусмотрено [5].

Таким образом, возникают серьёзные сомнения в заботе законодателя о создании условий для коммерциализации знаний. Скорее наоборот: основная причина их низкой коммерциализации — закрепление в интеллектуальном праве комплекса положений, фактически исключающих охрану научных произведений [6], вступление в законную силу догмы «субъектиной новизны» (новизны для себя), блокирующей усилия по повышению уровня выпускных аттестационных работ, отсутствие выплат за создание и исполнения научных работ, отсутствие налога, аналогичного налогу на болванки Михалкова» [7, 8].

Негативное отношение к использованию автора права копировать результат своей творческой деятельности, на наш взгляд, могло возникнуть только у людей, незнакомых с основами экономики.

Действительно, производство единицы любого продукта тем дешевле, чем больше её серийность. В случае с научными произведениями наблюдается аналогичная картина: основные затраты связаны с его созданием (поиск, подбор, анализ источников, формулировка гипотезы, подготовка и осуществление эксперимента, уточнение первоначальной гипотезы, описание полученных результатов) и не зависят от серийности. Таким образом, инициаторы использования термина самоплагиат не понимают, что серийность любого продукта при фиксированной оплате за единицу не может быть ниже определённой. Следовательно, использование понятия самоплагиат не корректно и не правомерно. Обвинять автора научного произведения только в том, что он стремится законным способом окупить свои затраты, коммерциализировать результат своей интеллектуальной деятельности, по меньшей мере — бестактно.

Одним из существенных мотивов занятия интеллектуальным трудом является возможность озвучить себя, то есть быть упомянутым в качестве автора произведения. Но, с одной стороны тиражи научной периодики, в настоящее время, невелики, с другой стороны, их номенклатура больше чем была раньше, а любому ученому крайне важно донести плоды своего творчества максимальному числу коллег [9].

III. Заключение

Термин «самоплагиат» не корректен и потому должен быть выведен из употребления. При необходимости, вместо него следовало бы использовать словосочетания самокопирование по аналогии с термином «самоцитирование».

Использование понятия «самоплагиат» противоречит самой сути интеллектуального права. Запрет на копирование именно тому лицу, которому принадлежат все права на использование произведения — абсурдно.

Введение и использование надуманного понятия «самоплагиат» говорит о низкой квалификации инициаторов введения упомянутого термина.

Попытки использовать термин «самоплагиат» — это стремление ещё в большей степени ухудшить положение авторов произведений, в первую очередь — научных, в части коммерциализации их разработок.

IV. References

[1] Shtennikov, V.N., Zyablova, A. Y. Plagiarism in scientific works: Reasons and what is to be done. CriMiCo 2014 — 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings.

[2] *Котляров И. Д.* Самоплагиат в научных публикациях // Научная периодика: проблемы и решения. 2011, № 4, с. 6—12.

[3] Self-plagiarism. In: Plagiarism. // Wikipedia. Доступно онлайн по адресу: http:// en.wikipedia.org/wiki/Plagiarism. Проверено 08.07.2011.

[4] *Штенников В. Н.* О вознаграждении авторов, исполнителей и изготовителей фонограмм и аудиовизуальных произведений // Биржа интеллектуальной собственности. Том X, № 1, 2011, с. 33—35.

[5] *М. Ю. Чайков, В. Н. Штенников, О. Ю. Чайкова.* Публикация в научно-технических изданиях как наиболее экономичный способ формирования и поддержания имиджа промышленного предприятия // Компоненты и технологии. № 1, 2006, с. 8—9.

[6] *В. Н. Штенников, М. З. Файзуллин.* Проблемы инвентаризации научных произведений // Университетское управление: практика и анализ. № 2, 2009, с. 42—44.

[7] *В. Н. Штенников.* Защита результатов интеллектуальной деятельности в электронной отрасли // Компоненты и технологии. № 6, 2010, с. 10—13.

[8] *В. Н. Штенников, И. А. Беляева.* Коллизии авторского права. Форма или содержание? // Компоненты и технологии. № 11, 2006, с. 12—13.

[9] *Чайков М. Ю., Чайкова А. М.* Товарный знак как объект авторского права // Маркетинг в России и за рубежом, № 5. 2007, с.44—46.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

FRACTAL-SCALING OR SCALE-INVARIANT APPROACHES OF RADIOLOCATION: A LOOK FROM THE JUBILEE 2015

Potapov A. A.
Kotel'nikov Institute of Radio-Engineering and Electronics of RAS
11-7, Mokhovaya Str., Moscow, 125009, Russian Federation
Tel. +7-495-6293406, e-mail: potapov@cplire.ru

Abstract — Mathematical and physical problems originated in use of author proposed global fractal-scaling method and existing fractional derivatives are considered. Some issues and principles of building the fractal radars, which are most significant for engineering design, have been considered. The author has been doing it for exactly 35 years and there are the big results. A potential of the fractal-and-scaling processing of the data of synthetic-aperture radar (SAR) of air and space deploying has been demonstrated for solving up-to-date problems of the radar including an automatic detection of various objects. The results of big practical and scientific importance obtained by the author were published in four summary reports of the Presidium of Russian Academy of Science (2008, 2010, 2012, 2013) and in the report for the Government of Russian Federation (2012).

ФРАКТАЛЬНО-СКЕЙЛИНГОВЫЕ ИЛИ МАСШТАБНО-ИНВАРИАНТНЫЕ ПРИНЦИПЫ РАДИОЛОКАЦИИ: ВЗГЛЯД ИЗ ЮБИЛЕЙНОГО 2015 ГОДА

Потапов А. А.
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
Моховая, 11-7, Москва, 125009, Россия
Тел.: 495-6293406; E-mail: potapov@cplire.ru

Аннотация — Рассмотрены математические и физические проблемы, возникающие при использовании предложенного автором глобального фрактально-скейлингового метода и существующего метода дробных операторов. Рассмотрены некоторые, наиболее важные для инженерного проектирования вопросы и принципы построения фрактальных радиолокаторов. Этим автор занимается ровно 35 лет и с большими результатами. Продемонстрирована перспективность применения фрактально-скейлинговой обработки данных РСА авиационного и космического базирования для решения современных задач радиолокации, в том числе и автоматического обнаружения разнообразных объектов. Полученные автором результаты крупной научной и практической значимости были опубликованы в четырех отчетных докладах Президиума Российской академии наук (2008, 2010, 2012, 2013) и в докладе Правительству Российской Федерации (2012).

I. Введение

В настоящее время в радиофизике, радиоэлектронике и обработке многомерных сигналов преимущественно, привычно и повсеместно используются целочисленные меры (интегралы и производные целого порядка), гауссовская статистика, марковские процессы и т.п. Замечу, что теория марковских процессов достигла уже своего насыщения и исследования проводятся на уровне резкого усложнения синтезированных алгоритмов. Улучшение классических радиолокационных обнаружителей сигналов и их математическое обеспечение, по-сути, достигло своего насыщения и предела. Это заставляет изыскивать принципиально новые пути решения проблемы увеличения чувствительности или повышения дальности действия различных радиосистем, в том числе, и радиолокаторов.

При фрактально-скейлинговом подходе, предложенном и развиваемом автором в течение 35 лет, описание и обработка сигналов и полей проводится исключительно в пространстве дробной меры с применением гипотез скейлинга и распределений с тяжелыми хвостами. Необходимо сказать, что вся современная радиотехника базируется на классической теории целочисленной меры и целочисленного исчисления. Таким образом, исторически "за бортом" оказалась обширная область математического анализа, называемая дробным исчислением, имеющая дело с производными и интегралами произвольного (вещественного или комплексного) порядка, а также и вся теория фракталов (!). Радиолокационные системы следует рассматривать принципиально с точки зрения открытых динамических систем. В основе данной работы лежат многолетние идеи автора о необходимости перехода в науке к введенному им "фрактальному мышлению".

На деле это означает, перефразируя слова С.М. Рытова о "нелинейном мышлении" (из его интервью от 19 февраля 1991 г.), найти математические средства, научиться мыслить понятиями этой математической теории, сделать эти понятия своими, привыкнуть к ним. Тогда и появится новая интуиция.

Цель работы – рассмотреть использование теории фракталов и эффектов физического скейлинга в разработке новых информационных технологий на примерах решения фундаментальных радиолокационных проблем с выходом на новейшие фрактально-скейлинговые или масштабно-инвариантные принципы в современной радиолокации. Данными вопросами, а именно, основами и созданием нового вида радиолокации (и радиотехники), автор занимается в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 35 лет.

II. Основная часть

В различных областях математики возникают множества в том или ином смысле пренебрежимо малые и неразличимые в смысле меры Лебега. Для различения таких множеств с патологически сложной топологической структурой необходимо привлекать нетрадиционные характеристики малости, например, емкость, потенциал, меры и размерность Хаусдорфа и т.п. Наиболее плодотворным оказалось применение дробной размерности Хаусдорфа [1, 2], тесно связанной с понятиями энтропии, фракталами

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

и странными аттракторами в теории динамических систем. Понятие меры и размерность Хаусдорфа – одно из тех обязательных понятий, не усвоив которых органически, ни один исследователь не может стать специалистом по фракталам и детерминированному хаосу. Эта дробная размерность определяется *p* - мерной мерой с произвольным вещественным положительным числом *p*, которую ввел Хаусдорф в 1919 г. В общем случае понятие меры не связано ни с метрикой, ни с топологией. Однако мера Хаусдорфа может быть построена в произвольном метрическом пространстве на основе его метрики, а сама размерность Хаусдорфа связана с топологической размерностью [2]. Эволюция взглядов автора и развитие на сегодняшний момент в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН “фрактальной идеологии” [2] показаны на рис. 1 (автором опубликовано по этой тематике более 700 научных работ, в том числе 20 монографий).

Все направления на рис. 1 представлены в устном докладе. Основным свойством фракталов является нецелое значение их размерности.

Разрабатываемые автором текстурные и фрактальные цифровые методы обработки многомерных сигналов (рис. 1) позволяют частично преодолевать априорную неопределенность в радиолокационных задачах с помощью *геометрии или топологии выборки* - одномерной или многомерной. При этом большое значение приобретают топологические особенности выборки [2], а не усредненные реализации, имеющие зачастую другой характер.

Речь в моих исследованиях идет, главным образом, о *максимуме топологии и сингулярности при минимуме энергии* сигнала [2].

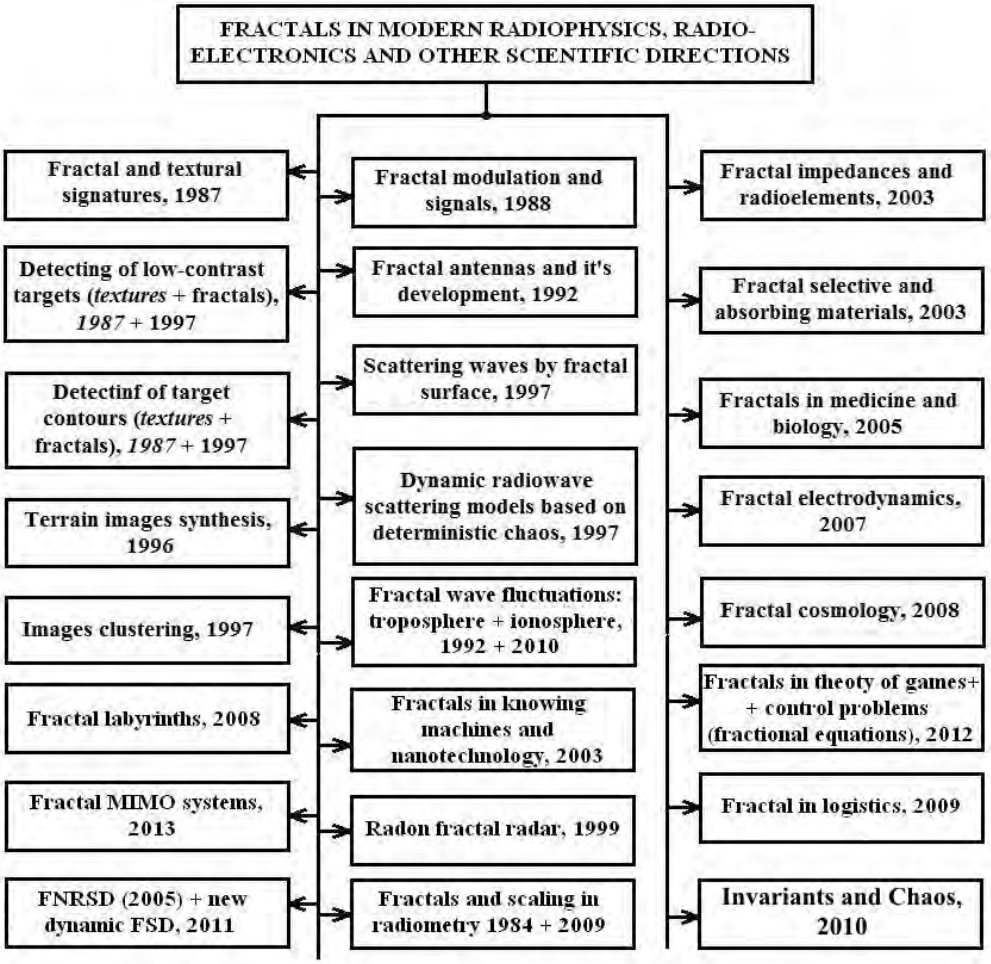


Рис. 1. Эскиз развития автора новых информационных технологий на основе фракталов, дробных операторов и эффектов скейлинга.

Fig. 1. Sketch of author's development of new information technologies based on fractals, fractional operators and scaling effects

III. Заключение

Результаты и выводы, полученные автором, имеют большой инновационный потенциал, реализация которого обеспечит решение ряда современных задач радиофизики, радиотехники, радиолокации, связи и управления, позволит обеспечить новое качество систем обнаружения и распознавания, развитие информационных технологий и повышение конкурентоспособности отечественных изделий [2]. По-видимому, это все и есть те самые прорывные информационные технологии, столь необходимые России сегодня. Запад этого еще не достиг.

IV. References

[1] Rogers C.A., *Hausdorff Measures*. London, Cambridge University Press, 1970. 179 p.

[2] Potapov A.A. *Fraktaly v radiofizike i radiolokatsii: Topologiya vyborki* [Fractals in Radiophysics and Radiolocation: Topology of sample]. Izd. 2-e, pererab. i dop. [Ed. 2nd, revised. and enlarged]. Moscow, Universitetskaya kniga Publ., 2005. 848 p.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

STANDARDIZATION HISTORICAL ASPECTS FOR PCB CALCULATIONS

Ievlev V. I.
Institute of Radio Engineering and Information Technologies, Ural Federal University
32, Mira Str., Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
Ph.: «343» 374-52-92, e-mail: v.i.ievlev@urfu.ru

Abstract — The main stages of standardization calculations of basic geometric parameters (BGP) of PCB are discussed. The comparison of methods for calculating the lands brought by domestic standards of different years of release is presented. Lagging of work in the field of standardization of technological calculations of PCB BGP errors are noted.

ИСТОРИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ СТАНДАРТИЗАЦИИ РАСЧЕТОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

Иевлев В. И.
Институт радиоэлектроники и информационных технологий,
Уральский федеральный университет
ул. Мира, 32, Екатеринбург, Свердловская обл., 620002, Россия
тел.: «343» 374-52-92, e-mail: v.i.ievlev@urfu.ru

Аннотация — Рассматриваются основные этапы стандартизации расчетов основных геометрических параметров печатных плат (ОГП ПП). Приводятся сравнение методик расчета контактных площадок, приводимых в отечественных стандартах разных годов выпуска. Отмечается отставание работ в области стандартизации технологических расчетов погрешностей ОГП ПП.

I. Введение

При проектировании и изготовлении печатных плат (ПП) важной и многократно повторяемой задачей считается расчет основных геометрических параметров (ОГП), приведенных на рис. 1.

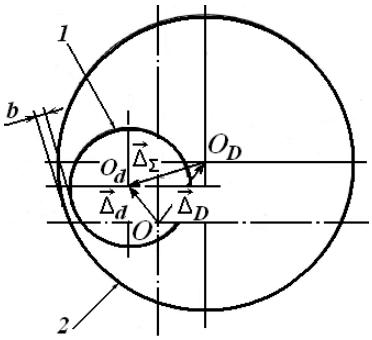


Рис. 1. Произвольное взаимное расположение отверстия (1) и окружающей его контактной площадки (2):

0 – номинальное положение центра отверстия (ОТ) и окружающей его контактной площадки (КП); 0_d – фактическое положение центра ОТ; 0_D – фактическое положение центра КП; $\vec{\Delta}_d$ – радиус-вектор смещения центра ОТ относительно номинального положения; $\vec{\Delta}_D$ – радиус-вектор смещения центра КП относительно номинального положения; $\vec{\Delta}_\Sigma$ – радиус-вектор отклонения центра ОТ относительно центра КП; b – гарантийный поясок КП

Fig. 1. Arbitrary relative positioning of a hole (1) and its surrounding land (2)

0 – the nominal position of the hole center and the surrounding land; 0_d – the actual position of the hole center; 0_D – the actual position of the land center; $\vec{\Delta}_d$ – the radius vector of displacement of the hole center the relative nominal position; $\vec{\Delta}_D$ – the radius vector of displacement of the land center with respect to the nominal position; $\vec{\Delta}_\Sigma$ – the radius vector of the hole center deviation from the land center; b – annular ring.

ОГП ПП связаны между собой следующими соотношениями:

$$\vec{\Delta}_\Sigma = \vec{\Delta}_d - \vec{\Delta}_D; \quad b = 0{,}5\,(D-d) - \left|\vec{\Delta}_\Sigma\right|, \qquad (1)$$

где: D и d – диаметры КП и ОТ, соответственно.

Соотношения (1) лежат в основе конструкторских и технологических расчетов ОГП ПП.

Конструктор определяет допуски на размеры ОТ (Δd) и КП (ΔD), допуски на расположение ОТ (T_d) и КП (T_D), а также рассчитывает минимальный диаметр КП (D_{min}) с целью определения места для трассировки.

В задачи технолога входят расчеты (исходя их характеристик технологического процесса: точности оборудования, параметров основных и вспомогательных материалов и т.д.) значений ожидаемых погрешностей размеров и расположения ОГП (с последующим сравнением их с допусками), а также определение D_{min} для фотошаблона, что позволило бы (с учетом всех погрешностей изготовления) обеспечить выполнение значения *b* при минимальной себестоимости.

В 60-х гг. в стране начинает развиваться серийное производство ПП, для коммутации первых отечественных микросхем разрабатываются многослойные ПП (МПП) – все это привело к необходимости стандартизации задач проектирования и изготовления ПП и МПП.

II. Основная часть

Согласно первому отечественному стандарту по конструированию ПП [1], много лет используемому на радиоэлектронных предприятиях, расчет (D_{min}) производился по формуле

$$D_{min} = d + 2b + C, \qquad (2)$$

где: C – суммарный коэффициент, учитывающий все производственные погрешности размеров и расположения КП и ОТ; в зависимости от класса точности

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ПП или МПП (А или Б) значения коэффициента составляли 0,7 и 0,5, соответственно.

Выражение (2) и значения коэффициентов были заимствованы из американского военного стандарта MIL-STD-275, «Printed Wiring for Elecntronic Equipment». Классы точности ПП определялись ее габаритами и возможностями предприятия-изготовителя. Но методики определения этих возможностей (т.е. решения технологической задачи) не существовало. Поэтому на некоторых предприятиях, изготавливающих наиболее сложные ПП и МПП, проводились исследования по определению погрешностей выполнения отдельных операций и разрабатывались методики определения коэффициентов С. Одно из таких исследований было оформлено в виде очередного стандарта [2], в котором для расчета диаметра КП использовалось выражение

$$D_{min} = d + 2b + 1{,}5h_{ф} + C \qquad (3)$$

где: $1{,}5h_{ф}$ - толщина фольги диэлектрика.

Коэффициент С в формуле (3) не зависел от габаритов и класса точности и определялся простым суммированием около полутора десятков производственных погрешностей, числовые значения, которых были приведены там же. Например: погрешность положения КП на слое МПП из-за нестабильности линейных размеров – 0...0,10%; погрешность диаметра КП на фотошаблоне – 0,1...0,3 мм и т.д. Конструктор, выполняя расчеты, обычно сначала выбирал средние значения и, если результат его не устраивал, мог взять и минимальные, не оставляя, тем самым, никаких шансов изготовителю. По существу, конструктор указывал технологу, с какой точностью он должен выполнять каждую технологическую операцию, что нельзя было считать вполне корректным.

К концу 70-х г.г. в стране было принято решение – считать проектирование и технологию ПП и МПП в принципе освоенными и выпустить по этой теме серию ГОСТов. Не смотря на абсурдность своей методики, авторам стандарта [2] удалось «протолкнуть» ее практически без изменений в ГОСТ [3], который (как и остальные ГОСТы этой серии) был издан с устрашающей надписью жирным шрифтом «Несоблюдение стандарта преследуется по закону». Небольшое отличие заключалось в том, что коэффициент С выбирался в зависимости от трех классов точности, числовые значения погрешностей отсутствовали и их должны были рассчитывать технологии на предприятии-изготовителе, но по определенным ГОСТом правилам.

Стандарт [3] вызывал много нареканий, так как оказался неудобным для конструкторов и практически бесполезным для технологов. Поэтому было принято решение вновь «обратиться за помощью» к американским стандартам, в результате чего появился новый вариант ГОСТа [4] с расчетной формулой, заимствованной из [5]

$$D_{min} = \left(d + \Delta d_{ВО}\right) + 2b + \Delta t_{ВО} + 2\Delta d_{ТР} + \left(T_d^2 + T_D^2 + \Delta t_{ПО}^2\right)^{1/2},$$

где: $\Delta d_{в.о}$— верхнее предельное отклонение диаметра ОТ; $\Delta t_{во}$ — верхнее предельное отклонение диаметра КП; $\Delta d_{тр}$ — значение подтравливания диэлектрика в ОТ (для некоторых типов МПП); $\Delta t_{по}$ — нижнее предельное отклонение диаметра КП.

Значения допусков выбирались в зависимости от пяти классов точности. Эта же формула сохранилась в следующей редакции ГОСТа [6], в которой было добавлено два более жестких класса точности (и исчезла пугающая надпись).

Многочисленными исследованиями установлено, что производственные погрешности изготовления ПП и МПП представляют собой случайные величины, для описания которых больше подходят вероятностные методы. В работах [7, 8] приводятся результаты таких исследований с разработкой математических моделей ОГП МПП, устанавливающих взаимосвязь между характеристиками технологического процесса и погрешностями ОГП МПП.

На основе полученных математических моделей могут решаться два вида задач:

1) расчет ожидаемой точности параметров МПП, планируемых к изготовлению (задача анализа);

2) определение требований к точности технологического оборудования, характеристикам основных (фольгированных диэлектриков) и вспомогательных (фотопленок) материалов, необходимых для изготовления МПП заданного класса точности (задача синтеза).

Для доведения этих работ до уровня стандартов требуются дополнительные исследования и сбор статистических данных о точности изготовления ПП и МПП на основных предприятиях-изготовителях. В настоящее время работы в этом направлении проводятся, в основном, на чистом энтузиазме, например учениками проф. Медведева А.М. (МАИ).

III. Заключение

Показана актуальность работ по стандартизации конструкторских и технологических расчетов ОГП ПП и МПП.

Отмечено существенное отставание работ по унификации и стандартизации технологических расчетов ОГП ПП и МПП, что существенно ограничивает возможности отечественного производства электронной техники.

IV. References

[1] *ОСТ4 ГО.010.011*. Платы печатные. Конструирование : введ. 01.07.71.

[2] *ОСТ4 ГО.010.209*. Платы печатные. Конструирование : введ.01.07. 78.

[3] *ГОСТ 23751—79*. ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ. Требования и методы конструирования : введ. 01.07.80.

[4] *ГОСТ 23751—86*. ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ. Основные параметры конструкции : введ. 01.07.86.

[5] *IPC-ML-910A*, Design and End Production Specification for Rigid Multilayer Printed Boards, August 1976.

[6] *ГОСТ Р 53429—2009*. ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ. Основные параметры конструкции : введ. 01.07.2010.

[7] Ievlev V.I. *Issledovanie i razrabotka matematicheskykh modeley tochnosti nekotorykh parametrov mnogosloynykh pechatnykh plat : dis. ... kand. tekhn. nauk* [Research and development of mathematical models for the accuracy of some parameters of multilayer printed boards: candidate's dissertation]. Moscow, 1980. 242 p.

[8] Ievlev V.I. *Veroyatnostnye metody v konstruirovanii i proizvodstve mnogosloynykh pechatnykh plat* [Probabilistic methods in the design and manufacture of multilayer printed boards]. Sverdlovsk, UPI, 1989. 60 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

FEATURES OF INVESTIGATION OF INCIDENTS OF INFORMATION SECURITY IN THE TELECOMMUNICATIONS SECTOR

Troshina S. M.
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russia
Ph.: +7-961-77-11-393, e-mail: troshina-svetlana63@mail.ru

Abstract — The present paper concerns the proposals to bring the Russian state standard 18044-2007 under Russian criminal law and criminal procedure law, the development of international procedural regulations on the investigation of incidents of information security, taking into account peculiarities of telecommunications, introducing it into an intelligent system, thus ensuring the admissibility of evidence for trial.

ОСОБЕННОСТИ РАССЛЕДОВАНИЯ ИНЦИДЕНТОВ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СФЕРЕ

Трошина С. М.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
19, ул. Мира, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: +7-961-77-11-393, e-mail: troshina-svetlana63@mail.ru

Аннотация — Внесены предложения по приведению ГОСТ Р 18044-2007 в соответствии с российским уголовным и уголовно-процессуальным законодательством, разработке международных процессуальных правовых актов по проведению расследования инцидентов информационной безопасности с учетом особенностей телекоммуникации, внедрив его в интеллектуальную систему, т. о. обеспечив допустимость доказательств для суда.

I. Введение

Объектом научного исследования является ГОСТ Р ИСО/МЭК ТО 18044-2007 «Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Менеджмент инцидентов информационной безопасности», правовым источником которого являлся ISO/IEC 18044:2004, пересмотренный в ISO/IEC 27035:2011 [1] для повышения уровня информационной безопасности в телекоммуникационных сетях.

II. Основная часть

В результате применения метода сравнительного правоведения выявлено противоречие норм ГОСТ Р 18044-2007 нормам УК РФ, УПК РФ и федеральному закону «О государственной судебно-экспертной деятельности в Российской Федерации» и оригинальному тексту ISO/IEC 27035:2011.

Более того, в ГОСТ Р 18044-2007 на сотрудников ГРИБ неправомерно возложены процессуальные функции должностных лиц правоохранительных органов, осуществляющих досудебное производство по уголовным делам, а также функции судебных экспертов.

Так, в пункте 8.5.5 ГОСТ Р ИСО/МЭК ТО 18044-2007 говорится об обязанности сотрудников ГРИБ провести «правовую экспертизу» в целях доказательства значительного инцидента ИБ структурными методами и определить: какие из доказательств могут использоваться в ходе «судебного расследования». Экспертное заключение является допустимым доказательством, если экспертиза проводится в соответствии с федеральным законом от 31.05.2001 № 73-ФЗ (ред. от 25.11.2013) «О государственной судебно-экспертной деятельности в Российской Федерации» государственными судебно-экспертными учреждениями. Основаниями производства судебной экспертизы являются определение суда, постановления судьи, или лица, производящего дознание, или следователя [2.ст.19]. Государственным судебным экспертом является аттестованный работник государственного судебно-экспертного учреждения, производящий судебную экспертизу в порядке исполнения своих должностных обязанностей [2. ст.12]. В соответствии со статьей 80 УПК РФ эксперт дает экспертное заключение, содержание исследования и выводы по вопросам, поставленным перед экспертом лицом, ведущим производство по уголовному делу.

В п. 8.5.5. ГОСТ Р 18044-2007 регламентируется проведение проверки «следственными методами» лицами, не имеющими процессуального статуса, в результате доказательства ими собранные – недопустимые. Недопустимые доказательства не имеют юридической силы и не могут быть положены в основу обвинения, а также использованы для доказывания любого из обстоятельств, подлежащих доказыванию [3.ст.ст.75.73,ч.ч.2,3,4ст.88]. В ходе следственных действий составляются протоколы [3. ч.1ст.166], которые являются допустимыми доказательствами, если они соответствуют требованиям, установленным УПК РФ [3. ст.83]. В случаях НСД для осмотра помещения и выемки документов и вещественных доказательств предусмотрен судебный порядок получения разрешения на производство следственных действий [3.ст.ст.29,165], в том числе на получении информации о соединениях между абонентами и (или) абонентскими устройствами [3. ст. 29]. В случае, когда производство выемки не терпит отлагательств, то следователь или дознаватель в течение 24 часа с момента начала производства следственного действия уведомляет судью и прокурора. Судья выносит постановление о их законности или незаконности [3.п.5ст.165]. Носители информации в порядке ст. 86 УПК РФ допускаются в качестве доказательств, если изложенные в них сведения имеют значение для установления обстоятельств, подлежащих доказыванию.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

В ч. 3 п. 8.5.5 ГОСТ Р 18044-2007 содержится ошибочная квалификация кибер-преступлений, как мошенничество, хищение и вандализм. Однако в п. 8.4.1 ГОСТ Р 18044-2007 содержится перечень возможных инцидентов в результате НСД чрез телекоммуникационные сети: несанкционированное раскрытие информации, несанкционированная модификация информации, отказ от имеющейся информации, недоступность информации и (или) сервера, уничтожение информации и (или) сервера. Инциденты соответствуют статьям 272, 273, 274 УК РФ.

На этапе «Использование» основная задача ГРИБ – сохранить следы преступления, обеспечить сохранность улик и вещественных доказательств. Действия руководителя ИБ и ГРИБ при инциденте - незамедлительное сообщение в органы МВД, и обеспечение неприкосновенности места совершения преступления и улик. Квалификация следователем производится по совокупности преступлений, например, Архангельск, уголовное дело № 30/2011 по обвинению гр. Г. в совершении преступлений, предусмотренных ч.3 ст. 30 и ч.2 ст. 272, ч.2 ст. 272, ч.1 ст. 273, ч.4 ст. 33 и ч.1 ст. 273, ч.4 ст. 150 ч.1 и ч.2 ст. 165 УК РФ, а также гр. П. в совершении преступлений, предусмотренных ч.2 ст. 272 и ч.1 ст. 273 УК РФ (создание вредоносных программ, при помощи которых осуществлялся неправомерный доступ к компьютерам через сеть Интернет) [5.2].

В случае отсутствия события преступления или состава преступления компетентными должностными лицами правоохранительных органов выносится постановление об отказе в возбуждении уголовного дела [3. ст. 24].

Особенности расследования инцидентов ИБ в телекоммуникационной сфере состоят в возложении на сотрудников ГРИБ взаимоисключающих обязанностей. С одной стороны, в соответствии с п. 8.5.12 ГОСТ Р 18044-2007 в случае преднамеренной атаки на информационную систему сервер и (или) сеть сотрудники оставляют их подключенными к Интернету и др. сетям с целью обеспечения правильного функционирования критически важных бизнес-приложений, а также осуществляют сбор наиболее полной информации о нарушителе, при условии его неосведомленности о ведении за ним внешнего наблюдения. На случай его осведомленности блокируются его действия по нанесению вреда атаковой системе, быстро отключается атаковая система, сервис и (или) сеть, применяются средства аутентификации и активизируются методы наблюдения. Однако, с другой стороны, в соответствии с УПК РФ сотрудники ГРИБ, принимая на себя процессуальный статус свидетелей, обязаны сохранить в неприкосновенном виде доказательства НСД. Данная особенность необоснованно не учтена международными и национальными нормативными актами.

Основной деятельностью ГРИБ является создание локальных нормативных инструкций, устанавливающих порядок работы со средствами хранения, обработки или передачи охраняемой компьютерной информации информационно-телекоммуникационными сетями и оборудованием в ведомстве или организации. В ГОСТ Р 18044-2007 данный вид работы разъясняется в разделе 7: этап «Планирование и подготовка».

Проведенные исследования убеждают в необходимости объединения совместных усилий в разработке ГОСТ Р и локальных нормативных актов по ИБ специалистов ведомственной принадлежности и юристов. В этом случае правовая экспертиза принесет несомненную пользу.

Противоречия в действующих нормативных актах России следует преодолеть, приведя содержание ГОСТ Р ИСО/МЭК ТО 18044-2007 в соответствие с УК РФ, УПК РФ и федеральным законом от 31.05.2001 № 73-ФЗ «О государственной судебно-экспертной деятельности в Российской Федерации».

Во избежание ошибочности перевода оригинальных международных правовых актов возрастает необходимость привлекать лиц, имеющих правовую компетенцию с последующим проведением комплексной правовой экспертизы.

Отсутствие универсальных международных кодификационных правовых актов в области ИБ и телекоммуникации приводят к ошибочности правового регулирования по обеспечению оперативного расследования инцидентов в телекоммуникации на национальном уровне. Задачи Комиссии международного права ООН: принять международный процессуальный нормативный акт расследования инцидентов ИБ в телекоммуникации, внедрив его в интеллектуальную систему, т.о. обеспечив допустимость доказательств для суда.

III. Заключение

В работе получен оптимальный (в рамках заданных условий) алгоритм совершенствования международного и национального информационного законодательства с целью унификации процесса расследования инцидентов ИБ с учетом особенностей телекоммуникационной сферы.

Конкретизация полученного алгоритма для решения конкретной практической задачи позволяет получить допустимые для досудебного и судебного расследования доказательства, полученные сотрудниками ГРИБ с применением интеллектуальных систем в телекоммуникации.

IV. References

[1] ГОСТ Р ИСО/МЭК ТО 18044-2007 «Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Менеджмент инцидентов информационной безопасности» (утв. приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 27 декабря 2007 г. № 513-ст) // Электронный ресурс [режим доступа]: http://base.garant.ru/70246074/#ixzz3LDoKiPfU

[2] Федеральный закон от 31.05.2001 № 73-ФЗ (ред. от 25.11.2013) «О государственной судебно-экспертной деятельности в Российской Федерации» // Электронный ресурс [режим доступа]: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_154774/

[3] Федеральный закон от 18.12.2001 № 174-ФЗ (ред. 24.11.2014) «Уголовный процессуальный кодекс Российской Федерации» // Электронный ресурс [режим доступа]: http://www/consultant.ru/

[4] Федеральный закон от 13.06.1996 № 63-ФЗ (ред. 24.11.2014) «Уголовный кодекс Российской Федерации» // Электронный ресурс [режим доступа]: http://www/consultant.ru/

[4] Методические рекомендации по осуществлению прокурорского надзора за исполнением законов при расследовании преступлений в сфере компьютерной информации, утверждены Генеральной прокуратурой Российской Федерации //Электронный ресурс [режим доступа]: http://www.genproc.gov.ru/

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

1—18 GHz MULTICHANNEL MICROWAVE RECEIVER WITH FREQUENCY-SEPARATED CHANNELS

Ignat'ev A. P., Solov'ev O. G., Levashov A. V., Kochetkova E. V., Gudkova O. A.
JSC "Scientific and Production Enterprise "Salyut-25"
7, Larina st., Nizhny Novgorod, 603600, Russian Federation
Ph.: (831) 466 31 20, e-mail: salut-25@list.ru

Abstract — This article presents the broadband multi-channel microwave receiver with frequency division multiplexing. Operating range of 1—18 GHz. There are diagrams of microwave channels upper and lower frequency subbands, the way of building and design features of the receiver.

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ СВЧ ПРИЕМНЫЙ МОДУЛЬ ДИАПАЗОНА 1—18 ГГц С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Игнатьев А. П., Соловьев О. Г., Левашов А. В., Кочеткова Е. В., Гудкова О. А.
ЗАО «Научно производственное предприятие «Салют-25»
ул. Ларина,7,г. Нижний Новгород, 603600, Россия
тел.: (831) 466 31 20, e-mail: salut-25@list.ru

Аннотация — В статье представлены результаты разработки широкополосного многоканального СВЧ приемника с частотным разделением каналов диапазона 1—18 ГГц. Приведена схема построения СВЧ тракта верхних и нижних частотных поддиапазонов. Рассмотрен способ построения и особенности конструкции приемника для обеспечения частотного разделения каналов.

I. Введение

При поиске и обнаружении СВЧ сигналов в эфире, а также при изучении спектров астрономических объектов и научных исследованиях [1-3] возникает необходимость в широкополосных многоканальных СВЧ приемниках. При разработке подобных систем ключевую роль играет соотношение между временем, необходимым для анализа частотного диапазона и технологической сложностью реализации.

При построении приемника возможно использовать архитектуру анализатора спектра с перестраиваемым гетеродином и преселектором. Однако в этом случае анализ производится в части диапазона, а во время перестройки частоты гетеродина происходит потеря информации.

Реализация приемника с независимыми каналами обработки сигналов значительно увеличивает сложность системы и её стоимость. Разумным решением с точки зрения технологической сложности, стоимости изделия и затрачиваемым на анализ сигнала временем является приемник с независимыми группами каналов обработки и быстрой коммутацией частотных поддиапазонов.

II. Основная часть

Разработанный модуль приемника состоит из переключателя входных сигналов, СВЧ малошумящего усилителя (МШУ) с регулируемым коэффициентом усиления, частотно разделительного устройства (ЧРУ, мультиплексор) для разделения частотных диапазонов, а так же независимых каналов фильтрации, обработки и переноса спектра СВЧ сигналов на частоту ПЧ.

На входе модуля приемника установлены СВЧ переключатели для коммутации входных сигналов от трех различных источников, а также СВЧ МШУ. Входной МШУ необходим для снижения общего коэффициента шума приемника и компенсации потерь ЧРУ и фильтров. Структурная схема входного СВЧ тракта изображена на рис. 1.

Для регулировки коэффициента усиления используются управляемые дискретные СВЧ аттенюаторы. Переменный коэффициент передачи обеспечивает устройству широкий динамический диапазон.

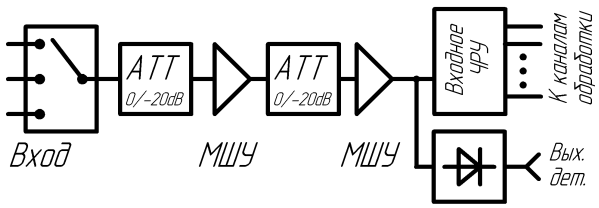


Рис. 1. Структурная схема входного СВЧ тракта.

Fig. 1. Block diagram of the input microwave channel

Входное частотно разделительное устройство осуществляет предварительную селекцию на девять частотных поддиапазонов. ЧРУ реализован на основе направленных ответвителей на связанных линиях различной длины. Подобная конструкция позволяет снизить потери при делении СВЧ мощности между каналами (по сравнению с широкополосными делителями мощности), обеспечивает развязку между каналами и предварительную частотную селекцию.

После этого осуществляется дальнейшее разделение на поддиапазоны одинаковой ширины и их фильтрация полосно-пропускающими фильтрами (ППФ). На выходе каждого из фильтров установлен диодный детектор для регистрации наличия СВЧ сигнала в канале приема. ППФ собраны в блоки по четыре штуки. На выходе каждого блока установлен быстродействующий СВЧ переключатель, обеспечивающий время отклика системы не более 0,3мкс. Структурная схема блока из четырех каналов показана на рис. 2.

Фильтры каналов приема реализованы на основе микрополосковых ППФ на связанных линиях с 6…8 резонаторами и дополнительными ФНЧ для подавления паразитных полос пропускания, а также высокодобротных режекторных фильтров для увеличения крутизны фронтов.

В приемном модуле совмещены супергетеродинный и детекторный приемники. Такое решение позволяет осуществлять поиск сигналов в различных частотных поддиапазонах и анализировать их.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

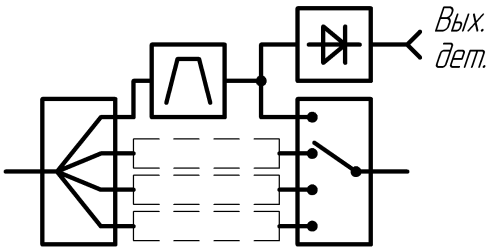


Рис. 2. Структурная схема блока каналов обработки.

Fig. 2. Block diagram of the processing unit

Приемник прямого усиления позволяет получать информацию о наличии и амплитуде принятых сигналов. Затем каждый частотный диапазон обрабатывается супергетеродинным приемником, что дает возможность производить анализ спектрального состава принятых сигналов, при этом обеспечивая необходимую чувствительность.

В зависимости от частотного диапазона применяются два варианта схем построения приемников. В нижних частотных поддиапазонах приемник построен по схеме с двойным преобразованием частоты, рис. 3. Сначала производится преобразование сигнала вверх, частотная селекция и преобразование вниз на частоту ПЧ. Данная архитектура выбрана для исключения проникновения гармоник сигнала и гетеродина, а также их комбинационных составляющих и различных паразитных продуктов преобразования на частоту ПЧ. Подавление зеркального канала осуществляется фильтрами преселектора, уровень подавления более 60 дБ.

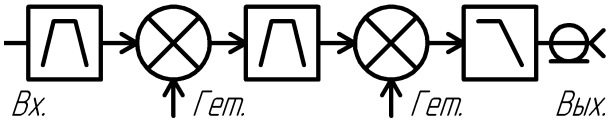


Рис. 3. Структурная схема СВЧ тракта приемника нижних частотных поддиапазонов.

Fig. 3. Block diagram of the lower frequency channells

В верхних частотных поддиапазонах используется схема с одним преобразованием частоты так как частоты сигнала и гетеродина находятся далеко от частоты ПЧ. Структурная схема канала СВЧ приемника показана на рисунке 4.

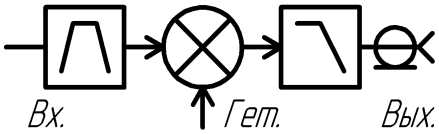


Рис. 4. Структурная схема приемника верхних частотных поддиапазонов.

Fig. 4. Block diagram of the upper frequency channells

Конструктивно приемник выполнен в виде герметичного гибридно-интегрального модуля, в состав которого входят микрополосковые элементы СВЧ тракта, бескорпусные и корпусные навесные компоненты, кристаллы активных элементов. Отдельные каналы смонтированы на основаниях.

Для обеспечения герметичности корпус опаивается крышкой, производится откачка воздуха и заполнение аргоном. В основаниях предусмотрены выборки под СВЧ канал. После регулировки над каналом устанавливаются металлические крышки с радиопоглощающим материалом для исключения взаимного влияния. Размеры канала выбираются исходя из обеспечения запредельного волновода на рабочей частоте.

СВЧ входы модуля выполнены в виде герметичных переходов типа СРГ-50-751 ФВ. Для ввода питания, управления и вывода сигналов детекторов используются разъемы типа СНЦ42. Внешний вид модуля показан на рисунке 5. Габаритные размеры устройства 40х170х260 мм.

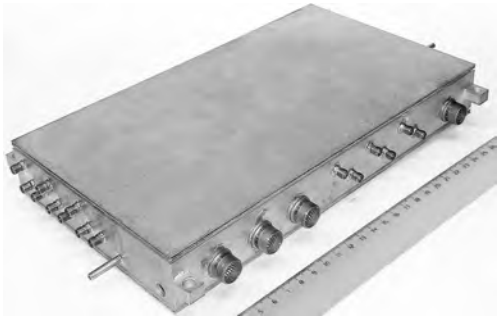


Рис. 5. Модуль СВЧ приемника.

Fig. 5. The microwave receiver device

Основные параметры приемного модуля:

– диапазон входных частот 1—18 ГГц;

– 34 канала приема с приемниками прямого усиления;

– девять независимых каналов приема с супергетеродинными приемниками;

– коэффициент шума супергетеродинных приемников не более 5 дБ;

– полоса ПЧ супергетеродинных приемников не менее 600 МГц.

Работа выполнена в 2010 году и завершена разработкой и поставкой заказчику двух полнофункциональных образцов приемных модулей.

III. Заключение

1. Приемный модуль позволяет в реальном времени обнаруживать сигналы в диапазоне 1-18ГГц, совмещает достоинства приемника прямого усиления и супергетеродинного приемника.

2. Наличие в каждом канале приема детекторного приемника позволяет обнаруживать СВЧ сигналы и принимать решение об их дальнейшей обработке. При этом данные приемники просты по архитектуре, широкополосны и не требуют сигнала гетеродина.

3. Супергетеродинные приемники блоков каналов и быстродействующие ключи позволяют анализировать частоты и спектральный состав принятых сигналов, а также обеспечивают высокую чувствительность и широкий динамический диапазон.

IV. References

[1] V.N. Radzihovskij, S.E. Kuz'min,V.B. Hajkin *Mnogokanal'nyj priemnik millimetrovogo diapazona s razdeleniem kanalov po radio chastote* [Multichannel receiver with a millimeter wave division multiplexing radio frequency], VRK-2012, St. Petersburg, pp.144-148.

[2] Bogod V.M., Alesin A.M., Pervakov A.A. *Radioteleskop RATAN-600 v 24 cikle solnechnoj aktivnosti. Mnogooktavnyj spektral'no-poljarizacionnyj kompleks vysokogo razreshenija dlja solnechnyh issledovanij*. [RATAN-600 radio telescope in 24 solar activity cycle. II. Multi-octave spectral and polarization high-resolution solar research system] Astrofizicheskij bjulleten' , T. 66, № 2, 2011, pp. 223–233.

[3] Hajkin V.B., Radzihovskij V.N., Kuz'min S.E. *Vysokotochnye radiometry na 22 GHz i 36 GHz dlja nepreryvnogo monitoringa pogloshhenija atmosfery na radioteleskope RATAN-600.* [High-precision radiometers at 22 GHz and 36 GHz for continuous monitoring of atmospheric absorption of the RATAN-600], VRK-2011, St. Petersburg, 2011, pp.24-25.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MICROWAVE cm- AND mm-BAND RECEIVERS WITH IMAGE CHANNEL PHASE SUPPRESSION

Tarasov V. N., Ignat'ev A. P., Solov'ev O. G., Ustinov A. V., Levashov A. V., Isaev E. E.
JSC "Scientific and Production Enterprise "Salyut-25"
7, Larina st., Nizhny Novgorod, 603600, Russian Federation
Ph.: (831) 466 31 20, e-mail: salut-25@list.ru

Abstract — The article contains results of microwave image rejection receivers development, design of its microwave part and parameters overview. Article describes microwave mixers design and sensitivity problems, parameters of receivers with image rejection and receivers based on balanced mixers.

СВЧ ПРИЕМНИКИ см- И мм- ДИАПАЗОНА С ФАЗОВЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА

Тарасов В. Н., Игнатьев А. П., Соловьев О. Г., Устинов А. В., Левашов А. В., Исаев Е. Е.
ЗАО «Научно производственное предприятие «Салют-25»
ул. Ларина,7,г. Нижний Новгород, 603600, Россия
тел.: (831) 466 31 20, e-mail: salut-25@list.ru

Аннотация — Представлены результаты разработки СВЧ приемников с фазовым подавлением зеркального канала, приведена схема построения СВЧ канала. Описана схема построения СВЧ смесителя, обсуждаются вопросы повышения чувствительности, произведено сравнение параметров с приемником на основе балансного смесителя без СВЧ МШУ.

I. Введение

В задачах радиосвязи и радиолокации при работе с сигналами малой мощности, сопоставимой с уровнем шумов, становится актуальной задача увеличения чувствительности приемника, т.е. снижения его коэффициента шума (КШ). Часто в данных системах используются простые супергетеродинные приемники на основе балансного смесителя без входного малошумящего усилителя (СВЧ МШУ). Их основной недостаток - достаточно высокий однополосный КШ на уровне 7...10 дБ. В отсутствие дополнительных мер по подавлению зеркального канала приема, реальный КШ в системе будет на 3дБ выше.

Для подавления зеркального канала используются СВЧ фильтры или смесители с фазовым подавлением зеркального канала. Применение фильтров затруднено или невозможно при широком диапазоне входных частот и низких частотах ПЧ, удобных для обработки сигналов. Для преодоления данного недостатка на практике применяются приемники с двойным преобразованием частоты. При этом первая частота ПЧ выбирается высокой, чтобы отрезать зеркальный канал приема простыми фильтрами. Затем производится еще одно преобразование на низкую частоту ПЧ, пригодную для обработки сигналов.

Смесители с фазовым подавлением зеркального канала обеспечивают подавление зеркального канала на 15...25 дБ в широком диапазоне частот ВЧ и ПЧ без применения фильтров. Это позволяет снизить КШ СВЧ приемника, количество частотных преобразований и сложность входного преселектора.

II. Основная часть

Существует несколько схем реализации смесителей с фазовым подавлением зеркального канала [1,2]. Они отличаются используемыми типами направленных ответвителей и их расположением в схеме. Один из вариантов, удобных для реализации в СВЧ приемниках, показан на рисунке 1.

В данном варианте на входе ВЧ сигнала установлен квадратурный направленный ответвитель (НО), например мост Ланге. Сигнал гетеродина подается через синфазный делитель мощности. На выходах смесителей образуются два сигнала ПЧ, которые подаются на квадратурный НО [4]. Принятый сигнал прямого канала суммируется в фазе, а сигнал зеркального канала в противофазе и, соответственно, подавляется.

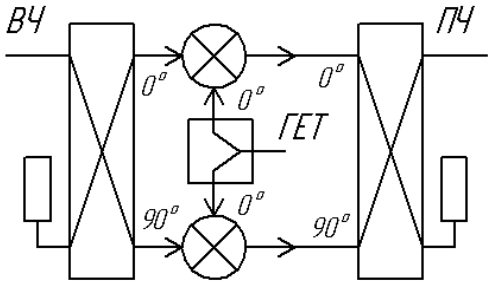


Рис. 1. Смеситель с фазовым подавлением зеркального канала.

Fig. 1. Image rejection mixer

Величина подавления сигнала зеркального канала в широкополосных смесителях составляет 15...25 дБ и зависит от разброса параметров входящих в него активных элементов, ошибки фазы и амплитуды делителей и сумматоров мощности, качества монтажа. Для узкополосных смесителей возможно достичь больших величин подавления за счет регулировки, но на практике не требуется подавление больше чем на 20дБ, т.к. это не оказывает заметного влияния на общий КШ приемника. Зависимость величины подавления зеркального канала от баланса фаз и амплитуд, а также наглядные номограммы для приблизительной ее оценки приведены в различных источниках [1, 3].

Дальнейшее увеличение чувствительности приемника возможно за счет установки на входе СВЧ МШУ, который позволяет снизить общий КШ системы. Чтобы последующие элементы схемы не оказывали значительного влияния на общий КШ приемни-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ка коэффициент усиления МШУ должен превышать 15…20 дБ. Применение МШУ с коэффициентом усиления (КУ) больше 25…30 дБ не рационально, т.к. уменьшает динамический диапазон приемника. Типовой коэффициент шума МШУ в X-диапазоне 1...2дБ, в Ku-диапазоне 1,5...3дБ.

Для расширения динамического диапазона на входе за первым каскадом усиления вводят переключаемый аттенюатор. Он может быть реализован на pin-диодах или отключением одного из каскадов усилителя.

Для защиты входных каскадов МШУ от мощных импульсов передатчика и внеполосных импульсных сигналов на входе приемника размещают самоуправляемый СВЧ ограничитель мощности, обычно работающий на отражение мощного СВЧ сигнала.

Такой ограничитель мощности, как правило, построен по квазиактивной схеме на основе ограничительных или переключательных pin-диодов, и управляющего ими детекторного диода. Типовой ограничитель мощности защищает входные каскады от 1…5 Вт непрерывной входной мощности и вносит 0,5…1 дБ потерь.

На выходе смесителя устанавливают ПЧ усилитель с коэффициентом усиления порядка 15…20 дБ и КШ 1...3 дБ. Коэффициент шума ПЧ усилителя зависит от частоты ПЧ и используемой элементной базы. КУ ПЧ усилителя выбирают в зависимости от необходимого коэффициента усиления приемника. КШ и импеданс ПЧ усилителя оказывают значительное влияние на общий КШ приемника в отсутствие входного СВЧ МШУ. Температурная зависимость КУ приемника может быть скомпенсирована изменением КУ ПЧ усилителя.

Типовой канал приемника с фазовым подавлением зеркального канала, обеспечивающего низкий КШ системы, изображен на рисунке 2. Он состоит из волноводного или коаксиального входа, защитного устройства, СВЧ МШУ, смесителя с фазовым подавлением зеркального канала, ПЧ сумматора и усилителя, выходного разъема. При многоканальной конфигурации приемника в схему добавляются несколько одинаковых каналов и СВЧ делитель гетеродинного сигнала.

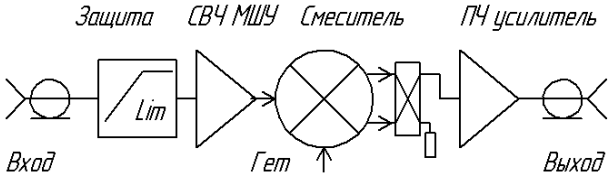


Рис. 2. Структурная схема СВЧ канала приемника с фазовым подавлением зеркального канала.

Fig. 2. Block diagram of the receiver`s microwave channel with the image rejection mixer

Оценим КШ различных типов приемников. Оценка КШ приемника производится на основе формулы Фрииса. Однополосный КШ приемника, состоящего из входного смесителя и ПЧ усилителя при потерях преобразования смесителя 7 дБ и коэффициенте шума усилителя ПЧ 1дБ, составит 8дБ. В отсутствие дополнительных мер по подавлению шумов зеркального канала общий КШ приемника в системе будет на 3дБ больше, т.е. 11 дБ.

Коэффициент шума приемника построенного по схеме, изображенной на рисунке 1, оценить сложнее. Оценка КШ произведена для приемника, состоящего из входного ограничителя мощности с потерями 1дБ, СВЧ МШУ с КУ 20дБ и КШ 2,5дБ, потерях преобразования смесителя 7дБ, подавлении зеркального канала 16дБ, КШ ПЧ усилителя 1,5дБ.

В основном, КШ определяется потерями во входном ограничителе, и коэффициентом шума СВЧ МШУ. Их общий коэффициент шума составляет 3,5 дБ. Смеситель и ПЧ усилитель вносят 0,15 дБ дополнительных шумов. Вклад зеркального канала в данной схеме 0,15 дБ. Таким образом, приемник, построенный по данной архитектуре, имеет общий КШ менее 4дБ.

Уменьшение КШ приемника на 6дБ позволяет снизить на эту величину мощность передатчика, либо увеличить дальность работы системы. Для систем радиосвязи и радиолокации с разнесенными приемником и передатчиком это приводит к увеличению дальности в 2 раза. Для систем радиолокации с находящимися рядом приемником и передатчиком это приводит к увеличению дальности в 1,4 раза.

На рисунке 3 показаны разработанные приемники с фазовым подавлением зеркального канала различных диапазонов частот с коаксиальными и волноводными входами.

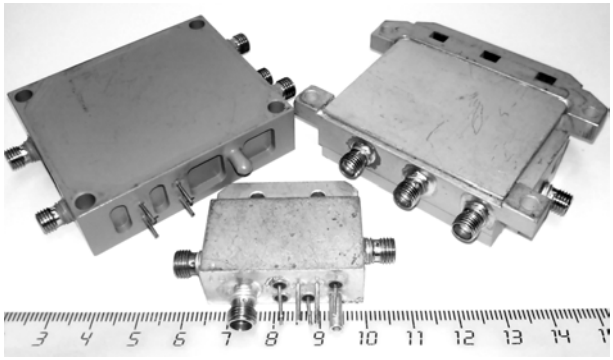


Рис. 3. Разработанные приемники с фазовым подавлением зеркального канала.

Fig. 3. Receivers with the image rejection mixer`s that have been developed

III. Заключение

Применение приемников с фазовым подавлением зеркального канала при разработке новых и модернизации существующих систем позволяет получить лучшие параметры по сравнению с простыми супергетеродинными приемниками на балансных смесителях. При этом сложность системы возрастает незначительно. Подобные приемники уже находят широкое применение в различных системах. Разработка таких приемников является перспективным направлением развития СВЧ приемных устройств.

IV. References

[1] Henderson B.C., Cook J. A. Image-Reject and Single-Sideband Mixers. Tech-note. /B.C. Henderson, J. A. Cook//WJ Communications, Inc. Available at: http://www.rfcafe.com/references/articles/wj-tech-notes/ImageRej_n_SSB_mixers.pdf (accessed 10 May 2015).

[2] A.N. Abramov, A.S. Astahov, V.P. Kamishkercev, D.A. Usanov *Smesiteli SVCh s fazovym podavleniem zerkal'nogo kanala v gibridno-integral'nom ispolnenii* [Hybrid microwave mixers with image rejection], Moscow, 1989, Ser. 1. Jelektronika SVCh, № 5 50 pp.

[3] Image Rejection Mixers. Available at: http://www.microwaves101.com/encyclopedias/image-rejection-mixers. (accessed 10 May 2015).

[4] Andrews D. Lumped Element Quadrature Hybrids, Artech House - 2006 - 231p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

AUTOMATED BROADBAND WAVEGUIDE DIODE FREQUENCY TRIPLER ANALYSIS IN THE RANGE OF 75—110 GHz AND 110—170 GHz

Schitov A. M., Berezin V. V.
Open Joint Stock Company "Federal scientific and production center "Institute of Electronic Measurements "Kvarz" named after A. P. Gorshkov"
176, Gagarina pr., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
Joint Stock Company "Federal research and production center "Nizhny Novgorod Research Institute of Radio Engineering"
5, Shaposhnikova ul., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
tel.: (831) 4657195 , e-mail: vvb87@yandex.ru, schitoff@mail.ru

Abstract — Waveguide diode frequency tripler in the range of 75 to 110 GHz and 110—170 GHz analysis and design method, based on using HFSS and Designer programs, combining electrodynamic waveguide structures and nonlinear characteristics analysis, was proposed. Comparison of frequency tripler rated and measured parameters is given.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСЧЕТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ДИОДНЫХ УТРОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ В ДИАПАЗОНАХ 75—110 ГГц И 110—170 ГГц

Щитов А. М., Березин В. В.
ОАО «ФНПЦ ННИПИ «Кварц» им. А. П. Горшкова»
176, пр-т Гагарина, 603950, г. Н. Новгород, Россия
ОАО «ФНПЦ «ННИИРТ»
5, ул. Шапошникова, 603950, г. Н. Новгород, Россия
тел.: (831) 4657195 , e-mail: vvb87@yandex.ru, schitoff@mail.ru

Аннотация — Предложена методика расчета и проектирования волноводных диодных утроителей частоты 75—110 ГГц и 110—170 ГГц на базе программ HFSS и Designer, сочетающая электродинамический расчет волноведущих структур с анализом нелинейных характеристик устройства. Приводится сравнение расчетных параметров утроителей частоты с экспериментальными данными.

I. Введение

Одной из проблем проектирования СВЧ- и КВЧ-устройств на нелинейных полупроводниковых элементах, является отсутствие эффективных методик автоматизированного расчета на базе САПР. В настоящей работе предложена методика расчета и проектирования волноводных диодных утроителей частоты, которая позволяет определить потенциальные возможности технических характеристик устройств за счет оптимизации их конструктивных параметров и параметров нелинейных элементов (диодов).

II. Основная часть

Схематически утроитель – это широкополосный тракт с парой антипараллельно включенных диодов. Диоды включены через резистивно-емкостные цепи для реализации оптимального автосмещения при максимальном уровне мощности входного сигнала 100 мВт. Конструктивно утроитель 75-110 ГГц выполнен в виде двух последовательно соединенных волноводов различных сечений: входного WR-28 и выходного WR-10. В разрезе по центру широкой стенки волноводов вставлена металлическая пластина толщиной 0,2 мм, образующая Н-образный волновод. Сечение выходного волновода на начальном участке заужено до 2,14x1,27 мм для того, чтобы сделать его запредельным для диапазона частот второй гармоники входного сигнала. Диоды с цепями автосмещения установлены с разных сторон пластины строго симметрично примерно в месте соединения волноводов различного сечения. Со стороны входа на расстоянии $\lambda_{вых.ср.}/4$ установлена полиимидная пластина (1×0,5×0,05 мм с односторонней металлизацией), выполняющая роль согласующего элемента и короткозамыкателя для 3-й гармоники. Непосредственно за диодами установлена пластина (0,5×0,25×0,05 мм), осуществляющая согласование по выходу (рис. 1).

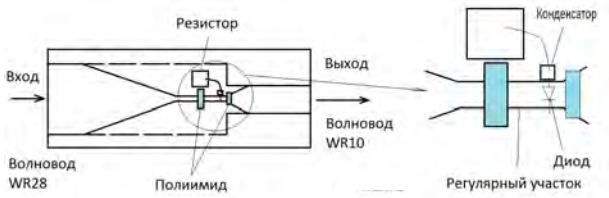


Рис. 1. Эскиз утроителя частоты.

Fig. 1. The drawing of the frequency tripler

На рисунке 2 показан внешний вид утроителя 75-110 ГГц. Утроитель частоты 110-170 ГГц имеет аналогичную конструкцию, отличие в том, что входной канал выполнен с сечением волновода WR19, а выходной – WR-6.

При моделировании утроителей использовались продукты компании Ansys (программы HFSS и Designer). В программе HFSS решаются электродинамические задачи с пространственным распределением полей, а в программе Designer проводится нелинейный анализ. Связь между программами осуществляется через сосредоточенные порты [1].

Результатом анализа является рассчитанный уровень мощности гармоник входного сигнала на выходе утроителя частоты при $P_{вх}$=20 дБм. На рисунке 3 приведен уровень третьей гармоники утрои-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

теля 75-110 ГГц при оптимальном расположении диодов, оптимальных размерах и местоположении регулировочных пластин. При расчете модель диодов соответствовала умножительным диодам А92220-2 (C_0=0,07 пФ, R_S=5 Ом) (НПО «Салют» г. Н.Новгород), номиналы элементов цепей автосмещения: С=5 пФ, R=50 Ом. Там же на рисунке 3 показан уровень 2- и 4-й паразитных гармоник в зависимости от степени неидентичности параметров диодов по C_0, R_S.

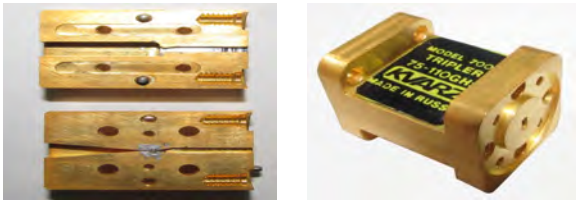


Рис. 2. Внешний вид утроителя частоты 75-110 ГГц.

Fig. 2. The exterior of the frequency triple 75-110 GHz

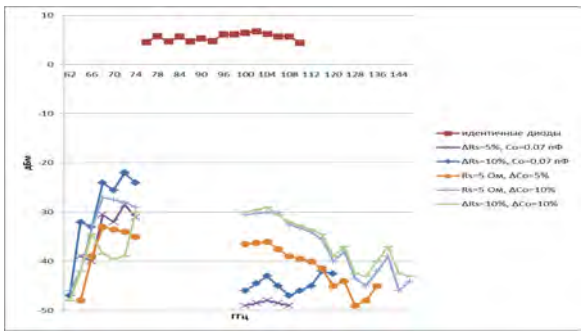


Рис. 3. Расчетные характеристики утроителя частоты 75-110 ГГц.

Fig. 3. Rated characteristics of the frequency triple 75-110 GHz

На рисунке 4 дано сравнение расчетной и экспериментальной (усредненной по 10-ти образцам) зависимости уровня выходной мощности при $P_{вх}$=20 дБм. Сравнение показывает, что есть резерв по повышению $P_{вых}$ экспериментальных образцов на 2-3 дБ.

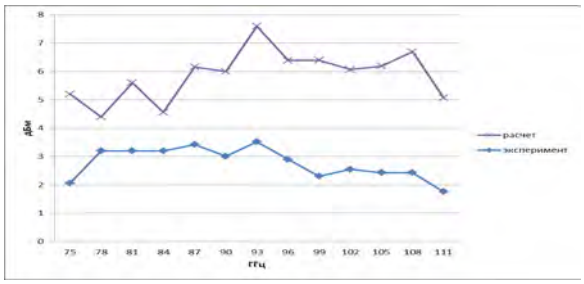


Рис. 4. Оптимизированная расчетная и экспериментальная характеристики утроителя 75-110 ГГц.

Fig. 4. Optimized rated and measured characteristics of the frequency triple 75-110 GHz

На рисунке 5 приведены расчетные оптимизированные характеристики уровня мощности 3-й и 5-й гармоник утроителя частоты, 110-170 ГГц при $P_{вх}$=15 дБм. Там же представлена типичная экспериментальная зависимость $P_{вых}$ утроителя на диодах А91147-1 при $P_{вх}$=15 дБм.

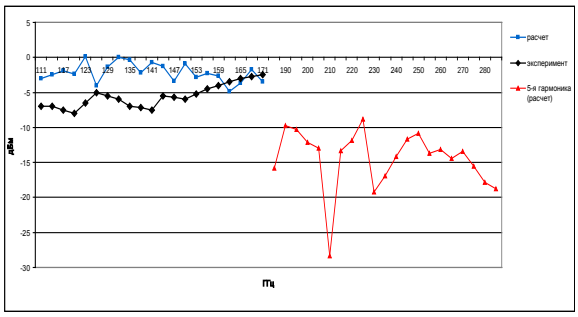


Рис. 5. Расчетные и экспериментальная характеристики утроителя частоты 110-170 ГГц.

Fig. 5. Rated and measured characteristics of the frequency triple 110-170 GHz

На рисунке 6 показан расчетный уровень паразитных гармоник утроителя 110-170 ГГц при неидентичных параметрах диодов.

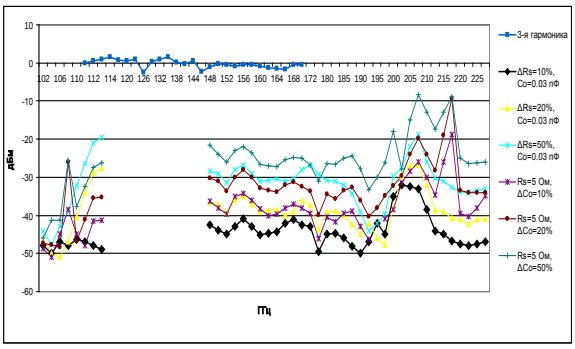


Рис. 6. Уровень паразитных гармоник при неидентичности параметров диодов.

Fig. 6. The level of spurious harmonics while mistuning diod parameters

III. Заключение

Учитывая хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных по всем основным параметрам утроителей частоты можем констатировать, что предложенная методика позволяет определить потенциально возможные характеристики нелинейного устройства без проведения дорогостоящих и трудоемких экспериментальных исследований.

Методика позволяет проводить оптимизацию итерационным методом любых схемно-конструктивных элементов умножителя, как волноведущих трактов, так и параметров нелинейных элементов (диодов), включая степень и характер нелинейности по ВАХ и ВФХ.

IV. References

[1] В.В. Березин, А.М. Щитов, С.В. Оболенский. Методика расчета и проектирования волноводного диодного утроителя частоты 75-110 ГГц // XXI Международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии (ИСТ-2015)». НГТУ им. Р.Е.Алексеева: Материалы конференции. 17 апреля 2015г., г.Нижний Новгород. 2015. С. 62-63

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MICROSTRIP TRANSISTOR MICROWAVE OSCILLATOR WITH A TUNABLE TRAVELING-WAVE RESONATOR

Glushechenko E. N.
Public joint stock «Scientific-produktion enterprise «SATURN», Kyiv, 03148, Ukraine
phone: 407-92-18; fax: 403-34-54; e-mail: gen-nto@ukr.net

Abstract — The structural diagram of the bipolar transistor oscillator with ring traveling wave resonator is considered. The tuning method of a microstrip ring traveling wave resonator at a predetermined frequency is theoretically justified and demonstrated by the example of the topology of specific microwave oscillator.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ СВЧ ГЕНЕРАТОР С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМ РЕЗОНАТОРОМ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Глушеченко Э. Н.
ПАО «НПП«Сатурн», Киев, 03148, Украина,
тел.:407-92-18; факс:403-34-54;e-mail: gen-nto@ukr.net

Аннотация — Рассмотрена структурная схема генератора на биполярном транзисторе с кольцевым резонатором бегущей волны. Теоретически обоснована и на примере топологии конкретного генератора продемонстрирована методика подстройки микрополоскового кольцевого резонатора бегущей волны на заданную частоту.

I. Введение

Генераторы сигналов — это неотъемлемые элементы любой современной радиотехнической системы: в качестве задающих устройств или гетеродинов. В высокочувствительных приемных системах СВЧ, где необходим очень низкий уровень фазовых шумов, генераторы создаются на основе синтезаторов частот. Но такие источники сигналов очень трудоемки и дорогостоящие. Поэтому для большинства других применений является наиболее целесообразным по критерию цена/качество применение генераторов без синтезаторов, но при этом достаточно надежных и стабильных. Одним из наиболее предпочтительных представляется среди них рассматриваемое ниже устройство.

II. Основная часть

Предложенный генератор [1], структурная схема которого приведена на рис.1, представляет собой модернизированную схему Клаппа. В качестве активного элемента применен серийный биполярный транзистор, например, КТ634 или КТ642, собственные емкости которого являются элементами цепи обратной связи. При этом частота генерации определяется геометрическими (четвертьволновыми) размерами разомкнутых отрезков микрополосковой линии передачи (МПЛ), подключенных к эмитерной и базовой цепей транзистора. А перестройка частоты осуществляется варакторным диодом, подключенным к базовой цепи.

Мирополосковый генератор, реализованный по такой схеме на частотах 1,5 - 1,9 ГГц, в целом в интервале температур -55°С - +60°С обеспечивает вполне приемлемые параметры: при КПД ≈ 25-30% выходная мощность (в зависимости от режимов питания транзистора) $P_{вых}$≈20-120 мВт; ширина спектральной линии по уровню 3 дБ - не более 1,5 кГц; подавление спектральных составляющих - не хуже 35 дБ; электронная перестройка - до 20% (в зависимости от способа подключения варактора к МПЛ).

Хуже всех параметр стабильности частоты - $\delta F \approx 1 \cdot 10^{-3}$. Этот показатель является следствием низкой добротности четвертьволнового разомкнутого МПЛ резонатора в базовой цепи транзистора, особенно при подключенном варакторе для перестройки частоты генератора, на который подается питание управляющего сигнала.

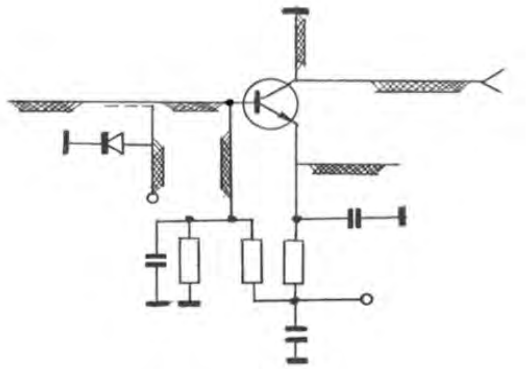


Рис. 1. Структурная схема СВЧ генератора.

Fig. 1. Block diagram of microstrip oscillator

Для повышения стабильности частоты СВЧ генератора произведена замена низкодобротного резонатора в виде четвертьволнового (λ/4, где λ -длина волны на резонансной частоте генератора) отрезка МПЛ на кольцевой микрополосковый резонатор бегущей волны (МРБВ) [2], А для возможности перестройки резонансной частоты генератора в МПЛ МРБВ вне областей связи направленных ответвителей (НО) выполнена продольная щель. Топология такого генератора (только СВЧ цепей) представлена на рис. 2.

На рис.2 обозначены следующие элементы рассматриваемого генератора: 1 - диэлектрическая подложка с металлизацией экранной поверхности; 2 - активный элемент (транзистор); 3 - коллекторная цепь транзистора; 4 - эмитерная цепь транзистора; 5 - эмитерный электрод транзистора; элементы 6 и 7 - первичный и вторичный (соответственно) каналы $НО_1$ (первый из элементов НО типа «тандем»); 8 и 9 - первичный и вторичный (соответственно) каналы $НО_2$ (второй из элементов НО типа «тандем»); 10 - цепи питания; 11 - базовый электрод транзистора; 12 - отрезок МПЛ (третий из элементов НО типа «тандем»); 13 - щель для перестройки частоты МРБВ.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

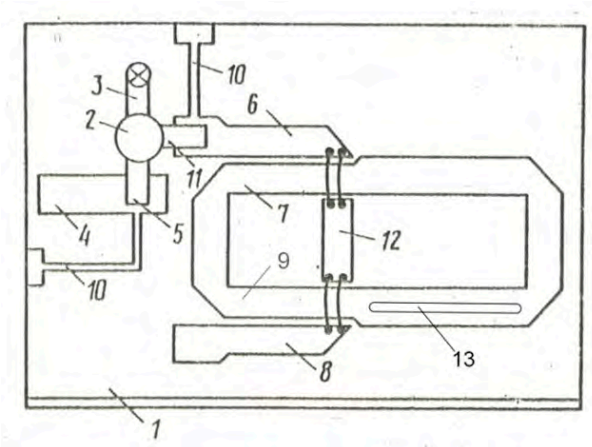


Рис. 2. Топология микрополоскового генератора с перестраиваемым резонатором бегущей волны.

Fig. 2. Topology of microstrip oscillator with traveling-wave resonator

Элемент 6 первичного канала $НО_1$ одним своим концом соединен с базовым 11 электродом транзистора, а второй его конец гальваническими перемычками соединен с одним концом элемента 12 - отрезком МПЛ, длиной λ/4. Второй конец элемента 12 аналогичными гальваническими перемычками соединен с одним концом элемента 8 первичного канала $НО_2$, при этом второй конец элемента 8 остается разомкнутым. В результате соединение элементов 6, 12 и 8 представляет собой базовую цепь генератора, определяющую его резонансную частоту.

Вторичные каналы $НО_1$ и $НО_2$ 7 и 9 соответственно с помощью отрезков МПЛ различной длины образуют замкнутый кольцевой МРБВ. Следует отметить, что элементы 6, 7, 8, 9, 12 и соединяющий элементы 7 и 9 отрезок МПЛ образуют модифицированный НО типа «тандем» с переходным ослаблением порядка 3 дБ, который и определяет установление в МРБВ режима бегущей волны. А добротность такого резонатора существенно выше добротности разомкнутого четвертьволнового отрезка МПЛ.

Элемент 13 - щель в МПЛ МРБВ для перестройки резонансной частоты генератора имеет электрическую длину λ/4. Ось щели совпадает с осью МПЛ МРБВ, а в соответствии с [3] ее ширина $S/h = 0{,}3 \cdot W_o$, где W_o - ширина МПЛ МРБВ, а h - толщина диэлектрической подложки.

В месте расщепления сплошной МПЛ (в зоне щели) существуют [3] две связанные МПЛ, в которых возможен только четный вид колебаний ($Z_{oe} \approx$ 100 Ом). Заполнение щели металлом (запайкой или индием)не изменяет волновое сопротивление МПЛ МРБВ, но меняет электрическую длину резонатора (она увеличивается [3]. Соответственно меняется резонансная частота генератора, но не нарушается режим бегущей волны, то есть добротность МРБВ не ухудшается.

III. Заключение

Для подтверждения обоснованности всех полученных теоретически решений на подложке из поликора размером 60х48х1 мм был реализован микрополосковый СВЧ генератор (в соответствии с [2] и [3]) на транзисторе 2Т634 с продольной щелью в МПЛ кольцевого резонатора бегущей волны. Из ранее приведенных параметров изменились (улучшились) следующие: ширина спектральной линии по уровню 3 дБ - не более 0,5 кГц; подавление спектральных составляющих - не хуже 45 дБ; перестройка частоты – 15-18% в диапазоне частот; стабильность частоты - $\delta F \leq 8 \cdot 10^{-3}$, что является близким к теоретическому пределу, обусловленному ТУ на поликор - $ТКЧ = 5{,}5 \cdot 10^{-5}$.

IV. References

1.Голинскийй В.Д., Славнич М.Н. А.с.(СССР)449429. Автогенератор СВЧ колебаний. Опубл. В БИ., 1974, № 41.
2.Глушеченко Э.Н. А. с. (СССР) 1598101. Генератор СВЧ. Опубл. в Б. И., 1988, № 24.
3.Соколов Е.А., Тюхтин М.Ф. А.с.(СССР) 646863. Подстроечный СВЧ фазовращатель. Опубл. в Б.И., 1979, № 32.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DYNAMIC PROCESSES IN THE COUPLED MICROWAVE OSCILLATOR SYSTEM IN A HYPER CHAOS MODE

Novikov S. S.
Tomsk State University
Lenin's avenue, 36, Tomsk,634050*, Russian Federation*
Ph.: (3822) 413973*, e-mail:* nss@sibmail.com

Abstract — In this report it is shown that chaotic dynamics of two mutual coupled and partial stable transistor microwave oscillators system develops by destruction of coherence simultaneously in two directions of unstable amplitude and phase relationships.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ СВЯЗАННЫХ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ В РЕЖИМЕ ГИПЕРХАОСА

Новиков С. С.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина,36, Томск, 634050, Россия
тел.: (3822) 413973, e-mail: nss@sibmail.com

Аннотация — В докладе экспериментально показано, что хаотическая динамика в системе двух взаимосвязанных, парциально стабильных СВЧ автогенераторов развивается путем разрушения когерентности одновременно по двум направлениям, отвечающим неустойчивости фазовых и амплитудных соотношений.

I. Введение

В работах [1] при исследовании локальной устойчивости системы двух связанных автогенераторов было показано, что при сильной резонансной связи определенного типа режим синхронизации существовать не может, так как теряет устойчивость. Экспериментальное изучение этого феномена в схеме двух транзисторных СВЧ автогенераторов [2,3] показало, что когерентный режим действительно не реализуется, а вместо него возникает режим динамического хаоса со сплошным спектром и сложной непериодической модуляцией фаз и амплитуд парциальных составляющих. Существенная особенность этого явления состоит в том, что парциальные подсистемы, то есть СВЧ автогенераторы, в автономном режиме являются, безусловно, стабильными одночастотными системами, генерирующими монохроматический сигнал. Теоретические оценки [1] указывают на то, что динамическая неустойчивость может развиваться одновременно по двум направлениям, соответствующим противоположным возмущениям фаз колебаний и противоположным возмущениям их амплитуд. Это свойство представляет интерес, поскольку указанная динамика переменных может быть сравнительно легко экспериментально идентифицирована. Целью работы является экспериментальное изучение амплитудных и фазовых процессов системы двух СВЧ автогенераторов при переходе в режим хаотических колебаний.

II. Основная часть

Установление периодических синхроннных колебаний в системах взаимосвязанных автогенераторов при заданных параметрах взаимных связей принято соотносить с устойчивостью тех или иных стационарных фазовых соотношений. Их неустойчивость может привести к срыву синхронизма с возможным переходом к другим, устойчивым фазовым соотношениям или к полному разрушению синхронизма. При этом изменение (модуляция) амплитуд, с точки зрения влияния на устойчивость, обычно считается второстепенным фактором. В рассматриваемой нами системе динамика амплитуд составляет важный элемент формирования хаотического режима.

Два одночастотных, парциально стабильных, перестраиваемых в диапазоне 2,9 ÷ 3,5 ГГц транзисторных СВЧ автогенератора соединяются друг с другом и с общей согласованной нагрузкой отрезками воздушной несимметричной полосковой линии по Т-образной схеме (рис.1). Резонансные свойства четырехполюсника связи описываются проводимостью $y_{12}(j\omega)$ и задаются коэффициентом $C_{12} = d(\mathrm{Im}\, y_{12}(j\omega))/d\omega\big|_{\omega_0}$. Резонанс C_{12} для симметричных $(\Theta_2 = \Theta_1)$ систем реализуется при настройках $\Theta_2 + \Theta_1 \approx 2n\pi$ [4]. При достаточно малых погонных потерях линии коэффициент C_{12} достигает больших значений, так что выполняется критерий разрушения когерентности [1]

$$C_{12} > C\,. \qquad (1)$$

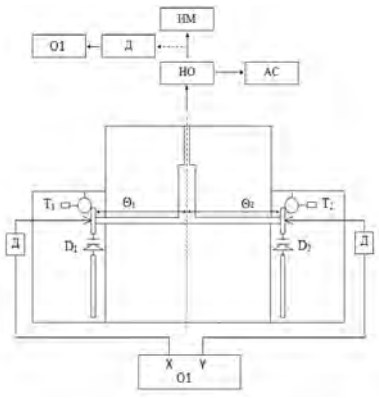


Рис. 1. Экспериментальная схема.
Fig. 1. The experimental scheme

Здесь C – эквивалентные емкости колебательных систем автогенераторов. Введение в воздушный

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

зазор линии связи тонкого листового поглощающего материала позволяет управлять параметром C_{12}, не создавая при этом неоднородность. Спектр сигнала в общей нагрузке контролировался анализатором (АС) Agilent E4405E. Фазовые портреты (ФП) строились осциллографом (О1) Agilent DSA91304A, на XY-входы которого с помощью специальных зондов подавались сигналы автогенераторов.

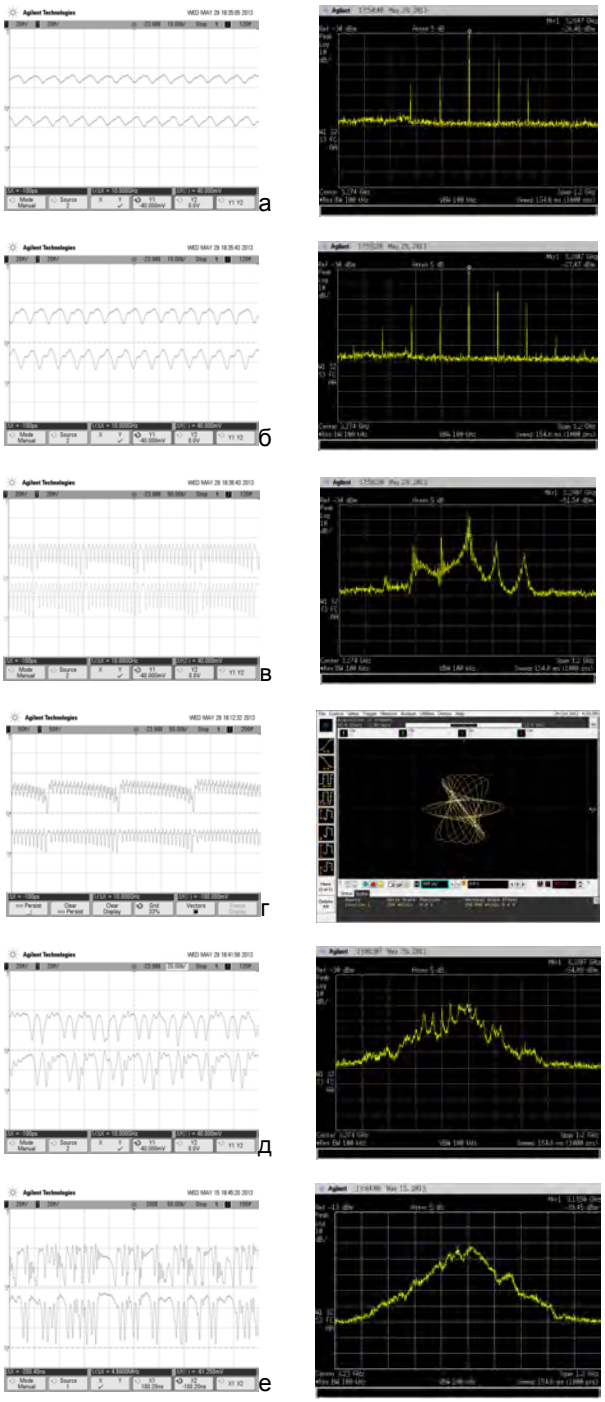


Рис. 2. Огибающие амплитуд генераторов при переходе к динамическому хаосу.

Fig. 2. Amplitude envelope of oscillators at transition to dynamic chaos

При включении широкополосных детекторов Д на экран выводятся огибающие амплитуд генераторов. Схема исследовалась при длине линии связи $\Theta_2 + \Theta_1 \approx 4\pi$. На рис.2 приведены огибающие автогенераторов и спектры колебаний в общей нагрузке для случая равенства частот автогенераторов при последовательном увеличении параметра C_{12}. В исходном состоянии при малом C_{12} в системе существует устойчивый синфазный режим с суммированием мощностей в общей нагрузке. При достижении критерия (1) возникает слабая периодическая автомодуляция как разности фаз [3], так и амплитуд генераторов (рис.2а) с частотой порядка 130МГц. По мере увеличения C_{12} глубина амплитудной модуляции возрастает (рис.2б) и возникают стадии перемежаемой модуляции (рис.2в). Как видно, изменения амплитуд генераторов происходят в противофазе, что однозначно указывает на неустойчивость соответствующих направлений. К концу стадии происходит почти полное подавление одного колебания другим. Переход между стадиями сопровождается быстрой бифуркационной перестройкой амплитудных и фазовых соотношений: в течение 2-3 ns колебания автогенераторов переходят в область противофазности с одновременным выравниванием амплитуд; при этом уровень суммарных колебаний в общей нагрузке (верхняя осциллограмма на рис.2г) быстро подает почти до нуля. Данный процесс не является регулярным и вносит в спектр (рис.2в) характерный шумовой пьедестал. Амплитудно-фазовая динамика перехода четко видна на вырезке фазового портрета протяженностью 6 ns (рис.2г). При дальнейшем увеличении C_{12} глубина перемежаемой модуляции возрастает, а длительность ее стадий сокращается. Далее изменения амплитуд генераторов постепенно утрачивают признаки регулярной модуляции (рис.2д,е), спектр процесса становится непрерывным и занимает полосу порядка 1ГГц. Проведенный в работе анализ фазовых портретов указывает на слабую корреляционную связь хаотической динамики амплитуд и разности фаз.

III. Заключение

1. Разрушение когерентности в системе двух связанных парциально стабильных СВЧ автогенераторов за счет сильных резонансных свойств связи происходит одновременно по двум направлениям, отвечающим неустойчивости фазовых и амплитудных соотношений. Режиму гиперхаоса предшествует перемежаемая амплитудно-фазовая автомодуляция.

2. Бифуркационные преобразования колебаний происходят под управлением параметра, определяющего потери волнового канала взаимной связи автогенераторов.

IV. References

[1] Novikov S.S., Usjukevitch A.A. Instability of synchronous mode in a system of two coupled microwave self-oscillators/ Russian Physics Journal. 2013. T. 55. № 11. C. 1296-1302.

[2] Новиков С.С., Усюкевич А..А. Разрушение когерентного режима в системе двух автогенераторов при сильных резонансных взаимных связях. // Изв. вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2012. Т. 20. №5. С. 16-30.

[3] Novikov S.S., Usjukevitch A.A. Bifurcation transitions to the dynamic chaos mode in mutual coupled microwave oscillators system. // Proc. 24th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, Crimea, Russia, 2014. pp. 107-108.

[4] A. S. Maidanovskij, S. S. Novikov. Symmetric and asymmetric systems of strongly coupled self-excited oscillators. // Radiotekhnika i Elektronika. 2013. 48. No. 5. pp. 595–600.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MODULAR GENERATOR OF POWER NANOSECOND PULSES BASED ON A DISTRIBUTED TWO-STAGE VOLTAGE SUMMATOR

Kladukhin S. V., Novoselov A. A., Khramtsov S. P., Yalov V. Yu.
The Institute of Electrophysics of the Ural Division of the Russian Academy of Sciences
Amundsen st. 106,Ekaterinburg, 620016, Russian Federation
Ph. +7(343) 267-88-87, e-mail: laepr@iep.uran.ru

Abstract — The modular approach of designing generators of power high-voltage pulses based on multi-stage wave summators were developed. Basing on this approach an experimental generator with two-stage summing structure and sixteen partial pulses formers with duration up to 150 ns, output power 10 MW and repetition rate up to 2 kHz was developed.

МОДУЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР МОЩНЫХ НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ДВУХУРОВНЕВОГО СУММАТОРА НАПРЯЖЕНИЙ

Кладухин С. В., Новоселов А. А., Храмцов С. П., Ялов В. Ю.
Федеральное бюджетное учреждение науки «Институт электрофизики Уральского отделения Российской академии наук»
ул. Амундсена 106, г. Екатеринбург, 620016, Россия
тел. +7(343) 267-88-87, e-mail: laepr@iep.uran.ru

Аннотация — Разработан модульный подход к созданию генераторов мощных высоковольтных импульсов на основе многоуровневых волновых сумматоров. В рамках рассматриваемого подхода создан экспериментальный образец генератора на основе двухуровневой суммирующей структуры и шестнадцати формирователей парциальных импульсов длительностью до 150 нс, с выходной мощностью 10 МВт и частотой следования импульсов до 2 кГц.

I. Введение

В данной работе рассмотрен модульный подход к созданию генераторов мощных высоковольтных прямоугольных импульсов наносекундной длительности, основанный на идее суммирования напряжения волновых потоков (импульсов), распространяющихся по коаксиальным линиям [1]. Генераторы импульсов ориентированы на формирование сильноточных взрыво-эмиссионных электронных пучков в релятивистских СВЧ- генераторах гигаваттного уровня мощности [2].

II. Основная часть

Генератор выполнен в виде распределенного двухуровневого сумматора из модулей трех типов: формирующих модулей, выполненных на основе транзисторных ключей, и суммирующих модулей первого и второго уровней, выполненных на основе радиально-коаксиальных тройников с индуктивной развязкой. Использование двухуровневой структуры сумматора позволило использовать транзисторы с наносекундными временами коммутации, со сравнительно небольшими коммутируемыми напряжениями и токами (рабочее напряжение 1200 В, а коммутируемые токи 50 А).

Формирующий модуль имеет полосковый выход и обеспечивает генерацию парциальных импульсов прямоугольной формы с параметрами: напряжение - до 1200 В, ток до 600 А, длительность импульса от 50 до 150 нс, длительность фронта - не более 20 нс, длительность спада - не более 30 нс, частота следования импульсов до 2 кГц.

Внешний вид формирующего модуля, выполненного на основе сверхбыстродействующих IGBT - транзисторов FGL40N120AND, приведен на рисунке 1.

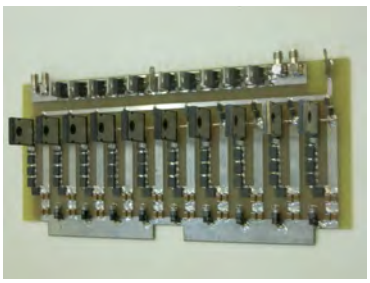


Рис. 1. Формирующий модуль.
Fig. 1. Forming module

Суммирующий модуль 1-го уровня предназначен для сложения парциальных импульсов, поступающих на его радиальные входы от двух формирующих модулей, и входного импульса, поступающего на его коаксиальный вход, а так же для вывода результирующего импульса через его коаксиальный выход. При этом импеданс каждого из радиальных входов модуля составляет $\rho_r = 2$ Ом, а импеданс коаксиального входа, зависящий от местоположения модуля в суммирующей структуре 1-го уровня, определяется соотношением : $\rho_{inp} = k\rho_r/2$, где k = 1..n - порядковый номер положения модуля от начала суммирующей структуры. Импеданс коаксиального выхода, также зависящий от местоположения модуля в суммирующей структуре 1-го уровня, определяется соотношением : $\rho_{out} = (k+1)\rho_r/2$. Напряжение на радиальных входах определяется формирующими модулями и может достигать $u_r = 1.2$ кВ при общем токе $i_r = 1200$ А. Напряжение на коаксиальном входе модуля, также зависящее от его местоположения в суммирующей структуре, определяется соотношением $u_{inp} = (k-1)u_r$, а ток $i_{inp} = i_r$. Напряжение на коаксиальном выходе модуля, также зависящее от его местоположения в суммирующей структуре, определяется соотношением $u_{inp} = ku_r$. а ток $i_{inp} = i_r$. Внешний вид суммирующего модуля 1-го уровня (без центрального токовода коаксиального входа и выхода) приведен на рисунке 2.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

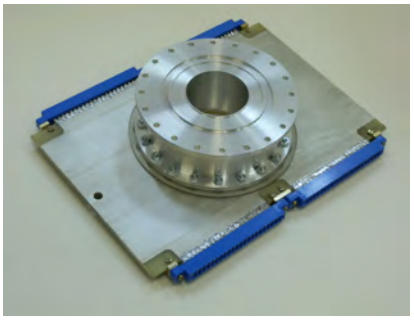


Рис. 2. Суммирующий модуль 1-го уровня.

Fig. 2. First-stage summing module

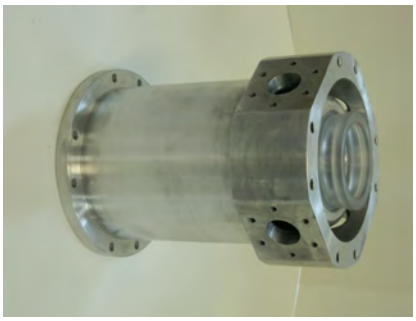


Рис. 3. Суммирующий модуль 2-го уровня.

Fig. 3. Second-stage summing module

С целью обеспечения электропрочности суммирующих модулей, особенно их аксиальных входов и выходов, используется жидкостная изоляция (трансформаторное масло), обеспечивающая формирование 30 кВ импульсов, т.е. число последовательно-соединяемых модулей в сумматорах первого уровня может достигать 25 .

Суммирующий модуль 2-го уровня обеспечивает сложение высоковольтных импульсов, поступающих на его коаксиальные входы (один коаксиально-ориентированный и до четырех радиально-ориентированных парциальных входов), с выводом результирующего импульса на коаксиальный выход.

Модуль характеризуется следующими параметрами: максимальное входное напряжение -30 кВ, импеданс каждого парциального входа соответствует выходному импедансу, сопрягаемой с ним суммирующей структуры 1-го уровня ($\rho_{Rinp} = \rho_{out}$). Импеданс осевого коаксиально входа, предназначенного для сопряжения с суммирующими модулями 2-го уровня, определяется соотношением $\rho_{Cinp} = km\rho_{out}$, где k - местоположение модуля относительно начала суммирующей структуры 2-го уровня, а m - число суммирующих структур 1-го уровня, подключаемых к модулю. Импеданс коаксиального выхода определяется соотношением $\rho_{Cinp} = (k+1)m\rho_{out}$. При формировании импульсов напряжением свыше 30 кВ, модуль заполняется трансформаторным маслом, обеспечивающим изоляцию достаточную для формирования импульсов напряжением до 300 кВ, т.е. число последовательно-соединяемых модулей второго уровня может достигать 10. Внешний вид модуля 2-го уровня приведен на рисунке 3.

Демонстрационный вариант генератора наносекундных импульсов, выполненный на основе восьми суммирующих модулей 1-го уровня, двух модулей 2-го уровня и шестнадцати формирующих модулей приведен на рисунке 4. При этом выходные параметры генератора обеспечивают: напряжение - до 4.5 кВ, мощность - до 10 МВт, длительность импульсов до 150 нс, частоту следования импульсов до 2 кГц.

Форма 100 нс импульса на выходе генератора (согласованной 2-омной нагрузке) приведена на рисунке 5.

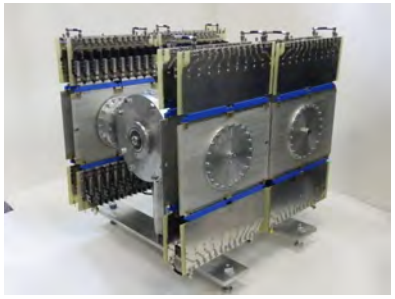


Рис. 4. Генератор наносекундных импульсов.

Fig. 4. Nanosecond pulse generator

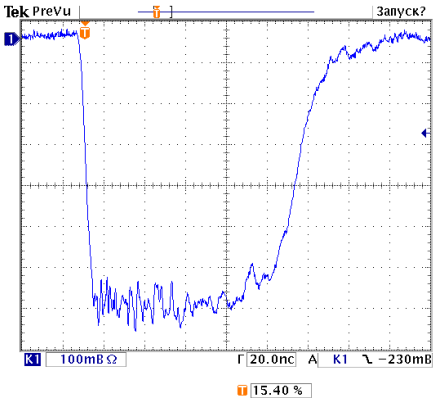


Рис. 5. Форма импульса на выходе генератора (амплитуда 4.5 кВ, длительность 100 нс).

Fig. 5. Pulse form on the output of generator (amplitude 4.5 kV, pulse duration 100 ns)

III. Заключение

Разработан модульный подход к построению многоуровневых суммирующих структур, ориентированных на создание генераторов мощных импульсов наносекундной длительности. Созданы модули позволяющие создавать генераторы мощных импульсов наносекундной длительности (от 50 до 150 нс) с напряжением до 300 кВ, при токе до 4 кА и частоте следования свыше 2 кГц.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ в рамках гранта №14-08-31175 мол_а.

IV.References

[1] Lewis A.D. Some transmission line devises for use with millimicrosecond pulses. *Electronic Eng.*,1955, V. 27. - pp. 448-450.

[2] Relativistic backward wave oscillator with multijet electron beam. M. B. Goykhman, A. V. Gromov, V. V. Kladukhin, S. V. Kladukhin, N. F. Kovalev, S. P. Khramtsov. *Technical Physics Letters.* February 2011, Vol. 37, Issue 2, pp 171-173.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE STUDY OF A BANDWIDTH OF RESISTIVE SUBHARMONICALLY PUMPED MIXERS FOR A RADIO INTELLIGENCE STATION

Podstrigaev A. S.
Bryansk State Technical University
7, Bulvar 50-letiya Oktyabrya, Bryansk, 241035, Russia
Ph.: (4832) 56-36-02, e-mail: ap0d@ya.ru

Abstract — The bandwidths of three types of resistive subharmonically pumped mixers are researched. Modelling and prototyping results show it may be to achieve approximately equal bandwidth for all three types of mixers. But mixer with antiparallel diodes has better characteristics.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ РЕЗИСТИВНЫХ СМЕСИТЕЛЕЙ С СУБГАРМОНИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ ДЛЯ СТАНЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

Подстригаев А. С.
Брянский государственный технический университет
бул. 50-летия Октября, 7, г. Брянск, 241035, Россия
Тел.: (4832) 56-36-02, e-mail: ap0d@ya.ru

Аннотация — Исследованы полосы пропускания трех типов резистивных смесителей с субгармонической накачкой. Результаты моделирования и макетирования показали, что для всех трех типов смесителей удается достичь примерно одинаковой полосы пропускания. При этом смеситель на встречно-параллельных диодах имеет лучшие характеристики.

I. Введение

Ввиду априорной неизвестности сигналов радиолокационных станций (РЛС) вероятного противника современные станции радиотехнической разведки (РТР) имеют возможность принимать и обрабатывать сигналы в широком диапазоне частот. Поэтому в их составе используются многоканальные приемники. Несущие сигналов РЛС принимают значения до десятков гигагерц. Для обеспечения возможности цифровой обработки таких сигналов, как правило, в каждом канале выполняют перенос частоты вниз, в диапазон промежуточных частот (ПЧ).

Учитывая, что в широкополосном приемнике часто́ты гетеродинов неизбежно попадают в диапазон рабочих частот, приводя к возникновению внутрисистемных помех в приемном тракте, целесообразно использовать смесители, использующие для своего функционирования гармонику сигнала гетеродина. К таким смесителям относится резистивный смеситель с субгармонической накачкой (ССГН). Частота используемого гетеродина для него в 2 раза меньше, чем для работающего без накачки.

В работах [1 – 3] исследованы основные характеристики указанных смесителей, однако не уделено внимание их полосе пропускания и широкополосным свойствам, важным для построения многоканальных устройств. Ведь чем больше достижимая ширина полосы пропускания канала, тем меньшее количество каналов потребуется для построения приемника. Поэтому выполнено исследование нескольких типов ССГН на предмет максимально возможной полосы пропускания.

II. Основная часть

Для исследования выбраны три типа ССГН: смеситель в исполнении на диодах, включенных встречно-параллельно; смеситель в исполнении на транзисторах в диодном включении; смеситель в исполнении на транзисторах в транзисторном включении. Для всех трех типов смесителя на основе данных, представленных в работах [1 – 3], в среде Microwave Office (MWO) составлены модели, оптимизированные для получения наилучших показателей в следующем частотном исполнении: диапазон входного сигнала от 8 до 9 ГГц, частота сигнала гетеродина 5,5 ГГц, диапазон ПЧ от 2 до 3 ГГц. На основе моделей спроектированы печатные платы на материале RO4003C. Сборочные чертежи плат с установленными на них элементами представлены на рис. 1 – 3.

Смеситель на встречно-параллельных диодах (рис. 1) выполнен в двух вариантах – с диодами марок 2А131А-3 и 2А118АР.

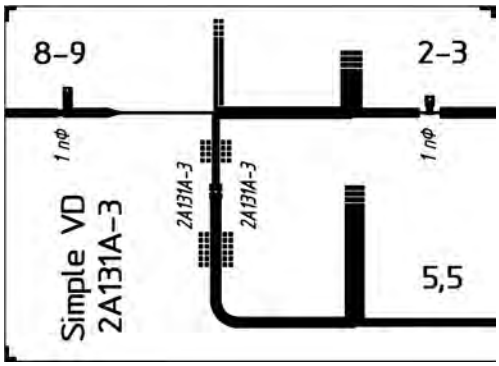


Рис. 1. Плата смесителя на встречно-параллельных диодах.

Fig. 1. Plate of mixer with antiparallel diodes

Согласно результатам моделирования после оптимизации модели в заданной полосе частот такой смеситель обладает потерями преобразования на уровне 20 – 25 дБ и требует для своего функционирования сигнал гетеродина мощностью 15 – 20 дБм.

На рис. 2 представлен смеситель в исполнении на транзисторах в диодном включении. Для его реализации использованы транзисторы VMMK-1218. Модель обладает меньшими потерями преобразования (на уровне 15 – 17 дБ), но требует подачи сигнала гетеродина мощностью не менее 20 дБм.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

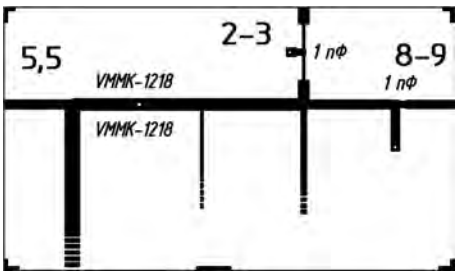


Рис. 2. Плата смесителя на транзисторах в диодном включении.

Fig. 2. Plate of mixer with diode-connected transistors

Смеситель в исполнении на транзисторах в транзисторном включении (рис. 3) собран также с использованием транзисторов VMMK-1218. Из всех вариантов модель данного смесителя обладает минимальными потерями (12 – 15 дБ) и для своей работы требует наименьшей мощности сигнала гетеродина (8 – 14 дБм).

Замеры, выполненные для макетов смесителей, оказались отличными от измеренных на моделях. Сравнение характеристик смесителей для выбранного частотного исполнения приведено в табл. 1.

Табл. 1. Сравнение характеристик смесителей.

Table 1. Mixer characteristics comparison

Характеристика	Значение для модели	Значение для макета
1. Смеситель на встречно-параллельных диодах: на диодах 2А131А-3 (на диодах 2А118АР-6)		
Потери *L*, дБ	20…25 (20…25)	15,8…21 (14,5…20)
Мощность гетеродина $P_г$, дБм	15…20 (15…20)	11…12 (16)
Полоса пропускания, %	40,8 (40,8)	30,6 (36,7)
2. Смеситель на транзисторах в диодном включении		
Потери *L*, дБ	14,7…17	27…31
Мощность гетеродина $P_г$, дБм	21	25
Полоса пропускания, %	40,8	26,5
3. Смеситель на транзисторах в транзисторном включении		
Потери *L*, дБ	12…15	23…28
Мощность гетеродина $P_г$, дБм	8…14	9
Полоса пропускания, %	40,8	28,5

Ширина относительной полосы пропускания для всех смесителей рассчитывалась в диапазоне ПЧ, как отношение ширины полосы ПЧ к ее средней частоте, умноженное на 100 %.

Как следует из представленных в табл. 1 данных, наименьшими потерями обладает смеситель на встречно-параллельных диодах. При этом требуемая мощность сигнала гетеродина не является высокой. А ширина полосы пропускания, хотя и меньше значения в MWO, для построения многоканального приемника станции РТР является удовлетворительной.

Для макета смесителя на рис. 3 высокие показатели получены не были, что связано с погрешностями при моделировании и большим количеством частотно-зависимых элементов. Принимая во внимание последнее обстоятельство, данный тип смесителя явился наиболее сложным для проектирования и настройки, и даже в программной модели при оптимизации для получения заданной полосы пропускания устойчивый оптимум не наблюдался.

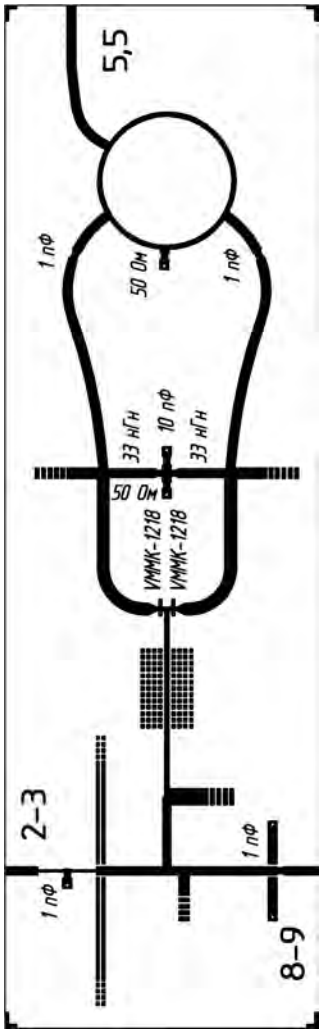


Рис. 3. Плата смесителя на транзисторах.

Fig. 3. Plate of transistorized mixer

III. Заключение

Выполненный анализ программных моделей и макетов трех типов резистивных смесителей с субгармонической накачкой показал, что все они с учетом погрешностей проектирования обладают примерно одинаковой полосой пропускания. Но при этом смеситель на встречно-параллельных диодах имеет лучшие характеристики и, по сравнению со смесителем на рис. 3, проще в проектировании.

IV. References

[1] Belkin M.E., Belkin L.M. Osobennosti postroenija rezistivnyh smesitelej diapazona krajne vysokih chastot v monolitnom ispolnenii [Features of construction of resistive mixers in monolithic version for extremely high frequencies band]. *Jelektronnaja tehnika. Ser. 2 «Poluprovodnikovye pribory»*, 2010, No 1, pp. 98-104.

[2] Belkin M.E., Belkin L.M. Razrabotka MIS smesitelja millimetrovogo diapazona [Design of millimeter mixer chip]. *Jelektronika i mikrojelektronika SVCh: Vserossijskaja konferencija*. SPb., 2012. Available at: http://mwelectronics.ru/2012/Oral/U39_M.E.%20Belkin_Razrabotka%20MIS%20smesitelya%20millimetrovogo%20diapazona.pdf

[3] Maas, S.A. *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Norwood, Artech House, 2003. 582 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

WIDTH ELECTRONIC CONTROL OF ULTRASHORT PULSE FORMED BY THE GENERATOR BASED ON SRD

Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Ryazantsev A. D., Stepkin V. A., Uskov G. K.
Voronezh State University
Universitetskaya pl.1, Voronezh, 394006 Russia Federation
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru, uskov@phys.vsu.ru, alexeyzhabinphys@gmail.com

Abstract — Generator of ultrashort pulses with electronic controled pulse width is presented. The investigation of pulse paramentres dependence on operating mode is done. The processes in the semiconductor structure of step recovery diodes, which may explain the dependence to the mode of operation of the generator is discusses.

ЭЛЕКТРОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ, ФОРМИРУЕМЫХ ГЕНЕРАТОРОМ НА БАЗЕ SRD

Бобрешов А. М., Жабин А. С., Рязанцев А. Д., Степкин В. А., Усков Г. К.
Воронежский государственный университет
Университетская пл., 1, Воронеж, 394063, Российская Федерация
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru, uskov@phys.vsu.ru, alexeyzhabinphys@gmail.com

Аннотация — Исследованы режимы работы генератора сверхкоротких импульсов на основе диодов с накоплением заряда. Показано, что электронное управление длительностью формируемых импульсов может производиться путем задания напряжений питания. Рассмотрены процессы протекающие в полупроводниковой структуре диода с накоплением заряда, на основе которых объяснены полученные зависимости параметров импульсов от режима работы генератора.

I. Введение

Сверхкороткие импульсы получили широкое применение в качестве сигналов для современных сверхширокополосных радиосистемах. Они используются в различных областях радиофизики, таких как сверхширокополосная локация и связь, радиоэлектронная борьба и рефлектометрия. Ввиду широкого диапазона областей применения возникает потребность изменения параметров сверхкоротких импульсов, таких как длительность, путем электронного управления.

II. Основная часть

Значения длительности импульсов во многом определяются особенностями работы ключевого элемента генератора, в качестве которого зачастую выступают полупроводниковые размыкатели тока, наиболее быстродействующих из которых являются диоды с накоплением заряда (Step Recovery Diode или SRD). Для выявления зависимости времени переключения диода от режимов работы генератора использовалась схема, представленная на рисунке 1.

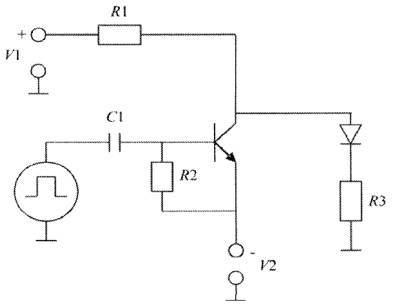


Fig. 1. The circuit for measuring SRD's parameters.

Рис. 1. Схема для измерения параметров диода с накоплением заряда

В течение некоторого времени, после включения прямого тока в диоде образуется равновесное состояние накопленного заряда. Когда на затвор транзистора приходит положительный импульс и открывает его, от источника *V2* начинает протекать обратный ток, приводящий к рассасыванию заряда, по завершению которого произойдет резкое восстановление обратного сопротивления диода. Изменение напряжения источника *V1* приводит к изменению прямого тока, и как следствию, величины накопленного заряда

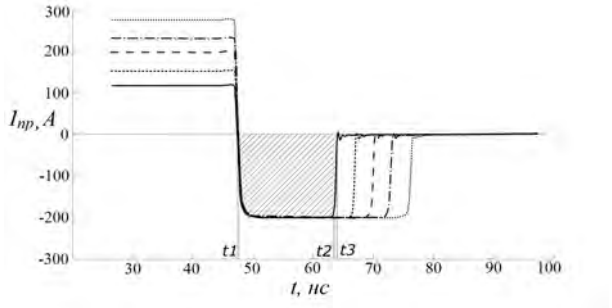


Fig. 2. The current through the SRD in the circuit for measuring the SRD's parameters.

Рис 2. Ток через SRD в схеме для измерения параметров диода

Наблюдаемые осциллограммы представлены на рисунке 2. Накопленный заряд в диоде характеризуется площадью заштрихованной фигуры. Из графика видно, что с ростом прямого тока происходит увеличение накопленного заряда. Время переключения характеризуется наклоном восходящего участка графика. Измерения проводились по уровню 0.9 и 0.1 относительно максимального значения обратного тока через диод (рассасывающего накопленный заряд). На рисунке 3 представлена зависимость времени переключения диода от прямого тока. С ростом прямого тока также увеличивается и время переключения, а, следовательно, и длительность импульса. Эти зависимости обусловлены особенностями работы диода и проявляются в любой схеме генерации. Схема, представленная на рисунке 4, обладает достаточно высоким КПД и высокой частой повторения. В исходном состоянии транзисторный ключ *K* разо-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

мкнут. С приходом на затвор положительного импульса, ключ замыкается, через SRD диод и индуктивности *L1* и *L2* начинают протекать линейно возрастающие токи, за счет которых происходит накопление носителей в активной области диода и энергии магнитного поля в индуктивностях *L1* и *L2*.

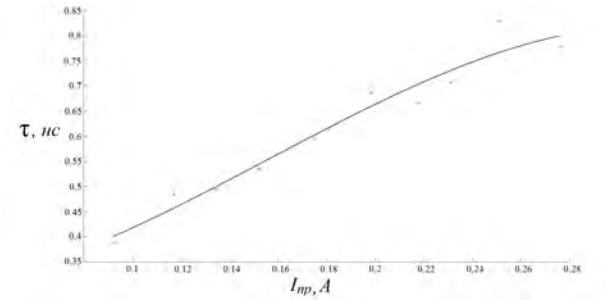


Fig. 3. The switching time dependence on direct current of diode.

Рис. 3. Зависимость времени переключения от прямого тока диода

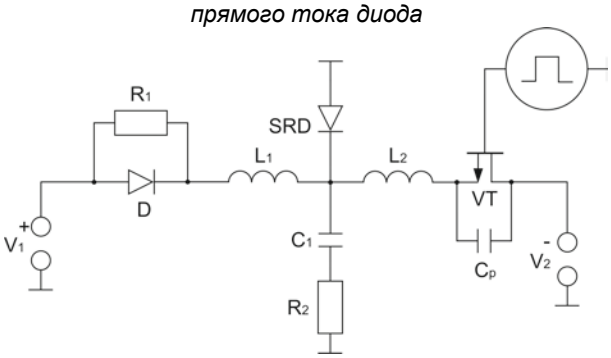


Fig. 4. The circuit of generator with the charge pump of SRD and the accumulation of magnetic energy.

Рис. 4. Электрическая схема генератора с одновременной накачкой заряда SRD и накоплением магнитной энергии

Когда транзисторный ключ размыкается, и между элементом *L2* и паразитной ёмкостью транзистора начинают происходить колебательные процессы, в ходе которых происходит перераспределение энергии между этими элементами. Ток, протекающий через элемент *L2*, вначале, уменьшается до нуля, а затем, начинает возрастать, изменив направление. При этом заряд, накопленный в активной области диода, начнает рассасываться. Когда концентрация носителей в активной области становиться близкой к нулю, происходит резкое восстановление сопротивления диода и размыкание тока. Иными словами диод заперт, и вся энергия магнитного поля, накопленная в элементах *L2* и *L1*, передаётся в нагрузку *R2*. В экспериментальном исследовании рассматривалась работа генератора сверхкоротких импульсов на основе отечественных SRD диодов 2А609Б. Длительность запускающих импульсов составляла 8*нс,* их амплитуда - 10*В*. Значения напряжения источника *V1* изменялись в диапазоне от 3 до 15 В. Значения напряжения *V2* подбирались таким образом, что бы генерация импульсов происходила в один и тот же момент времени и импульсы имели одинаковую амплитуду, а также выполнялось условие *L1*/*L2* < *V1*/*V2*.

На рисунке 5 представлена зависимость длительность импульса от напряжения *V1*. Ширина импульса определялась относительно уровня половины амплитуды. Для того, что бы выполнялись условия генерации импульса необходимо выставить напряжение *V2* в соответствии с графиком на рисунке 6. При этом длительность импульса увеличивается или уменьшается в зависимости от значений напряжений питания. В совокупности две эти зависимости позволяют управлять длительностью формируемых сверхкоротких импульсов.

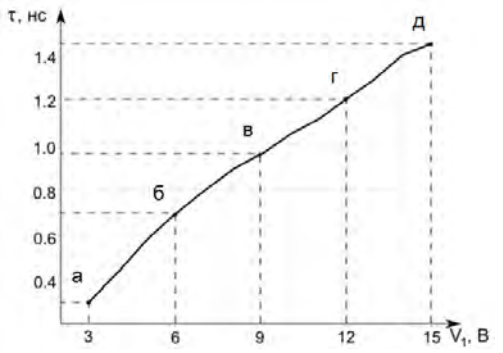


Fig. 5. Graph of the dependence of the pulse width from the voltage V1.

Рис. 5. График зависимости длительности импульса от напряжения питания V1

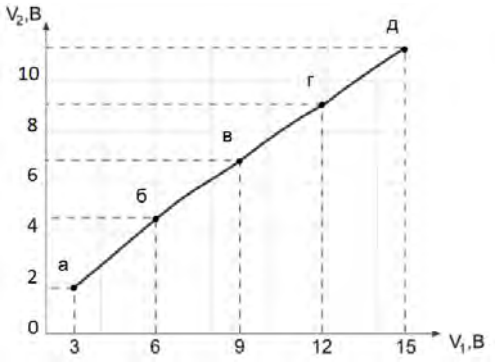


Fig. 6. Graph of the dependence of the V2 values from the voltage V1.

Рис. 6. График зависимости значений напряжения питания V2 от напряжения питания V1

III. Заключение

В работе рассмотрена возможность реализации электронного управления для генератора сверхкоротких импульсов. В ходе экспериментального исследования схемы формирователя СКИ на базе диодов 2А609Б удалось получить изменение длительности формируемых импульсов в диапазоне от 350 *пс* до 1400 *пс*. Данный эффект электронной перестройки связан с замедлением рассасывания заряда из активной области при увеличении токов накачки. Одним из наиболее вероятных объяснений этому служит накопление паразитного заряда в базе диода и, как следствие, изменение времени переключения диода.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2014-2016 годы. Проект №978.

IV. References

[1] А.М. Бобрешов, В.А.Степкин, Ю.И. Китаев, Г.К. Усков // Вестн. Воронежского гос.ун-та. Серия: Физика. Математика. 2012 С. 12.

[2] А.М. Бобрешов, В.А.Степкин, Ю.И. Китаев, Г.К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011 Т 14 №3 С. 103.

[3] Г.К. Усков // Теория и техника радиосвязи №4/2012 С. 100-105.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

X-BAND POWER AMLIFIER BASED ON LTCC DESIGN

Galdetskiy A. V.
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
2a, Vokzalnaya Str., Fryazino, Moscow region, 141190, Russia
Phone: +7(495) 465-86-20, e-mail: galdetskiy@mail.ru

Abstract — A new design of microwave power amplifier is considered which is based on LTCC technology. The design provides significant enhancing in manufacturability of the amplifier. Problems of matching circuits fabrication and heat removing are analyzed. As example a design of amplifier with output power 4 W in X-band is considered.

СВЧ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ X-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ LTCC ТЕХНОЛОГИИ

Галдецкий А. В.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
ул. Вокзальная 2а, Фрязино, Московской обл., 141190, Россия
тел.: +7(495) 465-8620, e-mail: galdetskiy@mail.ru

Аннотация — Рассмотрена новая конструкция СВЧ усилителя мощности, основанная на LTCC технологии и позволяющая значительно повысить технологичность его изготовления. Рассмотрены вопросы изготовления СВЧ согласующих цепей, охлаждения активных приборов. В качестве примера рассмотрен однокаскадный усилитель мощностью 4 Вт в X-диапазоне.

I. Введение

LTCC технология широко применяется при создании корпусов маломощных СВЧ устройств. Использованию ее на уровнях мощности выше 1 Вт как правило препятствуют проблемы теплоотвода. В этих случаях применяются сложные многокомпонентные металлокерамические корпуса со специальными теплоотводящими пьедесталами и согласующими цепями на основе конденсаторов из керамики с высоким ε и поликоровых плат. Это предполагает трудоемкую прецизионную металлообработку (фрезерование, электроэрозию), которая как правило является негрупповой операцией. Кроме того, необходимо использовать температурные компенсаторы, гальванические покрытия металлических деталей, керамику с высоким ε (ВСТ-80), что усложняет конструкцию, влияет на технологичность и цену изделия. На технологичность влияет также заметно упавшее качество металлов и псевдосплавов, а также необходимость точного раскроя припоя.

II. Конструкция усилителя на основе LTCC керамики

LTCC технология хорошо отлажена и широко используется во всем мире. Она дает возможность в едином процессе изготовить электрические платы и корпус. Это групповая высокоавтоматизированная технология, не требующая металлообработки, гальванических покрытий и компенсаторов. В работе рассмотрена новая конструкция СВЧ усилителя мощности на основе многослойной LTCC технологии. Согласующие цепи усилителя выполнены не на поликоре, а на основе LTCC керамики с использованием интегральных многослойных конденсаторов вместо керамики с высоким ε (Рис. 1). При этом удельная емкость однослойного конденсатора из керамики ВСТ-80 (ε=80) толщиной 300 мкм ($C_{уд} = 2.36\frac{пФ}{мм^2}$) практически равна удельной емкости 4х-слойного конденсатора из LTCC керамики с толщиной слоев 105 мкм ($C_{уд} = 2.43\frac{пФ}{мм^2}$). При этом одной из основных проблем является значительная паразитная индуктивность выводов такого конденсатора, которая была успешно решена.

Теплоотвод реализован путем монтажа кристалла транзистора в отверстие в LTCC керамики на поверхность теплораспределяющего элемента (алмазной пластины, медной фольги)(Рис. 1).

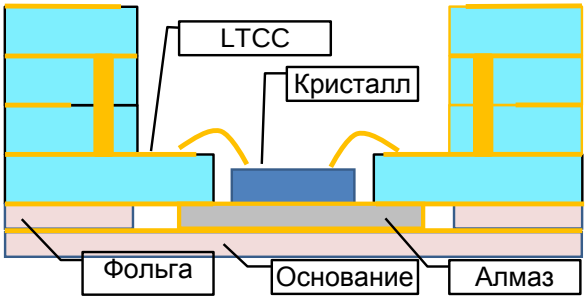


Рис. 1. Монтаж кристалла транзистора в отверстии LTCC на теплораспределяющую пластину.

Fig. 1. Mounting of transistor chip on heatsink wafer in a wall of LTCC ceramic

Входные, выходные и межкаскадные разделительные конденсаторы, а также согласующие цепи и цепи питания легко реализуются в многослойной керамике в едином корпусе.

Топология верхнего слоя металлизации усилителя показана на Рис. 2.

В качестве активного элемента используется 4-х секционный транзистор производства «Истока» с длиной пальцев 50 мкм. Мы провели моделирование электрических характеристик усилителя, его теплового режима. Усилитель имеет выходную мощность 4 Вт в X-диапазоне. АЧХ коэффициента усиления и выходной мощности усилителя показаны на Рис. 3-4.

В работе рассмотрены вопросы сборки.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

IV. Заключение

Реализация СВЧ усилителей мощности с помощью LTCC технологии позволяет избавиться от множества технологических проблем, в основном связанных с изготовлением корпуса. Данное решение позволит существенно упростить конструкцию усилителя, уменьшить его габариты и вес, использовать групповые технологии изготовления, отказаться от дорогостоящих процессов точной металлообработки, температурных компенсаторов, гальванических покрытий. Фактически весь усилитель (за исключением навесных элементов) «собирается» в едином техпроцессе. Электрические характеристики такого усилителя не уступают параметрам традиционных усилителей. Тепловой режим прибора оказывается приемлемым благодаря использованию металлического или алмазного теплоотвода. В единой компактной конструкции объединяется собственно усилитель и цепи питания. Основные проблемы в данной конструкции связаны с точностью изготовления и повторяемостью параметров.

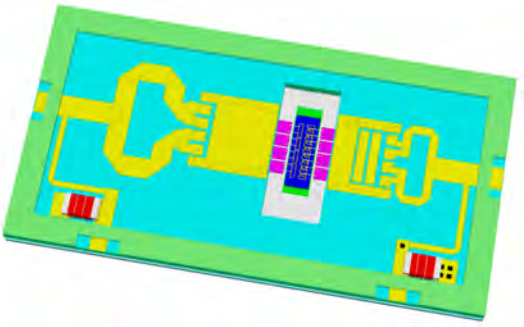


Рис. 2. Топология верхнего слоя усилителя.

Fig. 2. Topology of upper metallization of amplifier

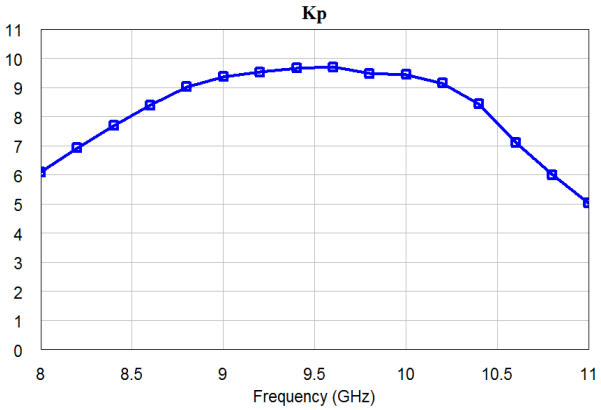


Рис. 3. АЧХ коэффициента усиления.

Fig. 3. Frequency response of gain

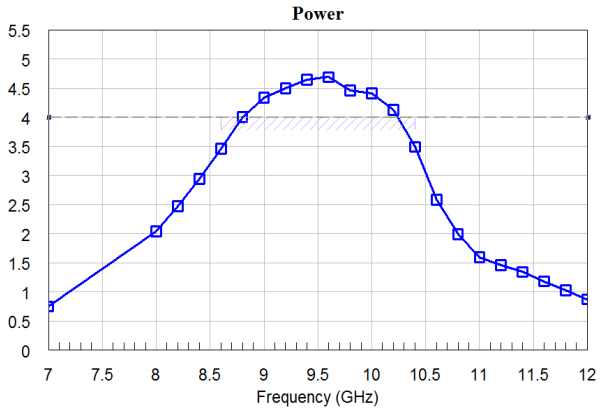


Рис. 4. АЧХ выходной мощности усилителя.

Fig. 4. Frequency response of output power

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

X-BAND POWER AMPLIFIER MMIC

Shishkin D. A., Arykov V. S., Erofeev E. V., Stepanenko M. V.
CJSC Micran, Research & Production Company, Kirova Ave., 51d, Tomsk, Russia, 634041
Phone: +7 (3822) 900-029, e-mail: dash@micran.ru

Abstract — Power amplifier MMIC with 8.5-11.0 GHz frequency bandwidth, 8 W P3dB power output and 35% power efficiency was designed. Chip dimensions is 3.0x4.0 mm with thickness of 0.1 mm. Desing based on GaAs pHEMT transistors with 0.25 um gate length.

МИКРОСХЕМА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Шишкин Д. А., Арыков В. С., Ерофеев Е. В., Степаненко М. В.
ЗАО НПФ Микран, пр. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия
тел.: (3822) 900-029, e-mail: dash@micran.ru

Аннотация — Разработана микросхема усилителя мощности диапазона частот 8.5—11.0 ГГц, с выходной мощностью по сжатию на 3 дБ 8 Вт и КПД 35 %. Габаритные размеры кристалла 3.0x4.0 мм, толщина 0.1 мм. Разработка выполнена по технологии pHEMT на арсениде галлия с длиной затвора 0.25 мкм.

I. Введение

Разработка и серийное производство микросхем усилителей мощности является приоритетным направлением развития микроэлектронной технологической линии фирмы. Накопленные при производстве пассивных микросхем и микросхем малошумящих усилителей компетенции позволили перейти к выпуску активных схем с большой периферией транзисторов с коммерчески приемлемым выходном годных.

II. Основная часть

Разработка микросхемы проходила в 2 этапа, достаточно протяженных по времени. На первом этапе был разработан усилитель под наименованием MP551, фотография кристалла представлена на рисунке 1.

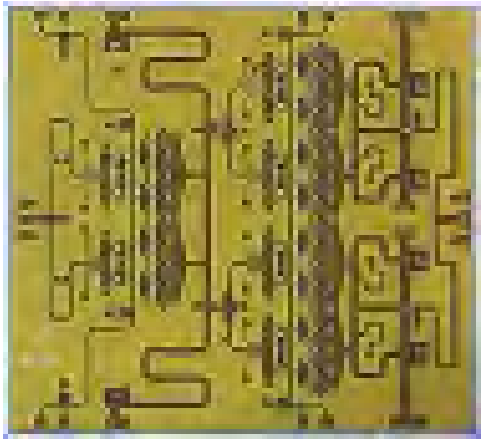


Рис. 1. Фотография кристалла микросхемы MP551.

Fig. 1. Photography of MP551 MMIC

Усилитель двухкаскадный, диапазона 8-12 ГГц, с расчетной выходной мощностью 7 Вт (при сжатии коэффициента усиления на 3 дБ), усилением 20 дБ, неравномерностью 2 дБ и габаритными размерами кристалла 4.0x4.0 мм. Изготовлены 3 пластины, показавшие существенные недостатки как технологического процесса, так и качества расчета и проработки топологии. С технологической точки зрения наиболее существенными недостатками были плохая повторяемость и низкий выход годных, не превышающий 7%. При расчете не было уделено достаточно внимания нюансам, и были использованы избыточно сложные согласующие цепи, что сказалась, в том числе, и на выходе годных. Результат измерения линейных параметров одного из образцов показан на рисунке 2. Выходная мощность, в зависимости от кристалла, составила от 1.5 до 6 Вт в диапазоне 8.5-11.5 ГГц.

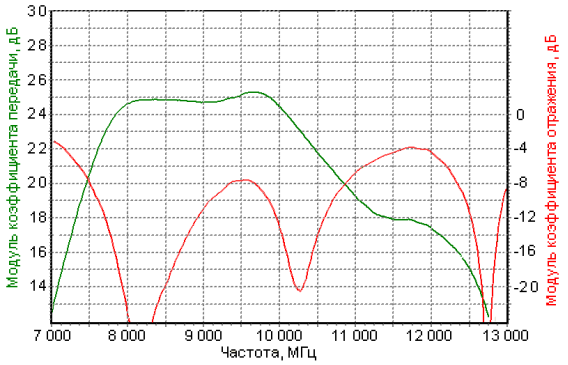


Рис. 2. Коэффициент усиления и отражения по входу для опытного образца микросхемы MP551.

Fig. 2. Gain and input mismatch of MP551 MMIC

После анализа причин отклонений и дефектов составлен и выполнен план по улучшению технологического процесса, а также улучшена проработка расчета и топологических решений.

Ввиду значительных изменений параметров техпроцессов, и как следствие, транзисторов, произведена разработка новой микросхемы усилителя, под наименованием MP553. Усилитель двухкаскадный, диапазона частот 8.5-11 ГГц, с расчетной выходной мощностью 8 Вт (при сжатии коэффициента усиления на 3 дБ), усилением 20 дБ, неравномерностью 1.5 дБ, и габаритными размерами кристалла 3.0x4.0 мм. Фотография кристалла представлена на рисунке 3.

Микросхема запущена в производство, по результатам контроля СВЧ параметров (КСВН по входу, усиление и выходной мощности) на пластинах получен средний выход годных с пластины 43%. Все измерения проводились в импульсном режиме, при номинальном напряжении питания 8 В и длительности импульса 20 мкс. Коэффициент усиления и КСВН входа для выборки микросхем из 20 шт. представлены на рисунках 4 и 5.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

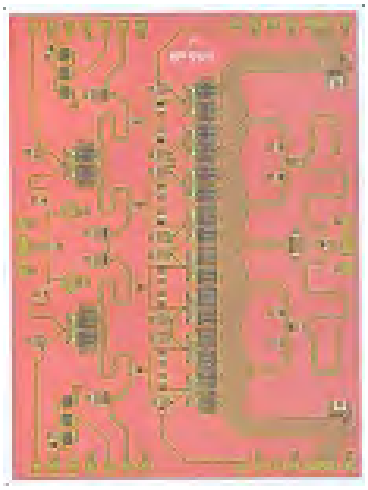


Рис. 3. Фотография кристалла микросхемы MP553.

Fig. 3. Photography of MP553 MMIC

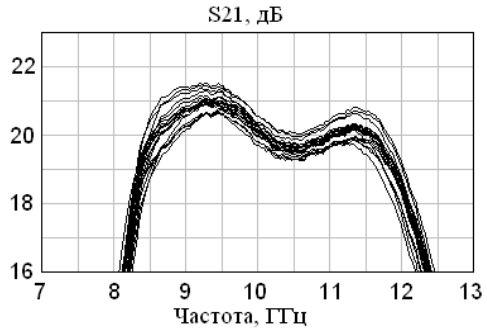


Рис. 4. Коэффициент усиления для выборки 20 шт. микросхем.

Fig. 4. MMIC's gain for 20 pcs lot size

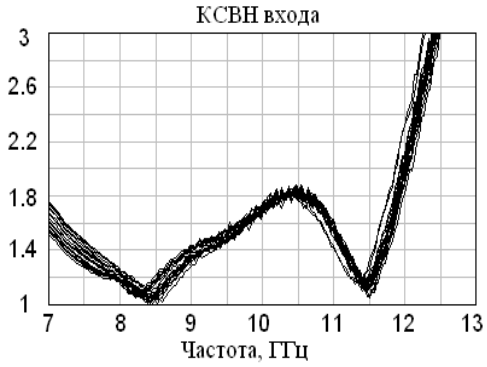


Рис. 5. КСВН входа для выборки из 20 шт. микросхем.

Fig. 5. MMIC's input VSWR for 20 pcs lot size

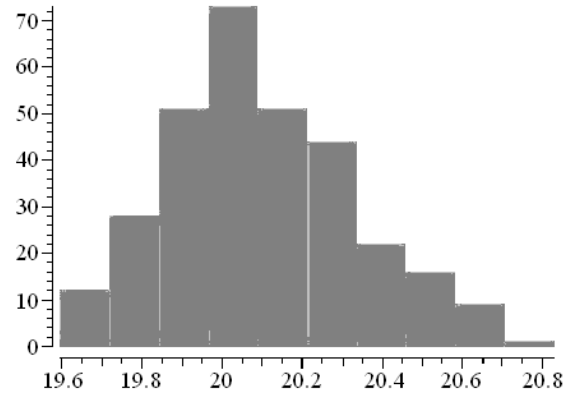


Рис. 6. Распределение коэффициента усиления по одной пластине.

Fig. 6. MMIC's gain distributions for single wafer

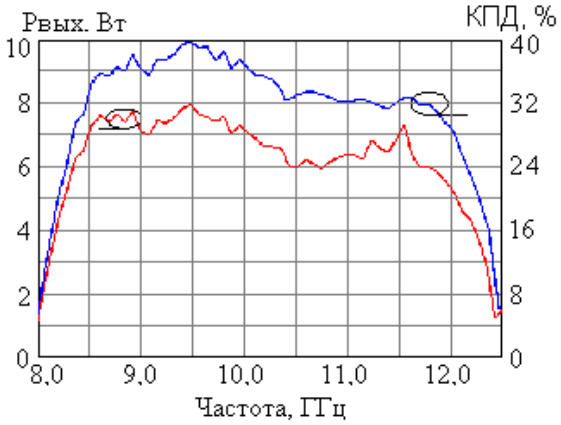


Рис. 7. Выходная мощность и КПД, по сжатию коэффициента усиления на 3 дБ.

Fig. 7. P_{3dB} output power and efficiency

III. Заключение

Разработана микросхема усилителя мощности X-диапазона частот для применения в радиолокационной и связной аппаратуре. Проведенная модернизация технологического процесса позволила получить высокий выход годных и хорошую повторяемость, что позволяет осуществлять серийный выпуск.

IV. References

[1] A.P. de Hek. Design, Realisation and Test If GaAs-based Monolithic Integrated X-band High-Power Amplifier. 2002, Eindhoven University of Technology.

[2] D.G. Swanson, Wolfgan J.R. Hoefer. Microwave Circuit Modelling Using Electromagnetic Field Simulation. 2003, Artech House.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

A SET OF GaAs MMICs FOR X-BAND AESA T/R MODULES

Arykov V. S., Barov A. A., Kondratenko A. V., Shishkin D. A.
MICRAN, Research & Production Company
47, Vershinina st., Tomsk, 634045, Russian Federation
Phone: +7(3822) 413403, e-mail: alkon@micran.ru

Abstract — This report presents results of the design and manufacturing of a low noise amplifier, high power amplifier and core chip which are based on the MMIC technology and represent a uniform solution for the front end T/R modules of an X-band AESA.

КОМПЛЕКТ GaAs МИС ДЛЯ ППМ АФАР X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Арыков В. С., Баров А. А, Кондратенко А. В., Шишкин Д. А.
ЗАО «Научно-производственная фирма «Микран»
ул. Вершинина, д. 47, Томск, 634045, Россия
Тел.: +7(3822) 413403, e-mail: alkon@micran.ru

Аннотация — В докладе представлены результаты разработки монолитных интегральных схем малошумящего усилителя, усилителя мощности и многофункционального кристалла управления, представляющих собой унифицированное решение для построения радиотракта приемо-передающих модулей АФАР X-диапазона частот.

I. Введение

Мировой опыт показал возможность реализации радиотракта приемо-передающих модулей (ППМ) АФАР на основе всего трех типов монолитных интегральных схем (МИС): малошумящего усилителя (МШУ), усилителя мощности (УМ) и многофункционального кристалла управления [1]. Интеграция различных функциональных узлов радиотракта на один кристалл позволяет уменьшить габаритные размеры и увеличить технологичность сборки ППМ, что, в конечном счете, приводит к снижению стоимость производства. Кроме того, исключение большого числа сварных межсоединений за счет повышения степени интеграции позволяет добиться качественного улучшения параметров ППМ и минимизировать их разброс от модуля к модулю [2].

В докладе представлены достигнутые результаты работы ЗАО «НПФ «Микран» в части создания унифицированного решения по элементной базе для построения радиотракта ППМ АФАР X-диапазона частот. Функциональная схема радиотракта на основе разработанных МИС приведена на рис. 1.

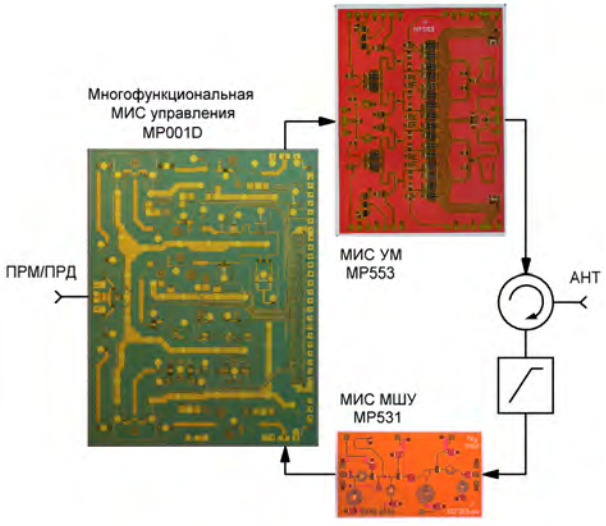


Рис. 1. Функциональная схема радиотракта.

Fig. 1. Block diagram of the front end

II. МИС малошумящего усилителя МР531

МИС содержит три каскада на псевдоморфных транзисторах с высокой подвижностью электронов с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а так же ввода и блокировки питания. В первом и втором каскадах применено классическое решение – последовательная обратная связь в виде высокоомного отрезка линии передачи в истоке транзистора. Выбор параллельной резистивной обратной связи в третьем каскаде обусловлен требованиями обеспечения равномерного коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот, а также согласования выхода МИС с трактом СВЧ. Для организации требуемого режима по постоянному току во всех каскадах используется схема автосмещения. Напряжение питания МШУ 5 В, номинальный ток потребления 70 мА. Габаритные размеры кристалла 2,5×1,5×0,1 мм [3].

Типовые частотные характеристики МИС МР531 приведены на рис. 2.

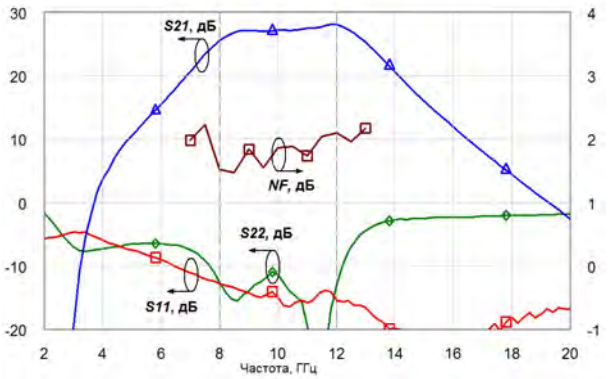


Рис. 2. Частотные характеристики МИС МР531.

Fig. 2. Frequency response of the MP531 MMIC

III. МИС усилителя мощности МР553

МИС выполнена по двухкаскадной схеме с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а так же ввода и блокировки питания. Суммарная ширина затвора для выходного каскада составляет 14,4 мм. Коэффициент усиления в режиме малого сигнала 20 дБ. Напряжение питания УМ составляет 8 В, ток потреб-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ления в режиме большого сигнала до 2,7 А. Габаритные размеры кристалла 3,0×4,0×0,1 мм.

Частотные зависимости выходной мощность при сжатии коэффициента усиления на 3 дБ и КПД приведены на рис. 3. Режим измерения – импульсный (длительность импульса 20 мкс, скважность 50).

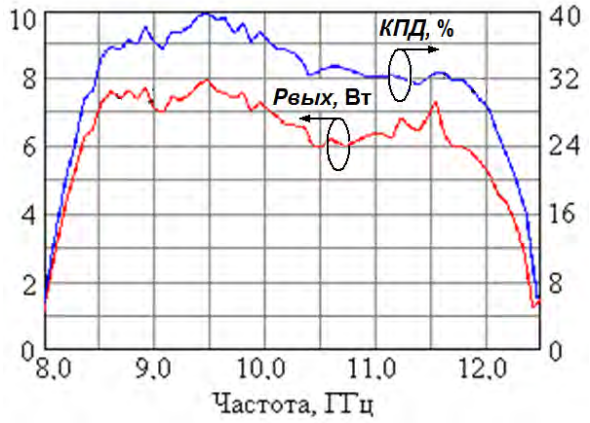


Рис. 3. Частотные характеристики МИС МР553.

Fig. 3. Frequency response of the MP553 MMIC

IV. Многофункциональная МИС управления MP001D

МИС выполнена по трехпортовой схеме и содержит в своем составе: три двухпозиционных коммутатора, обеспечивающих переключение режимов «Прием/Передача»; малошумящий усилитель (МШУ) на входе приемного канала; 6-разрядный фазовращатель, 5-разрядный аттенюатор, а также два буферных усилителя в общем плече; предварительный усилитель мощности (ПУМ) на выходе передающего канала; цепи стабилизации затворного смещения активных элементов усилителей и драйвер управления. Функциональная схема приведена в [2]. Габаритные размеры кристалла 4,0×5,1×0,1 мм.

Частотные зависимости ключевых параметров МИС MP001D в режиме приема (ПРМ) и передачи (ПРД), полученные по результатам второй итерации изготовления, приведены на рис. 4-6.

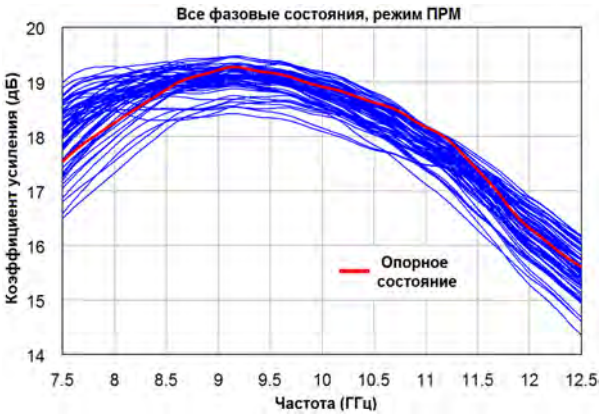


Рис. 4. Коэффициент усиления в режиме ПРМ.

Fig. 4. Gain in the RX mode (All phase states)

Коэффициент шума многофункциональной МИС управления в режиме ПРМ составляет не более 6 дБ в диапазоне частот 8-11,5 ГГц.

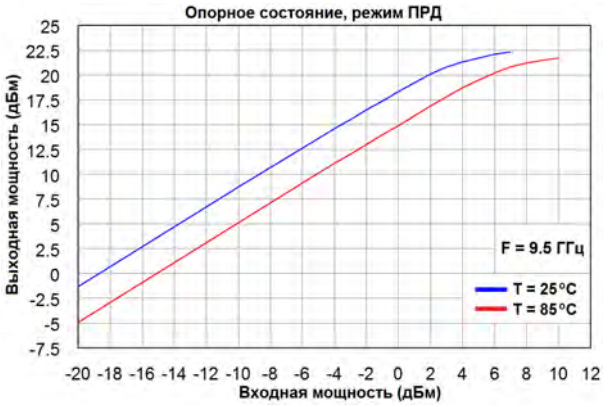


Рис. 5. Амплитудная характеристика в режиме ПРД.

Fig. 5. Pout vs Pin in the TX mode (REF state)

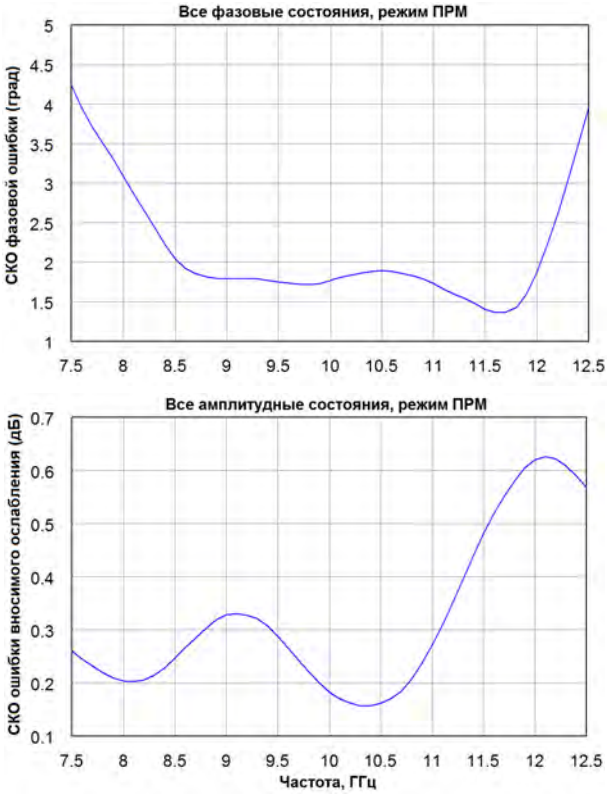


Рис. 6. СКО фазовой и амплитудной ошибок.

Fig. 6. RMS phase and amplitude errors (RX mode)

V. References

[1] Golden K. A 3-chip MMIC solution for X-band phased array radar / K. Golden, A. Bessemoulin, A. Dadello, P. Hales // Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMSAC), IEEE International Conference. – 2011, 7-9 November. – P. 1–4.

[2] Баров А.А. GaAs многофункциональная МИС управления X-диапазона частот / А.А. Баров, А.В. Кондратенко // 23-я Международная Крымская конференция ‹‹СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии›› (КрыМиКо'2013). Севастополь, 8-13 сентября 2013 г.: Материалы конференции в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2013. – Том 1, с. 70–71.

[3] Арыков В.С. МИС малошумящего усилителя диапазона 8-12 ГГц на основе GaAs pHEMT-технологии / В.С. Арыков, А.А. Баров, А.В. Кондратенко // Электронные средства и системы управления: Доклады Международной научно-практической конференции. (10–11 ноября 2011 г.) Томск: В-Спектр, 2011. – 260 с., с. 53–57.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

WIDEBAND FREQUENCY DOUBLER MMIC

Drobotun N. B.[1], Drozdov A. V.[2]
[1]*Tomsk State University of Control System and Radioelectronics*
40, Lenin Str., Tomsk, 634050, Russian Federation
[2]*"MICRAN", Research & Production Company*
47, Vershinin Str., Tomsk, Tomsk reg., 634045, Russian Federation

Abstract — This paper presents the result of passive balanced frequency doublers (GaAs MMIC) design. Doublers have been designed using the GaAs Schottky diodes technology (MICRAN). As an input and output transformers Marchand baluns have been used. These MMICs provide the frequency doubling at 6-13 GHz and 13-25 GHz input frequency range.

МИС ШИРОКОПОЛОСНЫХ УДВОИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Дроботун Н. Б.[1], Дроздов А. В.[2]
[1]*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)*
ул.Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
[2]*ЗАО «НПФ «Микран», ул. Вершинина 47, Томск, Томская обл., 634045, Россия*

Аннотация — Представлены результаты разработки пассивных балансных удвоителей частоты, в монолитно интегральном исполнении. Удвоители разработаны по технологии GaAs диодов Шоттки (ЗАО «НПФ «МИКРАН»). В качестве симметрирующих устройств применены трансформаторы на основе мостов Маршанда. Микросхемы обеспечивают умножение входной частоты в диапазонах 6-13 ГГц и 13-25 ГГц.

I. Введение

Одним из способов формирования высокочастотного сигнала является умножение и/или деление частоты. Схема балансного умножителя частоты (умножение в четное число раз) является наиболее распространённой и широко применяемой. Основным достоинством этой схемы является подавление нечетных гармонических составляющих выходного сигнала.

Целью данной работы является разработка и производство сверхширокополосных пассивных удвоителей частоты в монолитно интегральном исполнении (МИС) с входными диапазонами частот 6-13 ГГц и 13-25 ГГц. Удвоители разработаны и произведёны по технологии GaAs диодов Шоттки (ЗАО «НПФ «Микран») [1].

II. Основная часть

На рис. 1 представлена принципиальная схема устройства. Схема состоит из пассивного кольцевого умножителя и симметрирующих трансформаторов на основе мостов Маршанда, на входе и выходе этого кольца. Входной трансформатор TV1 согласован в диапазоне частот 6-13 ГГц, а выходной TV2 соответственно в диапазоне 12-26 ГГц. На выход трансформатора TV1 подключены индуктивности L1 и L2, эти индуктивности являются согласующими элементами. Электромагнитное моделирование было произведено в системе автоматизированного проектирования Advanced Design System (ADS) компании Keysight.

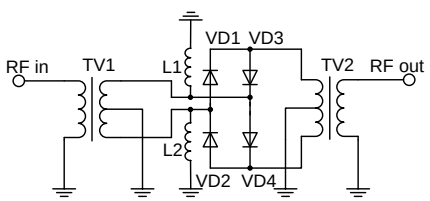


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема удвоителя частоты.

Fig. 1. Electrical scheme of frequency doubler

На рис. 2 представлена микрофотография изготовленной микросхемы. Входной симметри-рующий трансформатор выполнен в форме спирали для уменьшения его габаритных размеров. Топология выполнена с использованием двух слоёв металлизации. В первом слое находятся основные проводники, второй слой использован для воздушных мостиков, необходимых в местах пересечений линий. Заземления выполнены при помощи сквозных металлизированных отверстий.

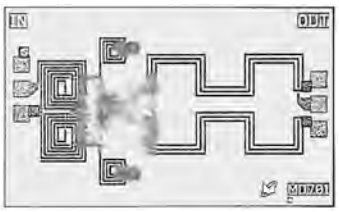


Рис. 2. Микрофотография микросхемы MD701.

Fig. 2. MMIC MD701 microphoto

На рис. 3 представлены результаты измерений потерь преобразования и подавления гармоник первого и высшего порядков. Подавление гармоник измерялось при мощности на входе +15 дБм, графики подавления построены относительно этого уровня.

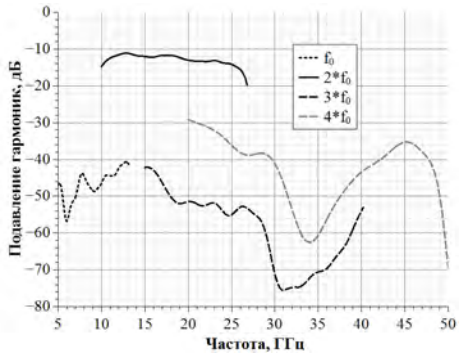


Рис. 3. Потери преобразования и уровень подавления гармоник МИС MD701.

Fig. 3. MMIC MD701 conversion gain and isolation

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

На рис. 4 представлены результаты измерений частотных зависимостей возвратных потерь по входу при разных уровнях мощности.

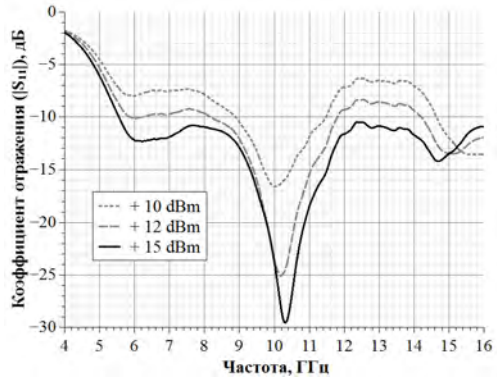


Рис. 4. Возвратные потери микросхемы MD701.

Fig. 4. MMIC MD701 return loss

В результате работы были произведены образцы микросхем пассивного удвоителя частоты с входным диапазоном частот 6-13 ГГц, рассчитанного на номинальную входную мощность +15 дБм. Потери преобразования не более 16 дБ, возвратные потери по входу не более -10 дБ, возвратные потери по выходу не более -6 дБ. Подавление гармоник высшего порядка не менее 40 дБ относительно входного уровня +15 дБм. Наиболее близким функциональным аналогом разработанной МИС, является МИС HMC205 компании Hittite (на данный момент подразделение компании Analog Devices) [2]. Разработанная микросхема превосходит HMC205 по всем основным техническим параметрам.

Главным недостатком симметрирующих трансформаторов на основе мостов Маршанда является трудоемкость реализации устройства с коэффициентом перекрытия больше октавы. Для достижения большей полосы рабочих частот, ее можно разбить на под диапазоны, используя отдельные устройства для каждого под диапазона. Поэтому для перекрытия диапазона 6-50 ГГц, вместе с MD701, нами была разработана топология удвоителя с диапазоном входных частот 13-25 ГГц.

Входной и выходной симметрирующие трансформаторы, выполненные на мостах Маршанда, благодаря высокой входной и выходной частоте умножителя 13-25 ГГц и 25-50 ГГц соответственно, не было необходимости выполнять в форме спирали, что позволило получить меньший дисбаланс по амплитуде и фазе на плечах трансформаторов. Это обстоятельство позволило получить высокие уровни подавления нечетных гармоник, более 40 дБ.

Разработанная топология микросхемы удвоителя диапазона 25-50 ГГц показана на рисунке 5.



Рис. 5. Топология удвоителя частоты 25-50 ГГц.

Fig. 5. A 25-50 GHz frequency doubler topology

На рис. 6 представлены расчётные результаты потерь преобразования и подавления гармоник первого и высшего порядков. Подавление гармоник рассчитывалось при мощности на входе +15 дБм, графики подавления построены относительно этого уровня.

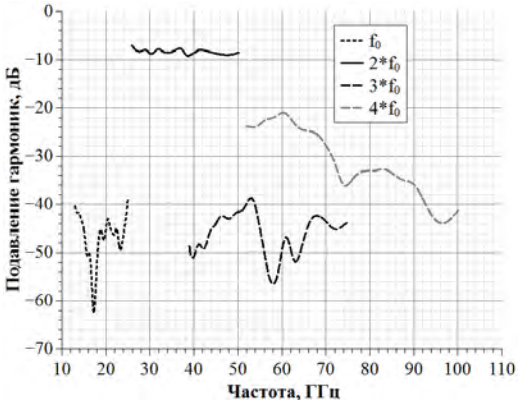


Рис. 6. Потери преобразования и уровень подавления гармоник удвоителя частоты 25-50 ГГц.

Fig. 6. The conversion gain and isolation of the 25-50 GHz doubler

На рис. 7 представлены результаты расчета частотных зависимостей возвратных потерь по входу удвоителя частоты диапазона 25-50 ГГц.

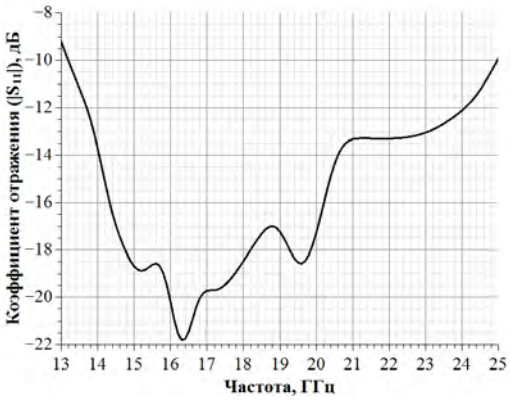


Рис. 7. Возвратные потери умножителя 25-50 ГГц.

Fig. 7. The return loss of the 25-50 GHz doubler

III. Заключение

Разработанные удвоители работают в широком диапазоне частот. Произведенная микросхема удвоителя MD701 имеет коэффициент преобразования не ниже -16 дБ и уровни подавления нечетным гармоник не хуже 40 дБ, что превосходит характеристики аналога зарубежного производителя (HMC205). Спроектированная топология микросхемы удвоителя с диапазоном входных частот 13-25 ГГц имеет коэффициент преобразования не ниже -10 дБ и уровни подавления нечетным гармоник не хуже 40 дБ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по договору № 02.G25.31.0091.

IV. References

[1] Arykov V.S., Barov A.A., Kondratenko A.V. Monolitnye integral'nye skhemy passivnykh udvoitelei chastoty S- i C-diapazonov na osnove GaAs pHEMT-tekhnologii [MMIC passive frequency doubler S and C band based on GaAs pHEMT technologie]. Elektronnye sredstva i sistemy upravleniya: Materialy dokladov Mezhdunarodnoi nauchnoprakticheskoi konferentsii (10–11 november 2011), Tomsk, 2011, pp. 49-53.

[2] Hittite Microwave. Available at: http://www.hittite.com/ (accessed 20 December 2014).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SMALL-SIGNAL MICROWAVE PERFORMANCES OF DA-pHEMT

Kapralova A. A.[1], Lukashin V. M.[1], Pashkovskii A. B.[1], Lapin V. G.[1], Shcherbakov S. V.[1], Petrov K. I.[1], Zhuravlev K. S.[2], Toropov A. I.[2]
[1]*SC «RPC «ISTOK» named after A. I. Shokin*
Vokzalnaya 2a, Fryazino, Moscow reg.,141190, Russian Federation
Ph: (095) 4658620,e-mail: solidstate10@mail.ru
[2]*Institute for Semiconductor Physics SB RAS*
13, Lavrentiva sq., Novosibirsk,630090, Russian Federation
Ph.: (383) 3304475, e-mail: zhur@thermo.isp.nsc.ru

Abstract — The research of donor – acceptor heterostructure power pHEMT small-signal (linear) microwave performance have been submitted. Maximum measured linear gain was about 16 dB on 15 GHz. The prospects of these type device possible applications in millimeter wavelength range are done.

МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ СВЧ ХАРАКТЕРИСТИКИ DA-pHEMT

Капралова А. А.[1], Лукашин В. М.[1], Пашковский А. Б.[1], Лапин В. Г.[1], Щербаков С. В.[1], Петров К. И.[1], Журавлев К. С.[2],Торопов А. И.[2],
[1]*АО НПП «ИСТОК» им Шокина»*
ул.Вокзальная 2а, г.Фрязино, Московская обл., 141190, Россия
тел.: (495) 4658620, e-mail: solidstate10@mail.ru
[2] *Институт физики полупроводников, Сибирское отделение Российской академии наук*
пр. Ак. Лаврентьева, 13, г. Новосибирск, 603950, Россия
тел.: (383) 3304474, e-mail: zhur@thermo.isp.nsc.ru

Аннотация — Представлены результаты исследований малосигнальных СВЧ характеристик мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием. Транзисторы продемонстрировали непосредственно измеренный малосигнальный коэффициент усиления около 16 дБ на частоте 15 ГГц. Проведена оценка перспектив применения данного типа приборов в миллиметровом диапазоне длин волн.

I. Введение

Перспективы освоение миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн полевыми транзисторами связывают в основном с использованием гетероструктур с квантовыми ямами на основе узкозонных материалов [1-3]. Применение сверхкоротких затворов и малая ширина запрещённой зоны приводят к низким пробивным напряжениям таких приборов. Однако, кроме использования традиционных гетероструктур с селективным легированием, для улучшения СВЧ характеристик в настоящее время очень перспективным выглядит использование в подобных типах приборов дополнительного донорно-акцепторного легирования. С момента первых разработок данный тип приборов сразу продемонстрировал существенное (в полтора – два раза) увеличение коэффициента усиления по мощности, по сравнению с приборами на традиционных структурах [4-6]. Однако практически все измерения данных транзисторов проводились в X-диапазоне длин волн при настройке на максимальную мощность. Вопросы малосигнального усиления в миллиметровом диапазоне длин волн практически не рассматривались.

II. Основная часть

Исследовались мощные серийные транзисторы с шириной Г-образного затвора 0,4, 0,8 мм и длиной 0,3 мкм и транзисторы с шириной трапециевидного затвора 1,2 мм и длиной 0,4 - 0,5 мкм. Т.к. ширина затвора транзисторов составляла более 0,4 мм, то измерения их S-параметров проводились в специальном контактном устройстве в диапазоне частот 0,5 – 18,5 ГГц. Из-за погрешности измерений при непосредственном расчёте малосигнальных СВЧ характеристик в ряде случаев возникали биения с достаточно большой амплитудой. Поэтому для более корректных оценок как максимального коэффициента усиления в этом диапазоне, так и для аппроксимации результатов на более высокие частоты были определены параметры малосигнальной эквивалентной схемы транзисторов, с дальнейшими расчетами по ней.

Формула расчета максимально возможного коэффициента усиления при двухстороннем согласовании G_{max} имеет вид

$$G_{\max} = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| (K - \sqrt{K^2 - 1}),$$

где K-коэффициент устойчивости транзистора.

На рисунке 1 приведено сравнение G_{max} для мощных полевых транзисторов с шириной затвора 0,8 мм на традиционной гетероструктуре и гетеструктуре с донорно-акцепторным легированием. Видно, что транзисторы на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием имеют коэффициент усиления на 3 - 4 дБ больше и, соответственно, могут работать на более высоких частотах. Так, частота, на которой максимально возможный коэффициент усиления становится равен 0, у них почти на 40 % больше. Для проверки расчетов на частоте 15 ГГц проводилось непосредственное измерение максимального малосигнального коэффициента усиления с помощью установки с согласующими трансформаторами. Для исследуемого транзистора его величина составила около 16 дБ, что неплохо согласуется с расчетными данными.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

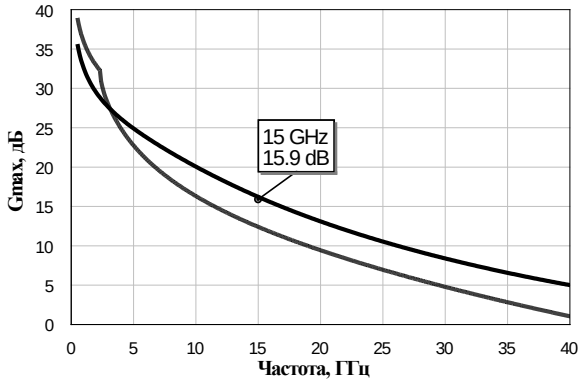


Рис. 1. Сравнение максимально возможного коэффициента усиления при двухстороннем согласовании для мощных полевых транзисторов с шириной затвора 0,8 мм на традиционной гетероструктуре (– – –) и гетеструктуре с донорно-акцепторным легированием (——). Точкой отмечен результат измерения транзистора на гетеструктуре с донорно-акцепторным легированием на частоте 15 ГГц.

Fig. 1. Comparison maximum available gain which is reached at the simultaneous conjugate match at both the input and output for power pHEMT on classical heterostructure (– – –) and donor-acceptor heterostructure (——) with gate width 0,8 mm. Measurement result of power pHEMT on donor – acceptor heterostructure on 15 GHz are represented by point

Также максимально возможный коэффициент усиления был рассчитан для исследуемых транзисторов с различной периферией. На рисунке 2 приведено сравнение G_{max} для транзисторов с шириной затвора 0,4, 0,8 и 1,2 мм.

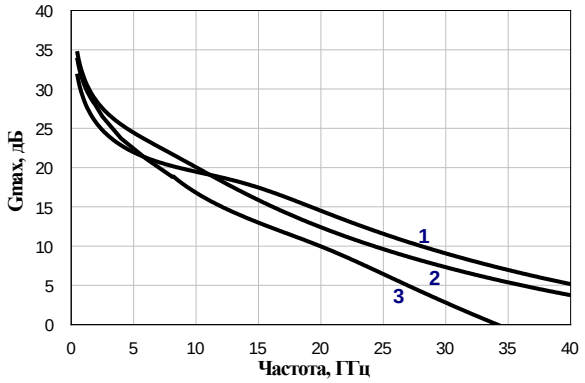


Рис. 2. Сравнение максимально возможного коэффициента усиления транзисторов на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием и различной периферией: 1 – ширина затвора 0,4 мм, 2 – ширина затвора 0,8 мм, 3 – ширина затвора 1,2 мм.

Fig. 2. Comparison maximum available gain for power pHEMT on donor-acceptor heterostructure with various periphery: 1 – gate width 0,4 mm, 2 – gate width 0,8 mm, 1 – gate width 1,2 mm

Как и ожидалось, что при уменьшении ширины затвора, его длины и сопротивления высокочастотные свойства прибора заметно улучшаются. Частота, при которой $G_{max} = 0$, растёт более чем в полтора раза.

Использование малосигнальных эквивалентных схем абсолютно оправдано как в диапазоне измерения S-параметров, так и не слишком далеко за границами диапазона измерений. Очевидно, что за границами диапазона данный расчет представляет собой только грубую оценку, аналогичную оценке падения коэффициента усиления на 6 дБ при росте рабочей частоты вдвое. Однако надо учитывать, что данные результаты получены для мощных транзисторов в серийном исполнении при ширине затвора более 0,4 мм и длине одного затворного пальца более 50 мкм.

Результаты измерения максимальной выходной мощности для несколько партий транзисторов с шириной затвора 1,2 мм с различной подвижностью и поверхностной плотностью электронов на частоте 10 ГГц приведены в таблице 1.

Таблица 1

№ партии	μ, $см^2/Вс$	$n_S \cdot 10^{-12}$, $см^{-2}$	P_{in}, мВт	P_{out}, мВт	K_P, дБ	I_d, мА	U_d, В	P_{in}/L_g, Вт/мм
1	4930	4,14	200	1500	8,8	300	10	1,25
2	4930	4,14	200	1400	8,5	250	10	1,17
3	5400	3,9	200	1830	9,6	320	11	1,53
4	5280	4,0	200	1700	9,3	300	11	1,42
5	5390	3,97	200	1860	9,7	320	11	1,55

На первый взгляд выходная мощность транзисторов сильно зависит от подвижности и чуть меньше от поверхностной плотности электронов в гетероструктуре, однако механизм столь сильного влияния пока неясен. Скорее всего, это связано с технологическими нюансами изготовления приборов.

III. Заключение

На основании проведенных исследований малосигнальных характеристик транзисторов на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием и транзисторов на традиционной структуре показано, что приборы на новой структуре обладают более высокочастотными свойствами и могут быть применимы в мм-диапазоне длин волн без существенного уменьшения длины и ширины затвора.

IV. References

[1] Samoska L.A. An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – p. 9–24.

[2] R.Gavande et al. W – band heterodine receiver module with 27 K noise temperature // IEEE MTT-S Digest – 2012 – p.1-3.

[3] C. Zech, A. Hülsmann, R. Weber, A. Tessmann, S. Wagner, M. Schlechtweg, A. Leuther, O. Ambacher A Compact 94 GHz FMCW Radar MMIC based on 100 nm InGaAs mHEMT Technology with Integrated Transmission Signal Conditioning // 2013 8th European Microwave Integrated Circuits Conference, p: 436 – 439

[4] В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, В.Г.Лапин, А.Б.Соколов "Уменьшение роли поперечного пространственного переноса электронов и рост выходной мощности гетероструктурных полевых транзисторов"// Письма в ЖТФ, 2012, т.38., в. 17, стр. 84-89.

[5] V.M. Lukashin, A.B. Pashkovskii, K.S.Zhuravlev, A.I.Toropov, V.G. Lapin, E.I. Golant, A.A. Kapralova "Development perspective for power field transistors at with donor-acceptor doped heterostructures" FTP, 2014, **48**, № 5, 684-692.

[6] В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков, К.С. Журавлев, А.И. Торопов, А.А. Капралова "Управление положением оптимальной рабочей точки мощного гетероструктурного полевого транзистора путем формирования подзатворного потенциального барьера на основе донорно-акцепторной структуры"// Письма в ЖТФ, 2015, том 41, вып. 3, с. 81 – 87.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

0.15 μm E-PHEMT TRANSISTORS

Krutov A. V., Rebrov A. S.
JSC "RPC "Istok"
141190 Russia, Fryazino, Vokzalnaya St., 2a
Phone: (495) 465-86-93, fax: (495) 465-86-86
E-mail: info@istokmw.ru

Abstract — In the present article results of low noise E-PHEMT transistors development are presented. The experimental parameters and comparison with foreign prototype are showed.

E-PHEMT ТРАНЗИСТОРЫ С РАЗМЕРНОЙ ОБРАБОТКОЙ 0,15 мкм

Крутов А. В., Ребров А. С.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
141190, Россия, Фрязино, ул. Вокзальная, 2а
Телефон: (495) 465-86-93, факс: (495) 465-86-86
E-mail: info@istokmw.ru

Аннотация — В работе представлены результаты разработки малошумящих гетероструктурных транзисторов, работающих в режиме обогащения. Приведены измеренные СВЧ параметры и их сравнение с зарубежными прототипами.

I. Введение

При проектировании усилителей СВЧ важно учитывать возможность минимизации количества и номенклатуры питающих напряжений, особенно при производстве многокристальных модулей. Особой популярностью среди разработчиков аппаратуры пользуются микросхемы с однополярным питанием ввиду простоты их применения.

Для реализации таких схем на нормально открытых транзисторах (D-PHEMT) применяют систему автоматического смещения в цепи истока, представляющую из себя параллельное соединение резистора и шунтирующей емкости. Наличие такой цепи существенно увеличивает габариты схемы, ограничивает частотный диапазон в области низких частот, за счет конечного значения шунтирующей емкости, ограничивает усилительные характеристики в области верхних частот за счет индуктивной составляющей конденсатора.

Эта проблема снимается при использовании нормально закрытых транзисторов (E-PHEMT), которые работают при положительном напряжении на затворе. Однако этот тип транзисторов используется в основном для построения ключевых схем управления транзисторными переключателями.

Использование (E-PHEMT) технологии с различной размерной обработкой для реализации усилительных устройств различного назначения представлено только в каталоге фирмы AVAGO [1] серии MGA, VMMK.

В данной работе показаны результаты разработки малошумящих E-PHEMT транзисторов с размерной обработкой 0,15 мкм. Представлены конструкция, технология изготовления, достигнутые параметры.

II. Конструкция и технология изготовления

Изготовление экспериментальных образцов производилось по топологии серийного малошумящего транзистора с шириной затвора 360 мкм.

Топология транзистора приведена на Рис. 1.

Транзистор имеет контактные площадки, приспособленные для измерения СВЧ параметров на пластине с помощью зондов системы земля-сигнал-земля с расстоянием 125 мкм. Толщина подложки составляет 100 мкм. Контактные площадки истоков имеют сквозные металлизированные отверстия для минимизации индуктивности заземления.

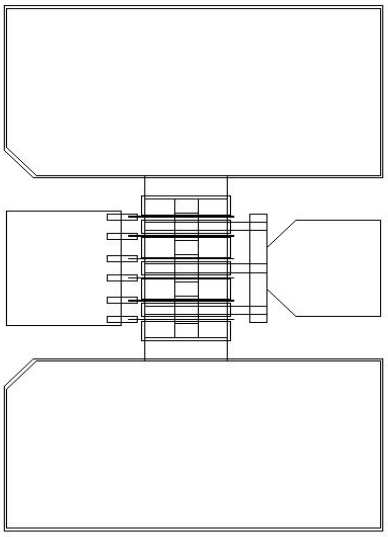


Рис. 1. Топология транзистора.

Fig. 1. Transistor topology

Транзисторы изготавливались на гетероструктурах ПМГС-Д02 собственного производства. Метод получения структур - газофазная эпитаксия. Структура выращена с односторонним легированием с толщиной канала 10 нм и содержанием индия 23%.

Все основные технологические операции осуществляются методами оптической контактной литографии, кроме операций формирования затворов.

Контактная литография поводится на установке MJB-4 с последующим вакуумным напылением и взрывом через двухслойный резист.

Формирование затворов производится методом электронной литографии на установке EBPG-5000 с помощью трехслойного резиста с проектной нормой 0,13-0,15 мкм. Травление контактного слоя проводилось сухим травлением до стоп-слоя, а дальнейшее тонкое дотравливание до нужного рабочего тока проводилось методом жидкостного травления.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Фотография Т-образного затвора приведена на Рис. 2.

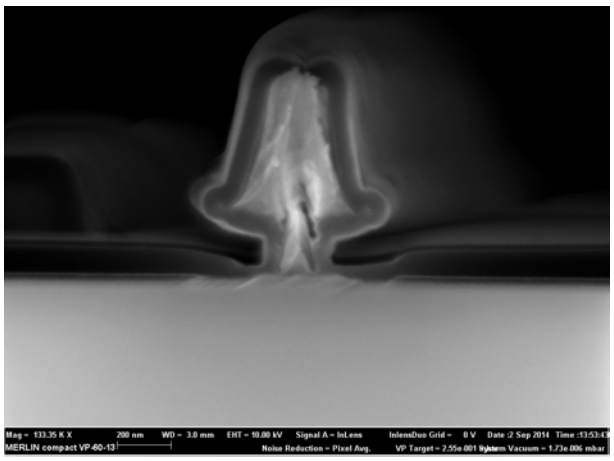


Рис. 2. Фотография Т-образного затвора.

Fig. 2. T-gate microphotography

III. Экспериментальные результаты

На Рис. 3, 4 приведены измеренные выходные и проходные вольтамперные характеристики изготовленных транзисторов.

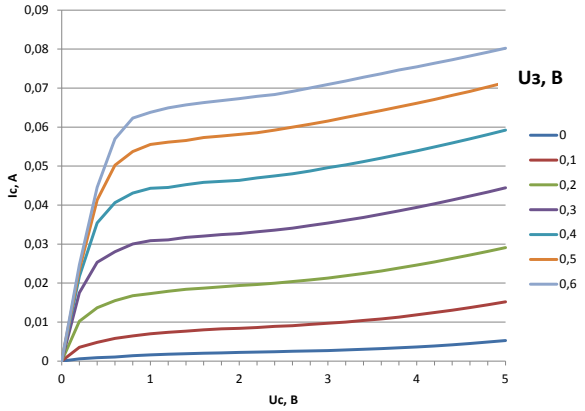


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика транзистора.

Fig. 3. Transistor IdVd characteristic

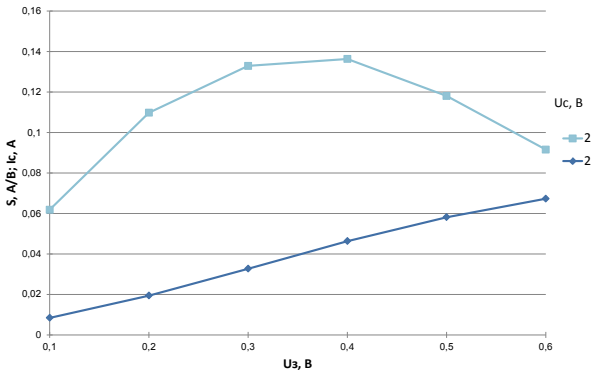


Рис. 4. Проходная характеристика транзистора.

Fig. 4. Transistor Gm/Id characteristic

На Рис. 5 приведены характеристики MSG (Maximum Stable Gain) изготовленных транзисторов и их сравнение с прототипами VMMK 1218 и VMMK 1225 фирмы AVAGO.

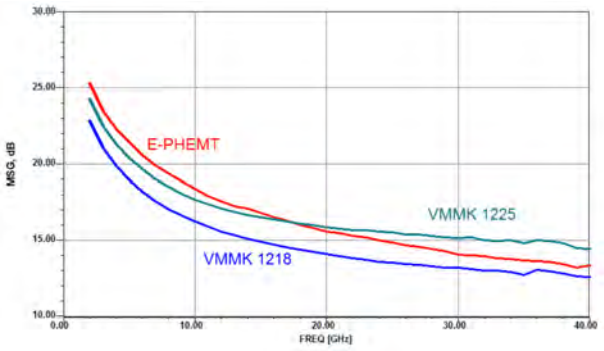


Рис. 5. Максимальное стабильное усиление транзистора, VMMK 1218 и VMMK 1225.

Fig. 5. MSG of transistor, VMMK 1218 & VMMK 1225

IV. Заключение

По своим усилительным характеристикам E-PHEMT транзисторы не уступают D-PHEMT транзисторам, а в рабочей точке превосходят их.

Работа при положительном смещении на затворе позволяет существенно упростить конструкцию схемы и расширить ее функциональные возможности.

V. References

[1] Рекламные материалы фирмы Avago, 2013.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

USING THE INTERMEDIATE PCM CONTROL FOR CORRECTION OF MMIC CHARACTERISTICS

Krutov A. V., Rebrov A. S.
JSC "RPC "Istok", 141190 Russia, Fryazino, Vokzalnaya St., 2a
Phone: (495) 465-86-93, fax: (495) 465-86-86
E-mail: info@istokmw.ru

Abstract — In the present article results of MMIC topology correction are presented. Topology correction was made based on measured characteristics of PCM transistors. PCM structure is showed. Procedure of measured results treatment is described. The experimental results are showed.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРОМЕЖУТОЧНОГО КОНТРОЛЯ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ

Крутов А. В., Ребров А. С.
АО «НПП «Исток» им. Шокина», 141190, Россия, Фрязино, ул. Вокзальная, 2а
Телефон: (495) 465-86-93, факс: (495) 465-86-86
E-mail: info@istokmw.ru

Аннотация — В работе представлены результаты коррекции топологии МИС исходя из измеренных характеристик полевых транзисторов, входящих в состав параметрического монитора, на этапе промежуточного контроля. Приведена конструкция параметрического монитора, описана процедура обработки результатов измерений. Показаны экспериментальные результаты коррекции топологии по результатам промежуточного тестирования.

I. Введение

Проектирование монолитных интегральных схем СВЧ производится с применением библиотек элементов, входящих в состав схемы. Эти элементы описываются определенными моделями, которые имплантированы в математическую расчетную среду. Сами по себе модели постоянно совершенствуются, но в любом случае они отличаются от параметров реальных элементов.

При производстве монолитных интегральных схем СВЧ необходим мониторинг качества и воспроизводимости параметров технологического процесса для набора статистических данных и определения необходимых допусков на параметры активных и пассивных компонентов, входящих в состав монолитной схемы.

Традиционно такой мониторинг проводится путем размещения на рабочей пластине модулей PCM (Process Control Monitoring). В состав такого модуля входит определенный набор тестовых элементов, позволяющих выборочно контролировать параметры технологических процессов. Наибольшие разбросы параметров присущи активному прибору из–за очень малых размеров затвора транзистора и сверхтонких слоев гетероэпитаксиальной структуры.

В данной работе представлены результаты коррекции топологии МИС исходя из измеренных характеристик полевых транзисторов, входящих в состав параметрического монитора, на этапе промежуточного контроля. Приведена конструкция параметрического монитора, описана процедура обработки результатов измерений. Приведены экспериментальные результаты коррекции топологии по результатам промежуточного тестирования.

II. Конструкция параметрического монитора

Состав параметрического монитора приведен на Рис. 1.

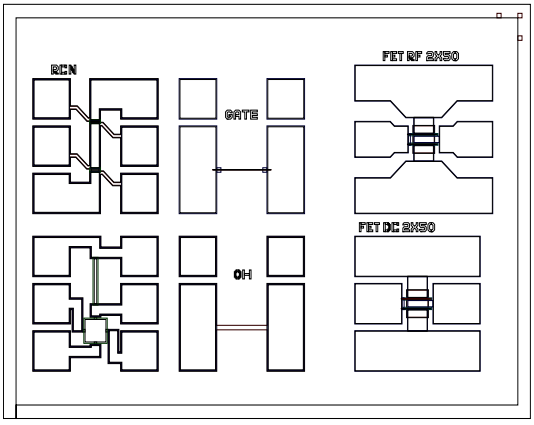


Рис. 1. Состав параметрического монитора.
Fig. 1. PCM structure

Измеряемые параметры:
Сопротивления:
удельное сопротивление мезы;
удельное сопротивление металлизации омических контактов;
сопротивление металлизации затвора;
контактное сопротивление омических контактов.
НЧ параметры транзисторов:
ток насыщения;
напряжение отсечки;
крутизна;
пробивные напряжения.
СВЧ параметры:
S-параметры в различных режимах смещения.

II. Процедура обработки результатов измерений

Измерение параметров происходит на ранней стадии изготовления МИС сразу после формирования затворов транзистора. После этого пластина находится на маршруте до полного завершения тех-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

нологического цикла не менее месяца. Это позволяет скорректировать топологию схемы в случае отличия параметров модели и измеренных характеристик.

После измерения СВЧ параметров производится восстановление эквивалентной схемы транзистора в нужной рабочей точке [1]. Для корректного использования эквивалентной схемы в составе МИС производится учет влияния контактных площадок на параметры эквивалентной схемы.

Топология представлена на Рис. 2.

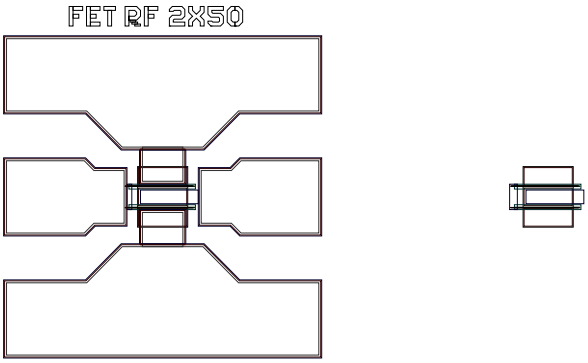


Рис. 2. Топологии для учета влияния контактных площадок.

Fig. 2. Deembedding pads

III. Экспериментальные результаты

Экспериментальные результаты коррекции топологии монолитной схемы с учетом результатов промежуточного тестирования параметрического монитора приведены ниже.

На Рис. 3, 4 приведены топологии МИС спроектированной по библиотечным моделям и МИС с учетом промежуточного тестирования и измеренные параметры.

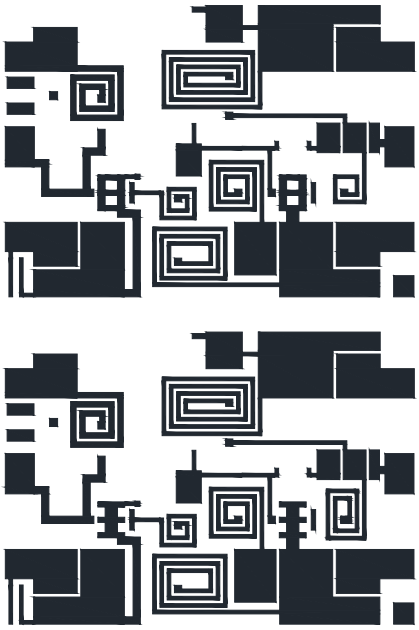


Рис. 3. Исходная и измененная топологии.

Fig. 3. Start & changed topologies

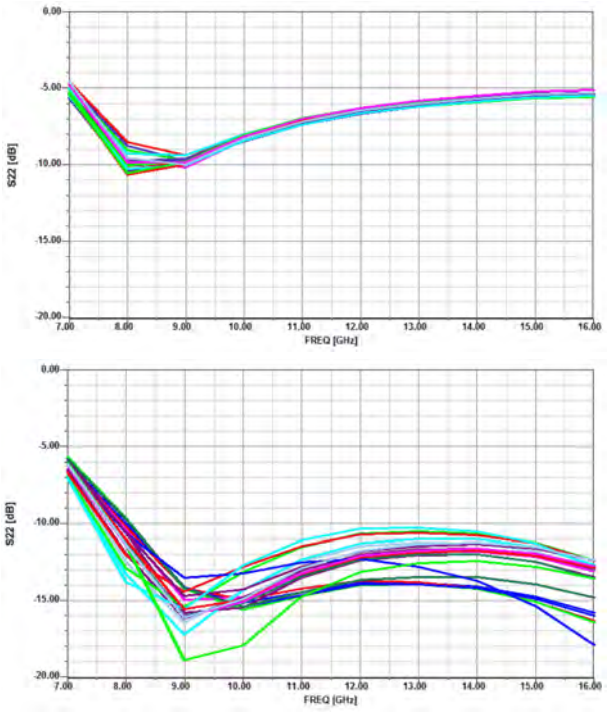


Рис. 4. Исходные и измененные выходные возвратные потери.

Fig. 4 Start & changed output return loss

Результаты измерений показывают, что схема, изготовленная с применением библиотечных моделей, имеет повышенное значение КСВН выхода.

Коррекция выходной цепи согласования позволила улучшить этот параметр.

III. Заключение

Использование измеренных характеристик полевых транзисторов, входящих в состав параметрического монитора, на этапе промежуточного контроля позволяет уточнить параметры модели конкретной пластины МИС, находящейся в стадии изготовления, и при необходимости скорректировать топологию с целью оптимизации параметров.

IV. References

[1] Krutov A. V., Rebrov A. S. An experimental extraction of GaAs and GaN PHEMT linear equivalent circuit and noise model. 2010 20th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo’2010). Sevastopol, 2010, pp. 214-215.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

STUDY OF ELECTRIC CHARACTERISTICS OF pHEMT GaAs MIC SWITCHED WITH L-BAND LNA

[1]Shkolniy V. N., [1]Suntsov S. B, [2]Karaban V. M., [2]Dmitriev V. D.
[1]JCS «Information Satellite Systems» Academician M.F. Reshetnev»
52, Lenina str., Zheleznogorsk, Krasnoyarsk reg., 662972, Russian Federation
[2]Federal State-Funded Institution of Higher Professional Education
«Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics»
40, Lenina sq., Tomsk, 634050, Russian Federation
Ph.: (3822) 900162, e-mail: karaban_vm@mail.ru

Abstract — The presents of electrical characteristics experimental researches results of the on-off switch-low-noise amplifier (switch-LNA) monolithic integrated circuit of the designed and manufactured based on 150 nm pHEMT arsenide-gallium technology of own production for use in the on-board navigation receivers of global navigation satellite systems signals for autonomous coordinate and time support of all types orbits spacecraft.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК pHEMT GaAs МИС КОММУТИРУЕМОГО ПО ВХОДУ МШУ L-ДИАПАЗОНА

[1]Школьный В. Н., [1]Сунцов С. Б., [2]Карабан В. М., [2]Дмитриев В. Д.
[1]Акционерное общество «Информационные спутниковые системы» им. ак. М. Ф. Решетнёва»
ул. Ленина, 52, Железногорск, Красноярский край, 662972, Россия
[2]Федеральное государственное бюджетное учреждение высшего профессионального образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»
пр. Ленина,40, Томск, 634050, Россия
тел.: (3822) 900-162, e-mail: karaban_vm@mail.ru

Аннотация — Представлены результаты экспериментального исследования электрических характеристик монолитно-интегральной схемы коммутируемого по входу малошумящего усилителя L-диапазона частот разработанного и изготовленного на основе 0,15 мкм pHEMT арсенид-галлиевой технологии собственного производства для применения в составе бортовых приёмников сигналов глобальных навигационных спутниковых систем космических аппаратов всех типов орбит для их автономного координатно-временного обеспечения.

I. Введение

Координатно-временное обеспечение является одним из важнейших условий успешного функционирования космических аппаратов различного назначения, в особенности тех, полезная нагрузка которых представляет собой измерительные системы: активные и пассивные радиолокаторы, средства наблюдения и дистанционного зондирования, навигационные устройства и др. Особое значение координатно-временное обеспечение имеет в случаях совместного функционирования нескольких космических аппаратов, которые решают общую задачу.

Для функционирования на разных типах орбит (низких, геостационарных, высокоэллиптических) необходимо использовать несколько антенн (антенно-фидерных систем), которые посредством коммутатора подключаются к приёмнику сигналов ГНСС. К тому же коммутатор выполняет ещё и функцию защиты входных цепей приёмника от электростатических разрядов.

Малошумящий усилитель (МШУ) в приёмном тракте выполняет первый этап усиления слабого принятого сигнала. От его линейности, шумовых и усилительных свойств зависят итоговые характеристики всего приёмника [1].

В данной статье рассматривается методика и результаты экспериментального исследования электрических характеристик монолитной интегральной схемы (МИС) совмещённого устройства: коммутируемого по входу МШУ, – выполняющего одновременно функции подключения антенн (антенно-фидерных систем) и усиления слабого принятого сигнала, для применения в составе многоканальных ГНСС приёмников L-диапазона частот на основе 0,15 мкм pHEMT арсенид-галлиевой технологии собственного производства.

II. Основная часть

Ближайший зарубежный аналог GaAs МИС двухпозиционного коммутатора HMC190AMS8 производства компании Hittite Microwave (США). Ближайший отечественный аналог GaAs МИС двухпозиционного коммутатора МР202 производства ЗАО «НПФ «Микран» (г. Томск).

Ближайший зарубежный аналог GaAs МИС МШУ HMC618LP3 производства компании Hittite Microwave (США). Ближайший отечественный аналог GaAs МИС МШУ МР502 производства ЗАО «НПФ «Микран» (г. Томск).

Аналоги МИС коммутируемого по входу МШУ отсутствуют.

В этой связи, к разработке pHEMT GaAs МИС коммутируемого по входу МШУ TSR060 (ТУСУР) были предъявлены следующие технические требования: границы рабочей частоты: 1,1-1,7 ГГц; коэффициент усиления: не менее 15 дБ; коэффициент шума (NF): не более 2,5 дБ; выходная мощность при сжатии на 1 дБ: не менее 10 дБм; напряжение питания МШУ: 5 В; управляющее напряжение коммутатора: 0…5 В; ток потребления: не более 80 мА.

Схема коммутатора МИС коммутируемого по входу МШУ TSR060 (ТУСУР) разработана на нормально открытых полевых транзисторах с затвором Шоттки.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Разработка МШУ МИС коммутируемого по входу МШУ TSR060 (ТУСУР) проводилась согласно методике совмещённого согласования. МШУ содержит один каскад на полевых транзисторах с высокой подвижностью электронов (pHEMT) с интегрированными цепями согласования, коррекции амплитудно-частотной характеристики, а также ввода и блокировки питания. Выбор параллельной резистивной обратной связи в каскаде обусловлен требованиями обеспечения равномерного коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот, а также согласования выхода МИС с трактом СВЧ. Для организации требуемого режима по постоянному току в каскаде используется схема автосмещения.

Общим условием при проведении экспериментальных исследований являлось то, что измерение электрических характеристик кристаллов МИС проводилось непосредственно на полупроводниковой пластине с помощью зондовой станции Suss MicroTec 200m.

Схема измерения на основе зондовой станции приведена на рис. 1: A1 – зондовая станция Suss Micro Tec 200m; A2, A3 – СВЧ зонды Z040-K3N-GSG-150; A4 – объект испытаний; A5 – источник питания Agilent E 3646A (служит для установки режима по постоянному току).

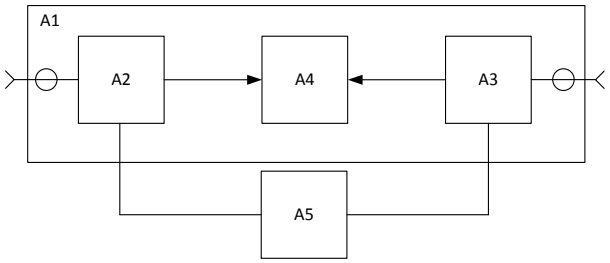


Рис. 1. Схема подключения объекта испытаний.

Fig. 1. Scheme of the test object connection

Измерение коэффициента шума МИС коммутируемого по входу МШУ TSR060 (ТУСУР) проводилось с помощью панорамного измерителя коэффициента шума Agilent N 8975A, позволяющего производить измерения в частотном диапазоне от 10,0 МГц до 26,5 ГГц. Погрешность измерения в диапазоне частот ≤ 3 ГГц не превышает 0,05 дБ. Результаты измерения показали, что коэффициент шума имеет значение 2,2 дБ, что в 2 раза превосходит отечественный аналог (4,5 дБ), но также в 2 раза уступает зарубежному (0,85-1,1 дБ). Это, в первую очередь, связано с технологией изготовления [2], которая рассчитана на большую мощность.

Измеряемый коэффициент шума определялся из условия:

$$F_1 = F_S - (F_2 - 1)/ K_P, \quad (1)$$

где F_1 – коэффициент шума МИС МШУ; F_S – коэффициент шума системы, состоящей из каскадного соединения МИС МШУ и прибора; F_2 – коэффициент шума прибора; K_P – коэффициент усиления МИС МШУ.

Измерение коэффициента передачи и частотных характеристик МИС проводилось с помощью векторного анализатора цепей Agilent N524 2AS. Проведённые измерения зависимостей АЧХ коэффициента передачи опытных образцов МИС МШУ TSR060 (ТУСУР) показали изменение величины коэффициента передачи в пределах 23-25 дБ, что существенно превосходит как отечественный (18-20 дБ), так и зарубежный (19 дБ) показатели. Частотный диапазон составил от 1,0 ГГц (нижняя граничная частота) до 2,5 ГГц (верхняя граничная частота) при значениях рассматриваемых аналогов: MP502 – от 1 до 4 ГГц, HMC618LP3 – от 1,2 до 1,7 ГГц.

Измерение выходной мощности по критерию сжатия коэффициента передачи на 1 дБ проводилась на следующем оборудовании: В качестве СВЧ генератора был использован СВЧ выход анализатора цепей Keysight N5242AS, который имеет при выходной мощности 0 дБмВт очень низкий уровень гармонических составляющих (минус 60 дБ); СВЧ усилитель MAHW-020200 фирмы «Микран» служит для развязки и раскачки выходного сигнала генератора.

Измерение выходной мощности производится СВЧ ваттметром Keysight N1911A, работающего в частотном диапазоне от 50 МГц до 18 ГГц. Пределы измерения выходной мощности от $0{,}3*10^{-7}$ Вт до 0,1 Вт при относительной погрешности ± 5%.

В начале измерения устанавливается относительно малый уровень входного воздействия (минус 40 дБмВт) и определяется малосигнальный коэффициент передачи по мощности:

$$K_P(\text{дБ}) = 10 \cdot \lg(P_{ВЫХ}/P_{ВХ}). \quad (2)$$

По мере увеличения водной мощности за счёт нелинейных эффектов происходит уменьшение (сжатие) коэффициента передачи. Линейным считается режим, при котором сжатие коэффициента передачи не превышает 1 дБ. Для МИС коммутируемого по входу МШУ TSR060 (ТУСУР) по отмеченной методике был определен уровень выходной мощности, соответствующий снижению K_P на 1дБ, который составил 17 дБм во всём частотном диапазоне. Данная величина немногим превосходит соответствующий показатель для отечественного (13,5 дБм) и зарубежного (14,5-10,0 дБм) аналогов.

Ток потребления, который фиксировался источником питания Keysight E3646A, находился в диапазоне 67-71 мА, при соответствующем показателе MP502 в 80 мА и HMC618LP3 в 118-65 мА.

III. Заключение

Результаты экспериментального исследования электрических характеристик МИС показали, что разработаны схемотехническое и топологическое решения образца МИС коммутируемого по входу МШУ L-диапазона частот на основе собственной (НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУР) 0,15 мкм pHEMT GaAs технологии с параметрами, на уровне современных аналогов для применения в составе ГНСС-приёмников космического назначения.

Работа выполнена в «НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУР в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218 и договора между ОАО « ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. № 02.G 25.31.0042.

IV. References

[1] Dmitriev V.D., Tereshkov V.V., Sayapin V.Yu., Suntsov S.B., Krat M.V. Model of the multichannel reception module of autonomous navigation system // Reports of TUSUR. – 2014. – № 3(33). – P. 16-21.

[2] Zykov D.D., Matveev V.V., Nechaev K.A., Karaban V.M. Product quality improvement by using the cause-and-effect diagram in complex with information system of semiconductor production control // Reports of TUSUR. – 2013. – № 4(30). – P.173-176.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Ka-BAND MMIC POWER AMPLIFIER CHIP

[1]Shishkin D. A., [2]Arykov V. S., [1]Erofeev E. V., [2]Stepanenko M. V.
[1]Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
[2]CJSC Micran, Research & Production Company, Kirova Ave., 51d, Tomsk, Russia, 634041
Phone: +7 (3822) 900-029, e-mail: dash@micran.ru

Abstract — Developed MMIC power amplifier with 32-35 GHz bandwidth, 15 dB gain and P1dB power output of 0.8 W. Chip dimensions is 2.5x3.5 mm. Desing based on GaAs pHEMT transistors with 0.25 um gate length.

МИКРОСХЕМА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ Ka-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

[1]Шишкин Д. А., [2]Арыков В. С., [1]Ерофеев Е. В., [2]Степаненко М. В.
[1]Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
[2]ЗАО НПФ Микран, пр. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия
тел.: (3822) 900-029, e-mail: dash@micran.ru

Аннотация — Разрабатывается микросхема усилителя мощности диапазона частот 32-35 ГГц, с коэффициентом усиления 15 дБ и выходной мощностью по сжатию на 1 дБ 0,8 Вт. Габаритные размеры кристалла 2.5x3.5 мм. Разработка выполняется по технологии pHEMT на арсениде галлия, на транзисторах с длиной затвора 0.25 мкм.

I. Введение

Разработка и серийное производство микросхем усилителей мощности является приоритетным направлением развития микроэлектронной технологической линии. Успешная разработка микросхем усилителей X-диапазона частот позволяет перейти к более высокочастотным диапазонам. Приводится описание первого этапа разработки усилителя мощности Ka-диапазона частот.

II. Основная часть

Завершена разработка по первому этапу, получены экспериментальные образцы микросхем усилителей, под наименованием МР554. Фотография кристалла представлена на рисунке 1.

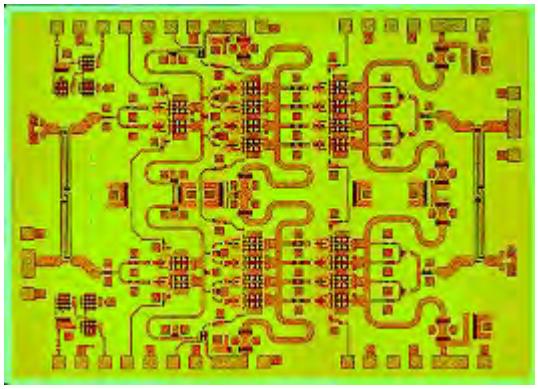


Рис. 1. Фотография кристалла микросхемы МР554.

Fig. 1. Photography of MP554 MMIC

Усилитель трехкаскадный по балансной схеме, диапазона частот 32-35 ГГц, с расчетной выходной мощностью 0,8 Вт (при сжатии коэффициента усиления на 1 дБ), усилением 15 дБ, неравномерностью АЧХ 1.5 дБ и габаритными размерами кристалла 3.5x2.5 мм. Использованы транзисторы с длиной затвора 0.25 мкм в конфигурации 4x100 мкм, технология pHEMT на арсениде галлия.

Были изготовлены 2 пластины с несколькими вариантами топологий. При измерениях на пластинах обнаружено самовозбуждение на частоте 7 ГГц, подавить которое оказалось возможным путем перерезания линий питания с одной стороны микросхемы. После доработки измерены малосигнальные характеристики усилителей. Все измерения проводились на пластине, в импульсном режиме, при длительности импульса 20 мкс и скважности 50. Сравнение расчетных и экспериментальных данных показало значительные различия по усилению и форме АЧХ, как показано на рисунке 2. По причине значительного ухода частотной характеристики выходная мощность и КПД не измерялись.

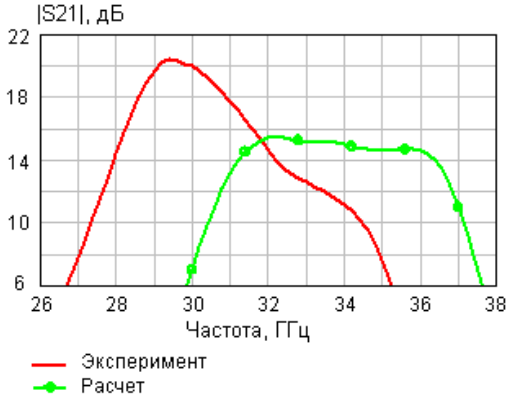


Рис. 2. Расчетный и экспериментальный коэффициент усиления.

Fig. 2. Design and measurement gain's

Расчет микросхемы выполнялся последовательно по классической методологии, с переходом от идеальных элементов к микрополосковой реализации. Плотная компоновка топологического рисунка согласующих цепей обуславливает высокую степень взаимовлияния, которая может быть учтена только с применением средств электромагнитного моделирования. Полный расчет топологии микросхемы выполнялся с применением 2.5-размерного вычислителя Axiem, идущего в комплекте с программой AWR Microwave Office.

Анализ причин расхождения расчетных и экспериментальных данных показал, что в расчете недостаточно точно учтена реальная геометрия проводников и заземляющих отверстий. После внесения всех изменений получено более адекватное совпа-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

дение экспериментальных и расчетных данных, как показано на рисунке 3.

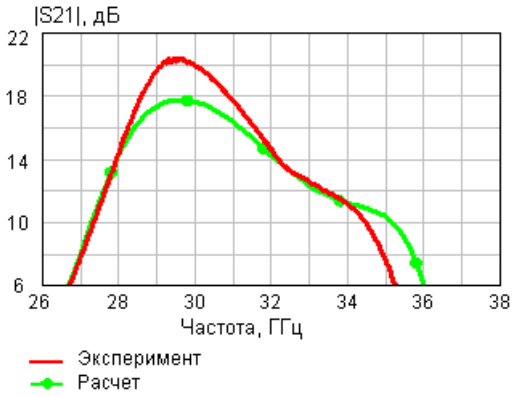


Рис. 3. Экспериментальный и уточненный расчетный коэффициенты усиления.

Fig. 3. Measurement and redesign-based gain's

С учетом выявленных причин расхождения расчет и эксперимента произведена коррекция топологического рисунка.

III. Заключение

Завершен первый этап разработки микросхемы усилителя мощности Ка-диапазона частот. Выявлены причины расхождения расчета и результата, подтверждена возможность реализации микросхем усилителей на основе транзисторов с длиной затвора 0.25 мкм на диапазон частот до 40 ГГц.

Работа выполнена при поддержке Минобразования РФ, договор 02.G25.31.0091.

IV. References

[1] A.P. de Hek. Design, Realisation and Test lf GaAs-based Monolithic Integrated X-band High-Power Amplifier. 2002, Eindhoven University of Technology.

[2] D.G. Swanson, Wolfgan J.R. Hoefer. Microwave Circuit Modelling Using Electromagnetic Field Simulation. 2003, Artech House.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Ka-BAND MMIC VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR

Ivashchenko D. I., Lee A. I., Kantyuk D. V., Tolstolutsky S. I.
FSUE «Rostov-on-Don Research Institute of Radiocommunications»
130, Nansen str., Rostov-on-Don
344038, Russian Federation
Ph.: (863) 2509968

Abstract — Results of development of the Ka-band monolithic microwave integrated circuit (MMIC) voltage-controlled oscillator (VCO), implemented on GaAs pHEMT, are presented. The frequency tuning range is more then 3,5 GHz and output power is more then 4 dBm. Current supply is 20 mA at a voltage of 3 V. Chip size is 1,3 mm × 0,8 mm × 0,1 mm.

МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА ГЕНЕРАТОРА Ka-ДИАПАЗОНА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ

Иващенко Д. И., Ли А. И., Кантюк Д. В., Толстолуцкий С. И.
Федеральное государственное унитарное предприятие
«Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи»
ул. Нансена,130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия
тел.: (863) 2509968

Аннотация — Представлены результаты разработки монолитной интегральной схемы (МИС) генератора, управляемого напряжением (ГУН), Ka-диапазона, реализованной по GaAs pHEMT технологии. МИС ГУН обеспечивает перестройку частоты генерации более 3,5 ГГц и мощность выходного сигнала не менее 4 дБм. Ток потребления составляет 20 мА при напряжении питания 3 В. Размер кристалла – 1,3 мм × 0,8 мм × 0,1 мм.

I. Введение

Непрерывное развитие современной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) сопровождается ужесточением требований к параметрам составляющих её компонентов: фазовым и амплитудным характеристикам, массогабаритным параметрам и энергопотреблению. Это способствует интенсивному развитию техники СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) на гетероструктурах арсенида галлия [1–3].

Важными составляющими РЭА являются СВЧ генераторы, управляемые напряжением (ГУН), применяемые в передающих и приёмных трактах радиосистем [4, 5].

Анализ научно-технической информации по способам построения генератора, управляемого напряжением, показал, что в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн чаще всего применяется схема емкостной трехточки (схема Колпица) с обратной связью в цепи истока. Такая схема отличается высокой стабильностью работы, а также возможностью получения широкого диапазона перестройки частоты и линейной перестроечной характеристики в сочетании с малым энергопотреблением.

II. Проектирование и изготовление

Проектирование генератора, управляемого напряжением осуществлялось по общей методике [6], согласно которой МИС ГУН состоит из трех функциональных подсхем (рис. 1):

– подсхема активной части, содержащая генераторный транзистор с элементом положительной обратной связи;

– подсхема частотно-задающего контура, содержащая элемент с электрически измененяемой реактивностью;

– подсхема выходной согласующей цепи.

Для выполнения условий возникновения автогенерации в требуемом диапазоне перестройки частоты рассчитывается проводимость со стороны порта P, подключенного в точке соединения активной части и частотозадающего контура.

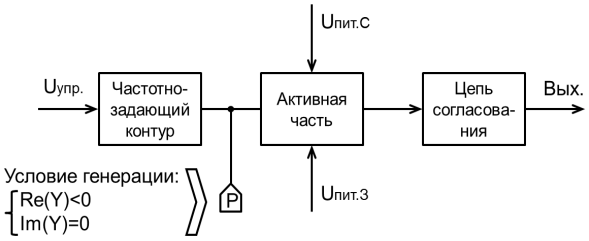


Рис. 1. Функциональная схема ГУН

Fig. 1. Functional diagram of VCO

Частота генерации соответствует переходу реактивной составляющей проводимости через нулевое значение при наличии на данной частоте отрицательной активной составляющей проводимости.

Для проектирования ГУН Ka-диапазона использована схема емкостной трехточки с обратной связью в цепи истока и автосмещением затвора, приведенная на рис. 2.

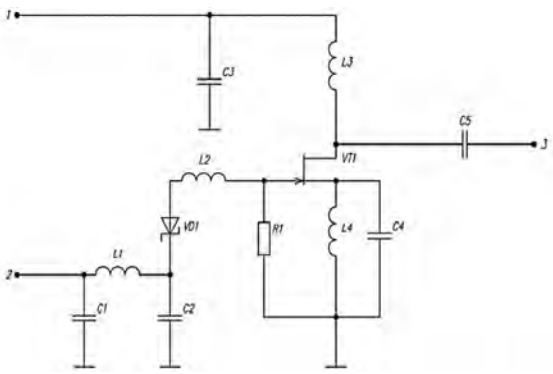


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема ГУН Ka-диапазона.

Fig. 2. Circuit schematic of Ka-band VCO

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Активная часть МИС ГУН построена на основе полевого транзистора Шоттки (ПТШ) с положительной обратной связью, реализованной за счет емкости в цепи истока транзистора [7]. По постоянному току исток транзистора соединен с землей при помощи катушки индуктивности.

Перестройка генератора осуществляется подачей положительного управляющего напряжения на катод варактора, входящего в частотно-задающий контур. Подача напряжения питания и управляющего напряжения осуществляется через фильтры нижних частот, состоящие из катушки индуктивности и блокировочного конденсатора.

В качестве модели транзистора использовалась нелинейная модель Ангелова, входящая в состав стандартных моделей современных систем проектирования (рис. 3).

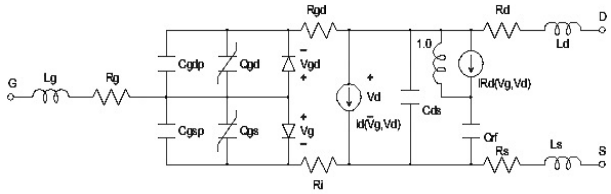


Рис. 3. Эквивалентная схема HEMT по модели Ангелова.

Fig. 3. Equivalent circuit of Angelov HEMT model

Данная модель позволяет достаточно точно описывать поведение транзистора, в том числе в нелинейном режиме, в широком диапазоне частот, вплоть до миллиметрового диапазона длин волн. Определение параметров модели осуществлялось на основе измерений вольт-амперных, вольт-фарадных и S-параметров тестовых транзисторов.

Электромагнитный анализ и оптимизация параметров МИС ГУН осуществлялась в несколько этапов. Сначала топология МИС разбивалась на функциональные фрагменты и проводился электромагнитный анализ и оптимизация отдельных частей схемы. Затем результаты расчета отдельных фрагментов соединялись в схемотехническом редакторе и объединялись с моделями активных элементов для расчета выходных характеристик МИС ГУН. Такой подход позволил значительно ускорить процесс проектирования МИС, поскольку полный электродинамический анализ всей монолитной схемы требует значительных затрат вычислительных ресурсов и занимает достаточно много времени.

На основе результатов моделирования активных элементов и электромагнитного анализа пассивной части схемы разработана топология и изготовлены экспериментальные образцы МИС ГУН Ka-диапазона на pHEMT-гетероструктуре арсенида галлия. Размер кристалла – 1,3 мм × 0,8 мм × 0,1 мм. При изготовлении МИС ГУН пересечения проводников реализованы с применением технологии формирования воздушных мостов. В точках заземления сформированы сквозные металлизированные отверстия. Металлические проводники изготовлены вакуумным напылением золота с подслоем титана. Для повышения эффективности перестройки частоты варакторные диоды и полевые транзисторы изготавливались по различным технологическим процессам.

III. Результаты измерений

На рис. 4 приведены результаты измерений значений частоты и мощности генерации ГУН Ka-диапазона при изменении управляющего напряжения на варакторе от 0 до 4,5 В. Из графиков видно, что перестройка частоты генерации составляет более 3,5 ГГц при мощности выходного сигнала не менее 4 дБм. Перестроечная характеристика имеет достаточно линейный характер. МИС ГУН потребляет 20 мА при напряжении питания 3 В.

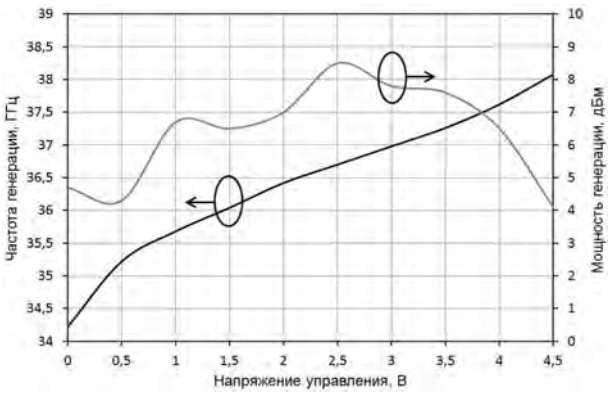


Рис. 4. Экспериментальные зависимости частоты и мощности генерации от управляющего напряжения на варакторе.

Fig. 4. Measured frequency and output power as a function of varactor control voltage

IV. Заключение

Разработана монолитная интегральная схема генератора, управляемого напряжением Ka-диапазона, реализованная по GaAs pHEMT технологии.

Изготовленные образцы МИС ГУН Ka-диапазона обеспечивают перестройку частоты генерации более 3,5 ГГц и мощность выходного сигнала не менее 4 дБм. Ток потребления составляет 20 мА при напряжении питания 3 В.

IV. References

[1] *RFIC and MMIC design and technology* / Edited by Robertson I. D., Lucyszyn S. The Institution of Electrical Engineers, 2001. 562 p.

[2] *RF and microwave circuits, measurements, and modeling: RF and microwave handbook (second edition)* / Edited by Golio M., Golio J. CRC Press, 2008. 876 p.

[3] *Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology & Design* / Edited by Ravender Goyal. Artech House, 1989. 846 p.

[4] Belov L. Komponenty sintezatorov stabil'noy chastoty. Generatory, upravlyayemyye napryazheniyem [Components stable frequency synthesizers. A voltage-controlled oscillator]. *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes*, No 1, 2004, pp. 42–46.

[5] Romanyuk V. Proyektirovaniye SVCH-generatora, upravlyayemogo napryazheniyem [Designing microwave voltage-controlled oscillator]. *Sovremennaya elektronika*, No 2, 2010, pp. 46–51.

[6] Maas S. A. *Nonlinear Microwave and RF Circuits.* Artech House, Norwood, MA, 2003. 582 p.

[7] Piernas B., Nishikawa K., Nakagawa T., Araki K. A Compact and Low-Phase-Noise Ka-Band pHEMT-Based VCO. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, No. 3, Mar. 2003, pp. 778–783.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

L-BAND MMIC LOW NOISE AMPLIFIER

Bezus S. V., Lee A. I., Tolstolutskaya A. V., Tolstolutsky S. I.
FSUE «Rostov-on-Don Research Institute of Radiocommunications»
130, Nansen str., Rostov-on-Don
344038, Russian Federation
Ph.: (863) 2509968

Abstract — Results of development of the L-band monolithic microwave integrated circuit (MMIC) low noise amplifier (LNA), fabricated on GaAs chip with dimensions 2.7×1.5 mm^2, are presented. The LNA provides gain more then 21 dB and noise less then 1.5 dB within 0.8–2.5 GHz radio frequency range.

МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ L-ДИАПАЗОНА

Безус С. В., Ли А. И., Толстолуцкая А. В., Толстолуцкий С. И.
Федеральное государственное унитарное предприятие
«Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи»
ул. Нансена,130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия
тел.: (863) 2509968

Аннотация — Представлены результаты разработки монолитной интегральной схемы (МИС) малошумящего усилителя (МШУ) L-диапазона, изготовленной на кристалле арсенида галлия размером 2,7×1,5 мм^2. МШУ обеспечивает коэффициент усиления не менее 21 дБ и коэффициент шума не более 1,5 дБ в полосе частот 0,8–2,5 ГГц.

I. Введение

При производстве современной РЭА предъявляются высокие требования к параметрам приемопередающих СВЧ-модулей. Применение технологии монолитных интегральных схем (МИС) позволяет уменьшить массу и размеры модуля, а также обеспечивает повторяемость характеристик, что позволяет значительно снизить трудоемкость настройки и стоимость радиоэлектронной аппаратуры. Малошумящие усилители на псевдоморфных гетероструктурах с высокой подвижностью электронов (pHEMT) являются одним из ключевых элементов в современной СВЧ-радиоэлектронике [1]. МШУ на pHEMT-структурах обеспечивают высокие показатели коэффициента усиления и низкие шумовые характеристики в широком диапазоне частот в сравнении с полевыми транзисторами на FET-структурах [2], обеспечивая при этом сравнительно низкое энергопотребление.

Целью данной работы является разработка и изготовление МИС МШУ L-диапазона с коэффициентом шума не более 1,5 дБ на pHEMT-структурах арсенида галлия.

II. Проектирование и изготовление

Для проектирования твердотельного усилителя использовалась двухкаскадная электрическая схема, представленная на рис. 1. Цифрами 1 и 3 обозначены СВЧ-вход и выход, 2 – контактная площадка для подачи питания (+3 В). Параметры электрической схемы оптимизировались для получения минимальных шумов при оптимальном согласовании в L-диапазоне. Далее проводился электромагнитный анализ топологии с последующей ее корректировкой и оптимизацией в среде Agilent Advanced Design System (ADS) [3].

При проектировании МШУ, в качестве модели транзистора применялась нелинейная модель Ангелова, входящая в состав стандартных моделей современных систем проектирования.

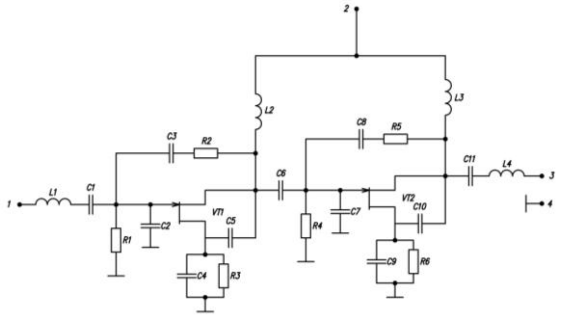


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема МИС МШУ.

Fig. 1. Electrical scheme of MMIC LNA

С помощью программного пакета IC-CAP проведены комплексные измерения вольт-амперных, вольт-фарадных и СВЧ характеристик тестовой матрицы транзисторов [4, 5], результаты которых использованы для экстракции параметров нелинейной модели транзистора. Параметры модели в большесигнальном режиме уточнялись с помощью X-параметров тестовых транзисторов, измеренных при различных значениях мощности входного сигнала Параметры модели Ангелова являются масштабируемыми, что позволяет оптимизировать ширину затвора транзистора под требования конкретной схемы.

На основе полученной нелинейной модели транзистора и электромагнитного анализа пассивной части схемы разработана топология и изготовлены экспериментальные образцы МИС МШУ L-диапазона на pHEMT-структурах арсенида галлия. Технология изготовления МИС МШУ содержит процессы формирования меза-изоляции, омических контактов, контактов Шоттки, металлизированной разводки с воздушными мостами, диэлектрических слоев, утонения пластины и формирования сквозных металлизированных отверстий. Проводники в составе схемы изготовлены вакуумным напылением золота с подслоем титана.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

III. Результаты измерений

На рисунках 2–5 приведены результаты измерений СВЧ-параметров МИС МШУ L-диапазона, изготовленной по pHEMT-технологии. Коэффициент шума (рис. 2) в диапазоне частот 0,8–2,5 ГГц составляет не более 1,5 дБ при коэффициенте усиления не менее 21 дБ (рис. 3). При этом лучшие образцы показали коэффициент шума на уровне 1 дБ. КСВН входа и выхода усилителя составил не более 2 (рис. 6).

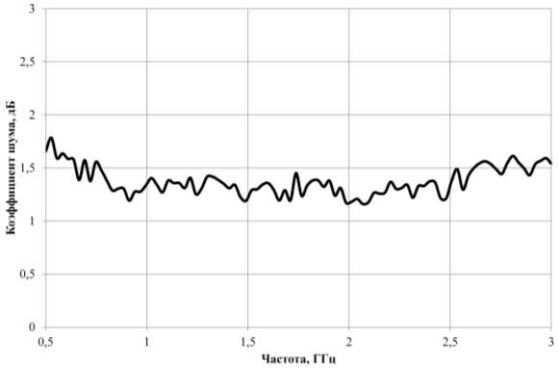


Рис. 2. Зависимость коэффициента шума от частоты.

Fig. 2. Noise vs. frequency

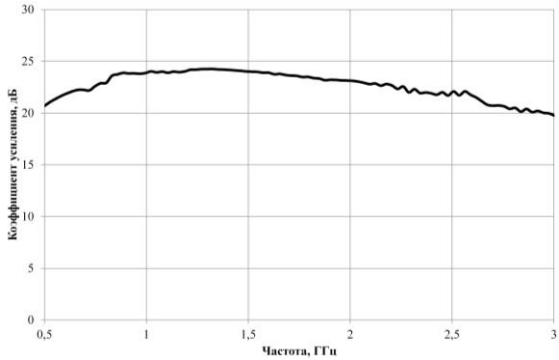


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления от частоты.

Fig. 3. Gain vs. Frequency

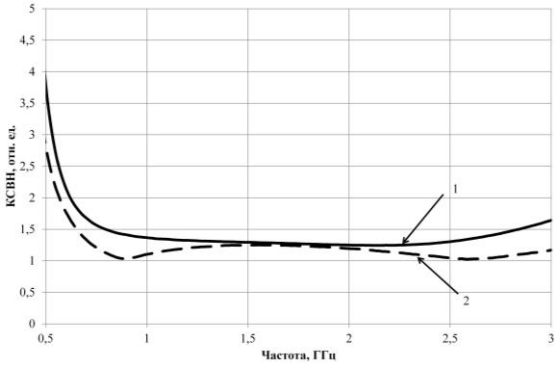


Рис. 4. Зависимость КСВН входа (1) и выхода (2) от частоты.

Fig. 4. VSWR input (1) and output (2) vs. frequency

На рисунке 5 представлены результаты измерения мощностных характеристик изготовленной МИС МШУ L-диапазона. Выходная мощность при компрессии усиления на 1 дБ составляет не менее 13 дБм (20 мВт) в диапазоне частот 0,8–2,5 ГГц.

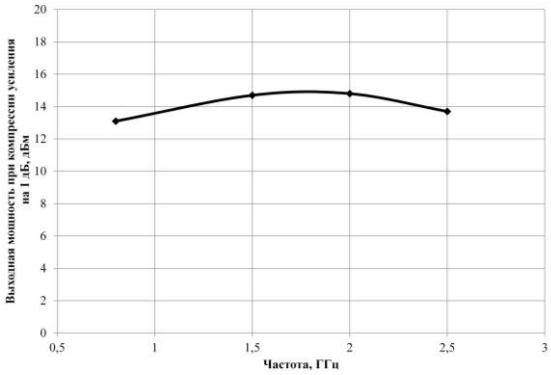


Рис. 5. Зависимость выходной мощности однодецибельной компрессии от частоты.

Fig. 5.Outpu P1dB vs. frequency

IV. Заключение

Разработана и изготовлена монолитная интегральная схема малошумящего усилителя L-диапазона на pHEMT-структурах арсенида галлия с использованием в качестве модели pHEMT-транзистора нелинейной модели Ангелова.

Изготовленные экспериментальные образцы МИС МШУ обеспечивают коэффициент шума не более 1,5 дБ при коэффициенте усиления не менее 21 дБ в диапазоне частот 0,8–2,5 ГГц при напряжении питания +5 В и токе потребления не более 90 мА. КСВН входа и выхода усилителя составляют не более 2. При этом лучшие образцы показали коэффициент шума на уровне 1 дБ.

V. References

[1] RFIC and MMIC design and technology / Edited by I.D. Robertson, S. Lucyszyn – The Institution of Electrical Engineers, 2001 – 562 p.

[2] Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology & Design / Edited by Ravender Goyal, 1989 – 846 p.

[3] Advanced Design System (ADS) software, Agilent Technologies, http://www.agilent.com/.

[4] Безус С.В., Толстолуцкая А.В., Толстолуцкий С.И., Трухов Д.А., Фролова А.А. Исследование влияния процесса травления подзатворной области pHEMT-транзисторов на СВЧ характеристики. // Общие вопросы радиоэлектроники. ФГУП «РНИИРС», 2010, вып.1, с. 104-107.

[5] Иващенко Д.И., Толстолуцкий С.И. Исследование влияния ширины затвора на частотные характеристики полевых гетероструктурных СВЧ транзисторов на арсениде галлия. // Общие вопросы радиоэлектроники. ФГУП «РНИИРС», 2012, вып.1, с. 140-144.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DC—2.5 GHz GaAs SP4T SWITCH

Povorozhenko P. A., Lee A. I., Shevtsov A. V., Tolstolutsky S. I.
FSUE «Rostov-on-Don Research Institute of Radiocommunications»
130, Nansen str., Rostov-on-Don
344038, Russian Federation
Ph.: (863) 2509968

Abstract — Results of development of the solid-state switches on gallium arsenide intended for work in the range of 0 - 2,5 GHz are presented. Switches are matched on input and output, both in open and close state, have isolation on chip more than 60 dB, in the package – more than 40 dB. Devices are manufactured in the form of the monolithic integrated circuit (MIC) on gallium arsenide with chip size 1.34x1.48 mm^2.

МИС СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ НА ЧЕТЫРЕ НАПРАВЛЕНИЯ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ ДИАПАЗОНА 0—2,5 ГГц

Повороженко П. А., Ли А. И., Шевцов А. В., Толстолуцкий С. И.
Федеральное государственное унитарное предприятие
"Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи"
ул. Нансена,130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия
тел.: (863) 2509968

Аннотация — Приведены результаты разработки твердотельного переключателя на арсениде галлия, предназначенного для работы в диапазоне 0 – 2,5 ГГц. Переключатель согласован по входу и выходу, как в состоянии пропускания, так и в состоянии запирания, имеет изоляцию на кристалле более 60 дБ, в корпусе – более 40 дБ. Устройство изготовлено в виде монолитной интегральной схемы (МИС) на арсениде галлия размером 1,34×1,48 мм^2.

I. Введение

Разработка СВЧ-коммутаторов в монолитном исполнении, составляющих наряду с другими МИС основу формируемой электронной компонентной базы, актуальна для развития современных радиоэлектронных систем. Увеличение количества каналов разрабатываемых СВЧ-коммутаторов позволяет упростить схемные решения коммутационных матриц и других устройств.

Анализ существующих схем многоканальных твердотельных переключателей (SP4T), показал, что в L- и S-диапазонах широко используется сочетание последовательных и шунтирующих транзисторов [1]. В таком случае для переключателей достижимы потери пропускания менее 1,5 дБ при изоляции порядка 40 – 50 дБ. При этом в качестве коммутационных элементов наиболее технологичны полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ) [2, 3].

II. Проектирование и изготовление

При разработке переключателя на четыре направления использована коммутационная модель ПТШ в открытом и закрытом состояниях. В устройстве применяется сочетание последовательно-включенных и параллельно-включенных транзисторов [4,5]. Широкие последовательные многосекционные транзисторы обеспечивают высокую изоляцию устройства в закрытом состоянии. Для согласования по выходу переключателя в цепи истока полевых транзисторов установлены резисторы, которые для увеличения пропускаемой мощности имеют большую ширину поперечного сечения.

В многоканальных переключателях необходимо прежде всего обеспечить симметрию каналов и учесть согласование по входу устройств. Идентичность электрических длин от входа коммутатора ко всем его выходам обеспечивает симметрию каналов. С целью уменьшения влияния паразитных составляющих коммутаторы разрабатывались без пересечений с сигнальной линией. Для устранения эффекта плавающего потенциала подключено высокоомное сопротивление на землю (R11), расположенное симметрично относительно всех каналов коммутатора. Для согласования по выходам каналов переключателя на 50-Омное сопротивление коаксиальной линии применены резисторы (R1, R2, R20, R21) на землю в цепи истока полевых транзисторов. Принципиальная электрическая схема переключателя на четыре направления приведена на рис. 1.

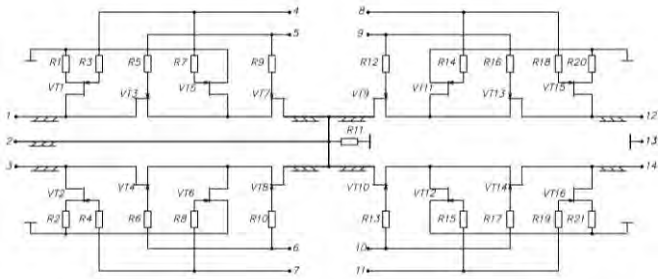


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема переключателя на четыре направления.

Fig. 1. Electrical scheme of MMIC SP4T

На схеме цифрой 1 обозначен СВЧ-вход, цифрами 1,3,12 и 14 – СВЧ-выходы. Управление переключателем на четыре направления осуществляется подачей напряжения 0/-5 В на контактные площадки 4-11.

После оптимизации параметров электрической схемы для получения наименьших потерь пропускания и наилучшего согласования по входу и выходам во всех состояниях проводился электромагнитный анализ топологии схемы с последующей её корректировкой.

СВЧ переключатель изготовлен в виде кристалла размером 1,34 мм×1,48 мм на арсениде галлия. Дли-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

на затворов полевых транзисторов составила 0,6 мкм. Для электрической изоляции элементов использовалась меза-технология. В качестве затворной металлизации использовалась композиция золото-платина-титан. Диэлектрические слои формировались плазмохимическими методами. Металлические проводники формировались методом электронно-лучевого напыления. Резисторы сформированы из сплава никель-хром. Для заземления элементов в составе МИС формировались сквозные металлизированные отверстия в утоненной до 100 мкм пластине. При расчете и изготовлении МИС переключателя исследовалась возможность корпусирования кристалла. Расчёт МИС переключателя проведён с учётом корпусирования и соединения кристалла с корпусом с помощью перемычек. Учтена геометрия перемычек между СВЧ-выводами кристалла и контактными площадками внутри керамического корпуса типа LC4. Длина проволочных перемычек – 1 мм, диаметр 30 мкм. Изготовленные переключатели исследовались как в виде кристаллов, так и в виде корпусированных элементов.

III. Результаты измерений

На рис. 2 и 3 приведены графики S-параметров переключателя на четыре направления – расчётные характеристики для МИС (пунктирная линия), результаты измерений бескорпусной МИС (штрихпунктирная линия), результаты измерений корпусированной МИС (сплошная линия). Переключатель показал потери пропускания не более 1,5 дБ на частотах до 2,5 ГГц. Изоляция между каналами на кристалле составила более 60 дБ на частотах до 2,5 ГГц. В корпусе наблюдается снижение изоляции до уровня 40 дБ.

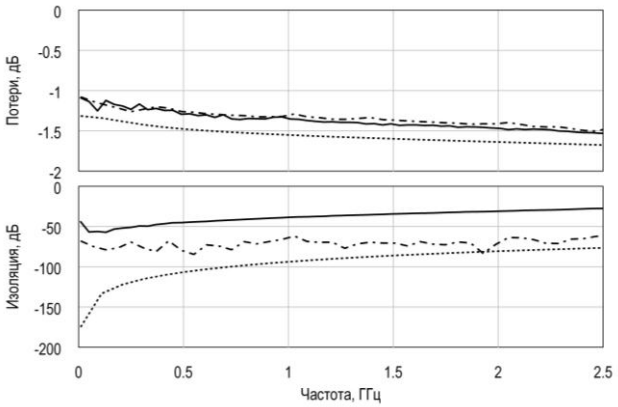


Рис. 2. Потери пропускания и изоляция переключателя на четыре направления.

Fig. 2. Loss and isolation vs. frequency of SP4T.

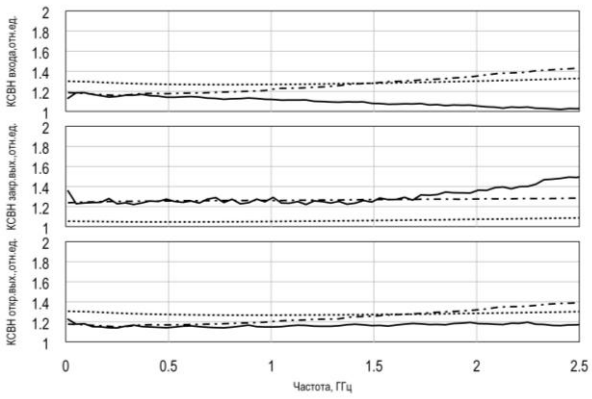


Рис. 3. КСВН входа и выходов переключателя на четыре направления.

Fig. 3. VSWR of input and outputs vs. frequency of SP4T.

IV. Заключение

Разработанный твердотельный четырёхканальный переключатель на полевых транзисторах с длиной затвора 0,6 мкм обеспечивает потери пропускания не более 1,5 дБ на частоте до 2,5 ГГц. Благодаря применению схемы с сочетанием последовательных транзисторов с большой шириной затвора и шунтирующих транзисторов получены характеристики на уровне зарубежных аналогов, в том числе изоляция между каналами на кристалле составила более 60 дБ. Изоляция в корпусе составила более 40 дБ во всём рабочем диапазоне частот.

Определены оптимальные геометрические размеры проволочных перемычек, обеспечивающих согласование по входу и выходам устройства без использования внешних согласующих элементов. Длина проволочных перемычек составила 1000 мкм, диаметр - 30 мкм.

V. References

[1] Doddamani N. D, Hubli Harishchandra; Nandi A. V. Design of SPDT Switch, 6 Bit Digital Attenuator, 6 Bit Digital Phase Shifter for L-Band T/R Module using 0.7 μM GaAs MMIC Technology. Signal Processing, Communications and Networking, 2007. *ICSCN '07. International Conference on* – P. 302 – 307.

[2] Lee A. I., Tolstolutsky S. I., Kazachkov V. V., Tolstolutskaya A. V. Low loss microwave solid GaAs SPST switch of range 18 – 40 GHz // *2010 20nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012)*. Sevastopol, 2010, pp. 179-180.

[3] Vecherko G. U., Smirnov A. A. OAO «OKB-Planeta» MIS SVCh perekluchatelia na GaAs v korpuse dlia poverhnostnogo montazha [MMIC UHF Switch on GaAs in package for surface mounting] // Sbornik vserossiyskoy konferentsii *"Mikroelektronika SVCh"*. 2012, pp. 244 – 249.

[4] Chang D. P., Noh Y. S., Yom I. B. Design of High Performance HEMT Switch for S-band MSM of Satellite Transponder. *Vehicular Technology Conference*. 2008. VTC Spring 2008 // IEEE. P. 2888 – 2891.

[5] Koyama S., Onishi M., Kimishima M. A 10MHz-12GHz low-distortion high speed SP4T swich using GaN HEMTs with oxynitride TaON passivation. *Asia-Pacific Microwave conference 2014.*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

A NEW MODEL OF ISOLATED MOSFET FOR RF-SWITCH DESIGN

Metelkin I. O., Usachev N. A., Elesin V. V., Nazarova G. N.
National Research Nuclear University (Moscow Engineering Physics Institute)
31, Kashirskoye shosse, Moscow, 115409, Russian Federation
Ph.: (495) 9846744 ext.3072, e-mail: iomet@spels.ru

Abstract — A new compact nonlinear model of isolated MOSFET is presented. Based on BSIM3v3 core, the model is verified in frequency range up to 5 GHz, and includes additional external elements and considers p- and n-wells impact. Proposed model has been used to design a 3GHz CMOS RF switch with insertion loss less than 1 dB, isolation more than 30 dB and input linearity +17 dBm, implemented in SiGe BiCMOS process 0.42/0.25 μm. Model accuracy is considered to be up to 5…10 %.

МОДЕЛЬ ИЗОЛИРОВАННОГО МОП-ТРАНЗИСТОРА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ СИГНАЛА

Метелкин И. О., Усачев Н. А., Елесин В. В., Назарова Г. Н.
Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
Каширское ш., 31, Москва, 115409, Россия
тел.: (495) 9846744 ext.3072, e-mail: iomet@spels.ru

Аннотация — Представлена нелинейная модель СВЧ изолированного МОП-транзистора (ИМОПТ), учитывающая влияние карманов n- и p-типа и кремниевой подложки, обеспечивающая корректный расчет параметров СВЧ переключателей сигналов (ПС). Модель прошла успешную апробацию в ходе проектирования ПС «один-в-два»на ИМОПТ, изготовленного по SiGe БиКМОП технологии 0.42/0.25 мкм. Расхождение значений параметров, полученных в результате расчета и измерений, в диапазоне до 5 ГГц, составляет не более 5…10 %.

I. Введение

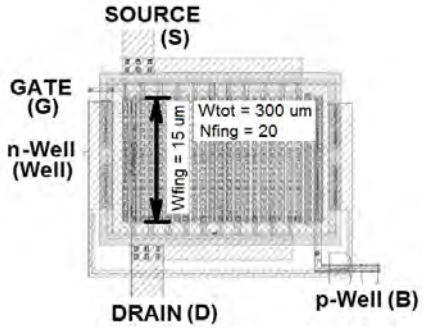
СВЧ-переключатели сигналов (ПС) являются базовыми функциональными блоками современных приемо-передатчиков систем связи и радиолокации, широко применяются при построении интегральных микросхем многоразрядных аттенюаторов и фазовращателей. Современным подходом к проектированию ПС, направленным на снижение величины вносимых потерь (IL), повышения изоляции (ISO) и верхней границы линейности (P1dB) является использование изолированных МОП-транзисторов (ИМОПТ) [1, 2].

Существующие модели МОПТ, охарактеризованные в СВЧ-диапазоне, в большинстве своем предназначены для расчета характеристик активных схем усиления, преобразования и детектирования сигналов. Применение типовых радиочастотных моделей для расчета СВЧ-характеристик ПС на ИМОПТ в большинстве своем не позволяет обеспечить корректное моделирование IL и других параметров из-за отсутствия учета влияния карманов n- и p-типа и кремниевой подложки.

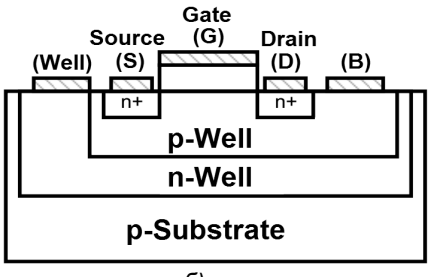
II. Основная часть

Исходными данными для создания модели ИМОПТ в данной работе являлись физико-топологические параметры SiGe БиКМОП-технологии с проектными нормами 0.42/0.25 мкм [2,3] вольт-амперные и вольт-фарадные характеристики, частотные зависимости S-параметров, полученные для тестовой структуры (ТС) МОПТ с шириной канала 300 мкм. Внешний вид топологии и упрощенное поперечное сечение ТС МОПТ показаны на рис. 1. Разработанная модель состоит из внутреннего (intrinsic) ядра BSIM3v3 и дополнительных элементов «внешнего» (extrinsic) транзистора, которая показана на рис. 2.

В соответствии с [4] учет влияния индуктивностей металлизации осуществляется посредством элементов LGATE, LDRAIN, LSOURCE, LBULK, поликремниевого затвора – RGATE, емкостной связи между затвором и стоком (истоком) – CGDEXT (CGSEXT). Кремниевая подложка (~20 Ом/кв.), а также карманы p- и n-типа учитываются с помощью сопротивлений RSUB, RB, RW соответственно. Диоды DA, DP, емкости Cj1…3 необходимы для моделирования pn-переходов, образованных между «телом» / карманами / подложкой. Перечень и подробное описание элементов схемы «внешнего» транзистора приведены в табл. 1.



а)



б)

Рис. 1. ТС ИМОПТ с шириной канала 300 мкм: топология (а) и упрощенное поперечное сечение (б).

Fig. 1. Layout (a) and simplified cross-section (b) of isolated MOSFET with 300 um width test structure

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

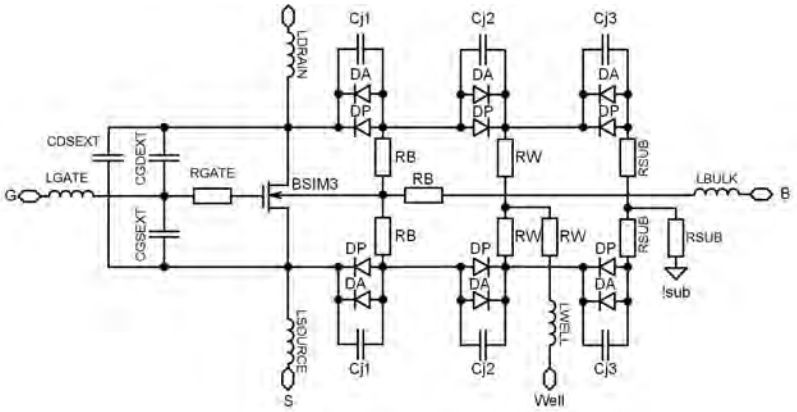


Рис. 2. Схема «внешнего» транзистора модели ИМОПТ.

Fig. 2. External subcircuit of proposed isolated MOSFET model

Табл. 1. Элементы схемы «внешнего» транзистора предложенной модели ИМОПТ.

Table1. External subcircuit elements of proposed isolated MOSFET model

Обозначение	Описание
RGATE	Сопротивление поликремниевого затвора
CGSEXT, CGDEXT, CDSEXT	Емкостные связи между металлизациями контактов
LGATE, LDRAIN, LSOURCE	Индуктивности линий металлизации
RB	Сопротивление p-кармана
DA	«Плоскостные» диоды сток (исток) - подложка (карман)
DP	«Краевые» диоды сток (исток) - подложка (карман)
RW	Сопротивление n-кармана
RSUB	Сопротивление подложки
Cj1, Cj2, Cj3	Емкости pn-переходов сток (исток) подложка (карман)

Апробация модели проведена в ходе проектирования ПС «один-в-два» с диапазоном частот 0…3 ГГц, вносимыми потерями менее 1 дБ, изоляцией более 30 дБ и линейностью более +17 дБм (Еп=+2,5 В), изготовленного по 0,42/0,25 мкм SiGe БиКМОП-технологии. Особенности проектирования ПС подробно рассмотрены в [5], значения параметров ПС приведены в табл. 2.

Табл. 2. Параметры разработанного СВЧ ПС [4].

Table 2. RF-switch parameters

Параметр	Значение	
	Расчет	Измерения
Диапазон рабочих частот, ГГц	0…3	0…3
Вносимые потери (|S21|), дБ	-0.6	-0.6
Изоляция (|S31|), дБ	-30	-30
Потери на отражение (|S11|), дБ	-15	-14
Верхняя граница линейности, дБм	+17,2	+17,5

На рис. 3 приведены частотные зависимости IL и ISO, полученные в результате схемно-топологического моделирования и экспериментальных исследований ПС [5]. Установлено, что предложенная модель обеспечивает расчет малосигнальных параметров ПС в диапазоне 0…5 ГГц с точностью не хуже 5…10 %.

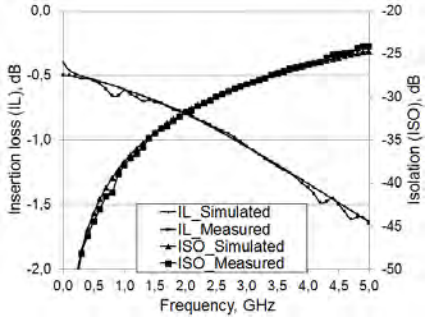


Рис. 3. Частотные зависимости IL и ISO СВЧ ПС.

Fig. 3. RF-switch IL and ISO versus frequency

III. Заключение

1. Предложена нелинейная компактная модель СВЧ изолированного МОП-транзистора, учитывающая влияние карманов n- и p-типа, кремниевой подложки, обеспечивающая корректный расчет параметров переключателей сигналов в диапазоне частот до 5 ГГц.

2. Разработанная модель прошла апробацию при проектировании СВЧ-переключателя сигналов «один-в-два», изготовленного по SiGe БиКМОП-технологии 0.42/0.25 мкм, Расхождение значений параметров, полученных в ходе моделирования и экспериментальных исследований, составляет не более 5…10 %.

IV. References

[1] V.V. Elesin, G.N. Nazarova, N.A. Usachev, G.V. Chukov, D.I. Sotskov, V.V. Repin, I.I. Mukhin, Postroenie monolitnyh IS mnogorazrjadnyh fazovrashhatelej SVCh-diapazona s uluchshennymi tochnostnymi harakteristikami, *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Jelektronika, №5(97),* 2012, pp.31-38.

[2] V.V. Elesin, G. N. Nazarova, Optimizacija parametrov SVCh perekljuchatelej dlja monolitnyh fazovrashhatelej i attenjuatorov, *Jelektronnaja tehnika. Ser.2. Poluprovodnikovye pribory, №1(224),* 2010, pp. 7-11.

[3] V.V. Elesin, G. N. Nazarova, and N. A. Usachev. Design of passive elements for monolithic silicon-germanium microwave ICs tolerant to ionizing radiation. *Russian Microelectronics,* 2010, vol. 39, no. 2, pp. 134-14.

[4] *BSIM3v3.3 MOSFET Model. Users' Manual, Available at: http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3 (accessed 5 May 2015).*

[5] N. A. Usachev, V. V. Elesin, G. N. Nazarova, G. V. Chukov, An approach to design high linearity integrated CMOS RF-switches for space applications, *2015 25th Int. Crimean Conf. Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo'2015), Conf. Proceed.* - 2015 *(to be published)*.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

EVALUATION OF THE INFLUENCE MODE ON THE CVC GaN HEMT USED IN EQUIPMENT FOR SPACE APPLICATION BY MEANS OF NUMERICAL MODELING

Tihomirov V. G.[1,3], Volkov V. V.[3], Vyuginov V. N.[3], Gudkov A. G.[2], Dobrov V. A.[3], Zybin A. A.[3]
1 Saint-Petersburg State Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., St. Petersburg, 197376, Russian Federation
Ph.: +7 (812) 3464487, e-mail: root@post.etu.spb.ru
[2] Bauman Moscow State Technical University
5/1, 2-ya Baumanskaya, Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.+7(499) 2490869, e-mail: profgudkov@gmail.com
[3] Closed Corporation "Svetlana-electrondevice"
27, str. Engels, St. Peterburg, 194156, Russian Federation
Ph. +7(812) 3850001, e-mail: dobrov@svetlana-ep.ru

Abstract — Done numerically simulated the effects of certain modes of operation on the CVC field of microwave transistors on the basis of heterostructures AlGaN / GaN (HEMT). The results of these studies suggest the possibility of quite efficient use of numerical simulation for the development of HEMT microwave transistors allowing for the real instrument designs.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ ЭКСПЛУАТАЦИИ НА ВАХ GaN HEMT, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В АППАРАТУРЕ КОСМИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ, С ПОМОЩЬЮ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Тихомиров В. Г. [1,3], Волков В. В.[3], Вьюгинов В. Н.[3], Гудков А. Г.[2], Добров В. А.[3], Зыбин А. А.[3]
[1] Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
Профессора Попова ул., д. 5, г. Санкт-Петербург,197376, Россия
тел.: +7 (812) 3464487e-mail: root@post.etu.spb.ru
[2] Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
2-я Бауманская ул., д. 5 стр.1, г. Москва, 105005, Россия
Ph.+7(499) 2490869, e-mail: profgudkov@gmail.com
[3] ЗАО «Светлана-Электронприбор»
пр. Энгельса, 27, С.-Петербург, 194156, Россия
тел. +7(812) 3850001, e-mail: dobrov@svetlana-ep.ru

Аннотация — Проведено численное моделирование влияния некоторых режимов эксплуатации на ВАХ полевых СВЧ-транзисторов на основе гетероструктур AlGaN/GaN (HEMT). Результаты выполненных исследований позволяют сделать вывод о возможности достаточно эффективного использования численного моделирования для разработки СВЧ HEMT транзисторов с учетом особенностей реальных приборных конструкций.

I. Введение

Использование методов математического моделирования, базирующихся на многомерных численных моделях расчета транспорта носителей, тепловых процессов и динамических характеристик позволяет дополнить, проверить и объяснить существующие экспериментальные данные, предсказать поведение приборных структур при изменении параметров, которые затруднительно экспериментально воспроизвести. [1, 2].

II. Основная часть

В работе проводилось численное моделирование влияния некоторых параметров эксплуатации и внешних воздействий на ВАХ полевых СВЧ-транзисторов на основе гетероструктур AlGaN/GaN (HEMT). Необходимость прогнозирования выходных характеристик транзисторов потребовала построения моделей для статистики распределения носителей во всех областях гетероструктуры, модели дифференциальной подвижности электронов, а также тщательной настройки модели полного энергетического баланса транспорта носителей в канале HEMT-транзистора для учета разогрева основных носителей и адекватного описания процессов токопрохождения при внешних воздействиях и при особых режимах эксплуатации прибора.

На первом этапе работы проводилась адаптация численных моделей к особенностям конструкции и технологии транзисторных приборных структур[2], после чего были выполнены расчеты статических вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик HEMT транзисторов. Рис.1. иллюстрирует пример расчета статических вольт-амперных характеристик для исследуемого гетероструктурного полевого транзистора и их сравнение с семейством экспериментальных характеристик. В качестве исследуемого режима эксплуатации в данном случае выступает разогрев транзистора при его функционировании в режиме с термостабилизацией и без нее. Хорошо видно, что даже в условиях работы прибора в среде, имеющей комнатную температуру, влияние саморазогрева на ВАХ очень значительно.

На втором этапе исследований моделировалось воздействие заданного внешнего фактора (интенсивности облучения) на проводимость двумерного газа и некоторые выходные характеристики исследуемого полевого транзистора. В работе [3] показано,

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

что заметное уменьшение проводимости канала происходит после воздействия заданного внешнего фактора (в данном случае облучения потоком электронов) и является следствием возрастания рассеяния электронов в буфере GaN. В результате воздействия наблюдается сдвиг вольт-фарадной характеристики в сторону отрицательных напряжений, что исследователи объясняют возрастанием плотности объемного заряда, связанного с локальными центрами в слое AlGaN. Детальные исследования спектров глубоких центров, проведенные авторами [3] для одной из транзисторных структур показывают, что в буферном слое происходит постепенное заглубление уровня Ферми. В результате моделирования указанного воздействия заданного внешнего фактора на ВАХ исследуемого транзистора при нулевом потенциале на затворе приведены на рис.2. Первая и вторая степени воздействия, показанные на рисунке, соответствуют различным дозам облучения.

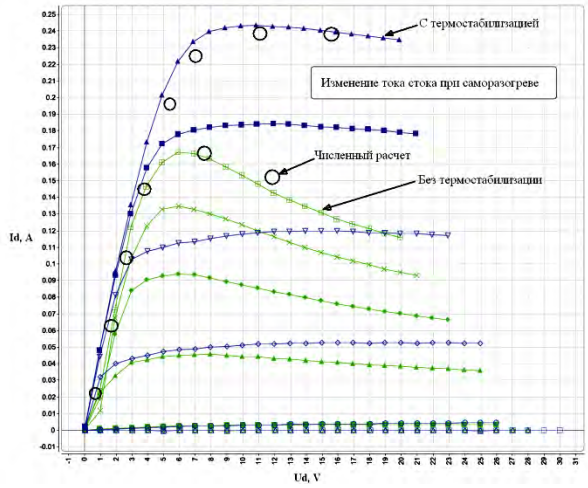


Рис. 1. Экспериментальные и расчетные ВАХ при саморазогреве транзистора с термостабилизацией и без нее.

Fig. 1. Experimental and calculated in the self-heating of the transistor current-voltage characteristics with and without heat setting

Численные расчеты позволили предположить, что влияние заданного внешнего фактора на ВАХ исследуемого прибора весьма значительно (уменьшение тока стока составляет почти 30%) и требуются дополнительные исследования для возможного изменения гетероструктуры и конструкции самого транзистора и проведения комплексной технологической оптимизации [4-6] с целью минимизации влияния внешних воздействий на работоспособность прибора.

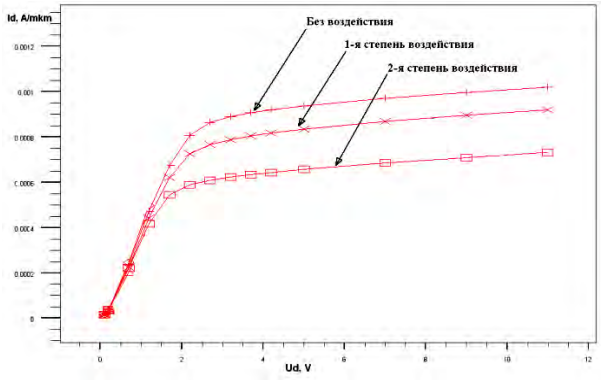


Рис. 2. Снижение плотности тока стока в результате воздействия заданного внешнего фактора на исследуемую гетероструктуру GaN HEMT.

Fig. 2. Reducing the density of the drain current as a result of exposure to a given external factor on the studied heterostructure GaN HEMT

III. Заключение

Результаты выполненных исследований позволяют сделать вывод о возможности эффективного использования численного моделирования HEMT транзисторов на основе нитрида галлия для выбора оптимальных режимов их эксплуатации.

Работа выполнена при финансовой поддержке государства в лице Минобрнауки России (Соглашение № 14.574.21.0116, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57414XO116).

IV References

[1] Palankovski V., Quay R., Selberherr S., «Industrial Application of Heterostructure Device Simulation», *IEEE J. Solid-State Circuits,* 2001, Vol. 36, N. 9, pp.1365-1370.

[2] Tihomirov V.G., Maleev N.A., Kuzmenkov A.G., Solovev Yu.V., Gladishev A.G., Kulagina M.M., Zemlyakov V.E., Dudinov K.V., Yankevich V.B., Bobil A.V., Ustinov V.M. Issledovanie parametrov zatvornoi oblasti na staticheskie harakteristiki polevih SVCH-tranzistorov na osnove psevdomorfnih geterostruktur AlGAAS-GaAs. [Research of influence of the bolt parameters on the field static characteristics of microwave field-effect transistors based on pseudomorphic heterostructures AlGaAs-InGaAs-GaAs.] *Phizika I tehnika poluprovodnikov,* 2011, vol. 45, № 10.

[3] Polyakov A.Ya. and other *6th All-Russian Conf. "Nitrides of gallium, indium and aluminum - structures and devices"*, Saint-Reterburg, 2008, p.146.

[4] Vyuginov V.N., Gudkov A.G., Dobrov V.A., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. Account of inheritable characteristics in terms of complex technological optimization of MMIC. 2011 *21th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Yechnology" (CriMiCo'2011*). Sevastopol, 2011, pp.709

[5] Gudkov A.G., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. Account Application of complex technological optimization for monolithic circuits designing. 200818th *Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Yechnology" (CriMiCo'2008).* Sevastopol, 2008, pp.535-536

[6] Gudkov A.G. Complex technological optimization of microwave devices. 200717th *Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Yechnology" (CriMiCo'2007*). Sevastopol, 2007, pp.521-522

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE STUDY OF FLUCTUATION PROPERTIES IN TRANSISTORS ON HETEROSTRUCTURES WITH PLASMA WAVES BASED ON GaAs-$Al_xGa_{1-x}As$ MATERIAL

Murav'ev V. V., Tamelo A. A., Mishenko V. N., Molodkin D. F.
Belarusian State University Informatics and Radioelectronics
Minsk, 220013, P. Brovki st. 6, Belarus
Ph.: +375172932219, e-mail: *microwave@bsuir.by*

Abstract — Based on statistical modeling studied fluctuation properties of transistors on heterostructures with plasma waves on the basis of the material GaAs-AlxGa1-xAs. Designed limiting sensitivity of the radiometer, using transistors heterostructures c plasma waves formed compound materials GaAs-AlxGa1-xAs range of terahertz, which is approximately $3{,}767*10^{-14}$ $(W*(Hz)^{1/2}$ which is significantly lower compared a Schottky barrier diode ($НЕП_0 = 10^{-11}… 10^{-12}$ $(W*(Hz)^{1/2})$.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ СВОЙСТВ В ТРАНЗИСТОРАХ НА ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С ПЛАЗМЕННЫМИ ВОЛНАМИ НА ОСНОВЕ МАТЕРИАЛА GaAs-$Al_xGa_{1-x}As$

Муравьев В. В., Тамело А. А., Мищенко В. Н., Молодкин Д. Ф.,
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, 220013, ул. П. Бровки, Республика Беларусь
тел.: +375172932219, e-mail: microwave@bsuir.by

Аннотация — На основе метода статистического моделирования проведены исследования флуктуационных свойств в транзисторах на гетероструктурах с плазменными волнами на основе материала GaAs / Al_x Ga_{1-x} As. Рассчитана предельная чувствительность радиометра, использующего транзисторы на гетероструктурах с плазменными волнами, образованных соединением материалов GaAs-AlxGa1-xAs в терагерцовом дипазоне, которая равняется приблизительно $3{,}767*10^{-14}$ $(Вт*(Гц)^{1/2})$, что существенно ниже, по сравнению с диодом с барьером Шоттки ($НЕП_0 = 10^{-11}… 10^{-12}$ $(Вт*(Гц)^{1/2})$.

I. Введение

Плазменные возбуждения в низкоразмерных электронных системах интенсивно изучаются уже более полувека. В отличие от световых и электронных волн скорость плазменных волн в двумерных электронных системах легко изменяется с помощью электронной концентрации или магнитного поля. Это свойство делает плазменные волны гибким и удобным объектом для физических исследований и приложений. Рабочая частота субмикронных полевых транзисторов может быть значительно повышена с использованием плазменных эффектов, характерные скорости плазменных волн на порядок превышают дрейфовую скорость электрона в канале транзистора [1].

II. Основная часть

Предельную чувствительность радиометров можно найти по следующей формуле [1, 2]

$$P_{пред} = [\kappa^2 (T_A + T_{TB})^2 \cdot П_{вх} \cdot П_o + \left(4/M\right)^2 \cdot \kappa \cdot (T_{TH} + T_{BУ}) \cdot П_o]^{1/2} \quad (1)$$

В этой формуле k – постоянная Больцмана, $T_{ТВ}$ – эквивалентная шумовая температура входного сопротивления активного элемента радиометра в полосе входного сигнала $П_{вх}$, $T_{ТН}$ – тоже для выходного сопротивления элемента радиометра в полосе низкочастотного сигнала $П_o$, $T_{ВУ}$ – эквивалентная шумовая температура входного сопротивления видеоусилителя в полосе низкочастотного сигнала $П_o$, M – показатель качества, который связывает мощность $P_{вх}$, поступающую на вход активного элемента, с мощностью по постоянному току на выходе активного элемента $P_{выхп}$. Считается, что последние параметры связаны между собой следующим выражением

$$P_{выхп} = (M \cdot P_{вх})^2 / 4 \quad (2)$$

где $M = (\rho_m \cdot \rho_н)^{1/2}$, ρ_m и $\rho_н$ - соответственно ампер-ваттная и вольт-ваттная характеристики активного элемента. Обычно в (1) первое слагаемое пренебрежимо мало по сравнению со вторым слагаемым. Поэтому расчет предельной чувствительности можно выполнить по следующей формуле

$$P_{выхп} = (4/M) \cdot [k \cdot (T_{ТН} + T_{ВУ}) \cdot П_o]^{1/2} \quad (3)$$

Часто предельную чувствительность для сравнительного анализа различных конструкций и устройств относят к полосе $П_0$ = 1 Гц. Тогда приведенная величина предельной чувствительности равна

$$НЕП_o = (P_{пред} / \sqrt{П_o}), (Вт \cdot (Гц)^{1/2}) \quad (4)$$

Анализ публикаций показывает, что величина $НЕП_0$ зависит от многих факторов – вида активного элемента, температуры среды, частотного диапазона и т.д.

Анализ (4) показывает, что для расчета величины $НЕП_0$ необходимо определение величины коэффициента шума активного элемента радиометра и показателя качества M, учитывающего соотношение мощности высокочастотного сигнала $P_{вх}$, поступающую на вход активного элемента, с мощностью по постоянному току на выходе активного элемента $P_{выхп}$.. Из формулы (2) определим значение параметра M:

$$M = 2 \cdot \sqrt{P_{выхп}} / P_{вх} \quad (5)$$

Для определения значения параметров $P_{выхп}$ и $P_{вх}$ выполним анализ Фурье для токов, протекающих через сток и затвор, соответственно. Используя процедуру метода Монте-Карло были получены зависимости токов, протекающих через сток и затвор в ге-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

тероструктуре, образованной соединением материалов GaAs-$Al_xGa_{1-x}As$ при величине молярной доли Al x = 0,3 и температуре T = 77 К. Рассмотрена структура соединения GaAs-$Al_xGa_{1-x}As$, поперечное сечение которого вдоль координат имело оси x и z . Значения параметров моделирования при сетке 100x100 были выбраны следующими: значение максимального размера вдоль оси x – параметр DLX= 0,1 мкм, значение максимального размера вдоль оси z – параметр DLZ= 0,1 мкм. Длина затвора составила величину 0,03 мкм, длина истока - 0,01 мкм, длина стока - 0,03 мкм. Затвор располагался на расстоянии 0,03 мкм от истока. Толщина слоя $Al_xGa_{1-x}As$ составила 0,02 мкм, толщина слоя GaAs – 0,08 мкм, концентрация электронов в этих слоях - $5*10^{15}$ $см^{-3}$. Концентрация электронов в спейсерном слое $Al_xGa_{1-x}As$ составляла $5*10^{16}$ $см^{-3}$.Количество электронов при моделировании составляло 23600.

Исследовались свойства полупроводниковой структуры при воздействии внешнего сигнала, который имел частоту f_0 = 1000 ГГц и амплитуду равную 0,12 В. Постоянное напряжение на истоке U_d = 2,4 В.

Зависимость величины коэффициента шума от времени моделирования представлена на рис. 1. Анализ представленных рисунков показывает, что на каждом временном шаге наблюдаются флуктуации рассчитываемых параметров. Они объясняются изменением значений скорости и других параметров электронов, что присуще процедуре метода Монте Карло, когда усредняются параметры большого количества электронов. Отмеченное обстоятельство отражается на значениях величины тока через исток и затвор прибора. Выполнив анализ Фурье для токов, протекающих через исток и затвор, можно определить величину параметра M по формуле (5). Величина параметра M составила приблизительно $3,191*10^3$.

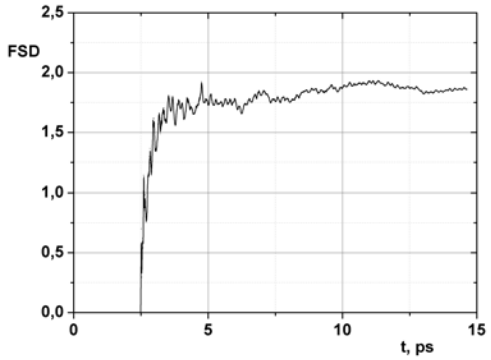


Рис. 1. Зависимость величины коэффициента шума от времени моделирования.

Fig. 1. Dependence of the noise from the simulation time

Анализ рис. 1 показывает, что после небольшого интервала установления величина коэффициента шума остается приблизительно постоянной и равняется приблизительно 1,87. Данное значение можно использовать при определение величины $НЕП_0$ по формуле (4). Величина шумовой температуры определялась по формуле $T_{тнч} = T_0 \cdot (K-1)$, где T_0 – температура среды, K – величина коэффициента шума. Исходя из полученной величины коэффициента шума, значение шумовой температуры приблизительно составляет 66 К. Используя полученные выше данные, можно определить величину $НЕП_0$ которая равняется приблизительно $3,767*10^{-14}$ $(Вт \cdot (Гц)^{1/2})$.

Полученные в результате моделирований значения предельной чувствительности $НЕП_0$ при температуре 77 К можно сравнить с данными для радиометров, описанных в литературе. Так для радиометров, использующих в качестве активного элемента диод с барьером Шоттки величина $НЕП_0 = 10^{-11}…10^{-12}$ $(Вт \cdot (Гц)^{1/2})$ в рабочем диапазоне λ = 2…3 мм и при температуре T = 290 К [1, 2]. Использование других элементов при низких температурах позволяет улучшить величину предельной чувствительности. Так использование уникального Джозефсоновского точечного контакта на элементах Nb – Nb при температуре T< 4 К позволяет получить $НЕП_0 = 3 \cdot 10^{-15}$ $(Вт \cdot (Гц)^{1/2})$ в рабочем диапазоне λ = 1,7…3,3 мм [2].

Полученные данные моделирования гетероструктур, образованных соединением материалов GaAs-$Al_xGa_{1-x}As$ при величине молярной доли Al x = 0,3 и температуре T = 77 К, позволяют сделать вывод о перспективности их использования в качестве активного прибора при разработке радиометров, приемников и других устройств терагерцового диапазона.

III. Заключение

Разработан вычислительный алгоритм, составлена и отлажена программа численного моделирования методом Монте-Карло для исследования флуктуационных свойств гетероструктур с плазменными волнами, образованных соединением материалов GaAs-AlxGa1-xAs

Рассчитана предельная чувствительность радиометра, использующего транзисторы на гетероструктурах с плазменными волнами, образованных соединением материалов GaAs-AlxGa1-xAs в терагерцовом дипазоне, которая равняется приблизительно $3,767*10^{-14}$ $(Вт*(Гц)^{1/2})$, что существенно ниже, по сравнению с диодом с барьером Шоттки ($НЕП_0 = 10^{-11}… 10^{-12}$ $(Вт*(Гц)^{1/2})$.

IV. References

[1] *Antonov A.V., Gavrilenko V.I., Maremyanin K.V., Morozov S.V. Resonant detection of terahertz radiations in submicron field effect GaAs/AlGaAs transistor with two-dimensional electon gas// Fisika i technika poluprovodnikov? 2009? tom 43? vup. 4.*

[2] *Shur M. Sovremenie priboru na osnove arsenida galliya. M.: MIR, 1991. – 632 c.*

[3] *Shur, M.S. Terahertz sources and detectors using two-dimensional electronic fluid in high electron-mobility transistors / M.S. Shur, J.-Q. Lu // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, - 2000, - Vol.48, - p.750.*

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

AlGaN/GaN HEMT CHANNEL TEMPERATURE DETERMINATION BY MEANS OF PHYSICAL SIMULATION

Minin O. N., Kupreichik A. F., Babak L. I.
Scientific- Research Institute of Semiconductors, 99A, Krasnoarmeiskaya Str., 634034, Tomsk, Russia
tel.: 83822-288122, e-mail: trkf@mail.ru
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050

Abstract — Methods of physical modeling using Synopsys TCAD Sentaurus investigated the influence of the structure of domestic heteroepitaxial buffer layers AlGaN / GaN structures on the temperature distribution in the channel drain-source single-channel HEMT working in AB mode at U_{ds} = 24, I_{ds}≈200 mA. Calculations have shown that the optimization of the structure of the buffer layer can significantly reduce the maximum temperature in the channel drain-source in a gate region and increase uptime in a continuous mode AlGaN / GaN HEMT.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ КАНАЛА AlGaN/GaN HEMT МЕТОДАМИ ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Минин О. Н., Купрейчик А. Ф., Бабак Л. И.
ОАО «НИИПП». Красноармейская 99 А, 634034, Томск, тел. +7(952)8074998, e-mail: trkf@mail.ru
ФГБОУ ВПО «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40

Аннотация — Методами физического моделирования с использованием САПР Synopsys TCAD Sentaurus показано значительное влияние конструкции буферных слоев гетероэпитаксиальных AlGaN/GaN структур на статические характеристики, распределение температуры и её максимальное значение в канале сток-исток одноканальных HEMT работающих в АВ режиме при U_{ds}=24 В, I_{ds}≈200 мА. Моделирование показало, что оптимизация конструкции буферного слоя позволяет значительно улучшить приборные характеристики AlGaN/GaN HEMT и понизить максимальную температуру в канале.

I. Введение

Несмотря на высокие достижения современных GaN технологий только ограниченный ряд производителей электронных СВЧ компонент имеют промышленные образцы. Одна из основных причин этого заключается в сложности обеспечения необходимой надежности изготавливаемых GaN-приборов. В общем случае надежность AlGaN/GaN HEMT определяется, с одной стороны, происходящими в приборе активационными процессами: электродиффузии, зарядовой нестабильностью в слоях, электрическим пробоем, межфазным взаимодействием на границах интерфейсов, образованием интерметаллических соединений, а, с другой стороны, – конструкциями прибора и гетероэпитаксиальной структуры, определяющих качество теплоотвода и максимальную температуру канала транзистора. Известно [1, 2], что для безотказной работы AlGaN/GaN HEMT температура канала (кристаллической решетки) под затвором не должна значительно превышать 500-600 °K.

В связи с этим в работе методами физического моделирования исследовалось влияние конструкции буферных слоев (buffer layer) отечественных гетероэпитаксиальных AlGaN/GaN структур на распределение температуры в канале сток-исток (С-И) одноканальных HEMT.

II. Основная часть

Физическое моделирование проводилось с помощью программного пакета Synopsys TCAD Sentaurus с учетом внешнего полубесконечного термоконтакта к нижней части подложки SiC при температуре основания $T_{внеш}=T_{комн}$. Расчет зонной структуры 1 гетероэпитаксиальных (таб. 1, Структура 1) слоев осуществлялся с учетом эффектов спонтанной и наведенной поляризаций. В виду того, что в данном эксперименте расстояние С-И (5 мкм) значительно превышало длину свободного (баллистического) пробега горячих электронов (<1 мкм), их движение в канале рассматривалось на основе дрейфово-диффузионного механизма переноса носителей электрических зарядов с групповой скоростью насыщения v_S. Так как термодинамическая модель лучше описывает перенос носителей заряда в области гетеропереходов, а гидродинамическая - в объеме гетероэпитаксиальных слоев, то для расчета токопрохождения в канале С-И HEMT использовались обе модели. Уравнения термодинамической модели учитывают как градиенты квазиуровней Ферми, так и градиенты температур кристаллических решеток в области гетеропереходов. Гидродинамическая модель учитывает вклад, обусловленный градиентами концентраций, температур и эффективных масс самих носителей заряда, перенос энергии, что оказывает заметное влияние на движение носителей заряда и распределение выделяемой мощности в объеме полупроводниковых слоев. В результате, для

Структура 1		Структура 2		K(T_0), W/(cm×K)
i-$Al_{0.25}Ga_{0.75}N$, 4 нм (barrier layer)		i-$Al_{0.25}Ga_{0.75}N$, 4 нм (barrier layer)		0.13
n-$Al_{0.25}Ga_{0.75}N$:Si(4E18), 15 нм (dopant layer)		n-$Al_{0.25}Ga_{0.75}N$:Si(4E18), 15 нм (dopant layer)		0.13
i-$Al_{0.25}Ga_{0.75}N$, 3 нм (spacer)		i-$Al_{0.25}Ga_{0.75}N$, 3 нм (spacer)		0.13
i-AlN, 1 нм		i-AlN, 1 нм		0.1
i-GaN, 1500 нм (DEG-channel)	buffer layer	i-GaN, 500 нм (DEG-channel)	buffer layer	1.6
i-AlGaN, 1500 нм				0.13
i-AlN 40 нм (nucleation)		i-AlN 15 нм (nucleation)		0.1
SiC {0001}, 100 мкм (substrate)		SiC {0001}, 100 мкм (substrate)		4.3

Таб. 1. Конструкции гетероэпитаксиальных Структур 1 и 2 со значениями констант теплопроводностей K(T_0).

Tab. 1. Design heteroepitaxial structures 1 and 2 with the values of the thermal conductivities of the constants K(T_0)

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

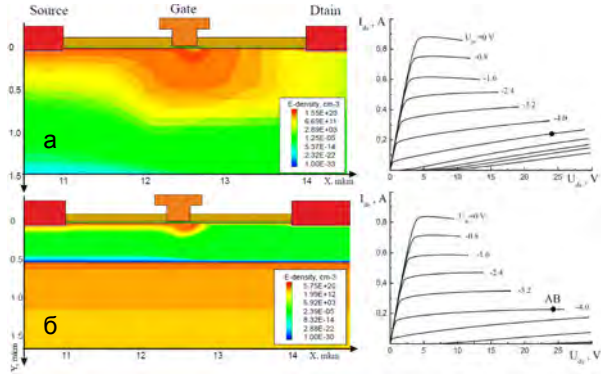


Рис. 1. Плотность тока J(x,y) в канале AlGaN/GaN HEMT со своими выходными характеристиками: для структуры 1 – а) и для структуры 2 – б).

Fig. 1. The current density J(x,y) in the channel AlGaN/GaN HEMT with its output characteristics: the structure 1 - a) and for the 2 - b)

моделирования работы HEMT с учетом процессов рассеяния неравновесных носителей электрического заряда на ионах легирующей примеси (модель подвижности “Arora”), поляризационных (модели “Strain” и “Stress”) эффектов и эффектов рекомбинации (модель Шокли-Рида-Холла) численными методами решалась система из пяти дифференциальных уравнений: 2-х уравнений (для электронов и дырок) для плотности токов, 2-х уравнений энергопереноса и уравнение Пуассона. В качестве граничных условий выбирались потенциалы на границах структуры. Увеличение температуры кристаллической решетки (канала) ΔT под затвором находилось из выражения (1) [1], где $R^i_{th}=R^i_{th}(K^i(T),P^i_{diss})$ – термосопротивление, а $K^i=K^i(T)$ - теплопроводность i-ого слоя гетероструктуры:

$$\Delta T = \sum_i R^i_{th} P^i_{diss} . \qquad (1)$$

Из общих физических представлений понятно, что размер области в канале, в которой выделяется основная мощность $P^i_{diss}= P^i_{diss}(xy)=P^i_{diss}(I_{ds}(xy))$, будет определяться областью с максимальной плотностью тока $I_{ds}(xy)$. Из рис. 1 структура 1 видно, что область с максимальной плотностью тока в канале сосредоточена под затвором и смещена в сторону стока. При этом ток канала далеко проникает в буферный слой, что приводит к увеличению токов утечки и неполному перекрытию канала даже при завышенных значениях U_{gs}>|-7| В (рис. 1). Согласно выполненным расчетам, локализация плотности тока под затвором приводит к локализации до ~2.5 мкм (рис. 2,*а*, кривая 1) области максимального нагрева (T=510 °K) при комнатной температуре $T_{комн}$ основания подложки. Оптимизация конструкции буферных слоев, заключающаяся в исключении слоя i-AlGaN и утончение слоев i-GaN до 500 нм, а слоя i-AlN до 15 нм (таб. 1, Структура 2), позволяет сильнее локализовать (≈1 мкм) область максимальной плотности тока под затвором (рис. 1, структура 2) и добиться полного перекрытия канала при меньших значениях U_{gs}<|-6.5| В. Это, соотвтетственно, приводит к значительному сокращению области максимального нагрева, что сопровождается понижением максимальной температуры канала в области затвора до

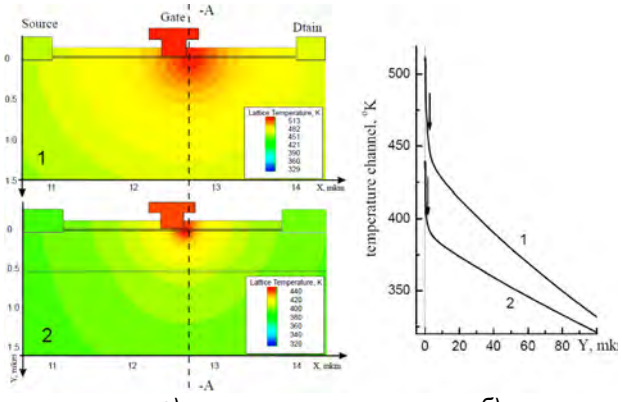


Рис. 2. Распределение температуры T(x,y) в канале транзистора для структур 1 и 2 – а) с соответствующими температурными профилями – б).

Fig. 2. Temperature distribution T(x,y) for a transistor channel structure 1 and 2 - a) with corresponding temperature profiles - b)

440 °K (рис. 2,*b*, кривая 2) при тех же режимах работы транзистора по току и напряжению (рис. 2,*а*, структура 2). Понятно, что такие структуры будут стабильно работать в непрерывном режиме при больших температурах основания подложки $T_{внеш}$. Для повышения температуры $T_{внеш}$ стабильной работы HEMT необходима следующая итерация по оптимизации параметров гетероэпитаксиальных слоев. Так, например, в работе [1] конструкции гетероэпитаксиальных AlGaN/GaN HEMT структур подобраны таким образом, что при комнатной температуре основания подложки температура канала под затвором в одноканальном транзисторе не превышает 90 °C. В этом случае одноканальные транзисторы могут стабильно работать в непрерывном режиме до температур подложки $T_{внеш}$≈100-200 °C.

III. Заключение

Методами физического моделирования с использованием САПР Synopsys TCAD Sentaurus показано значительное влияние конструкции буферных слоев гетероэпитаксиальных AlGaN/GaN структур на статические характеристики, распределение температуры и её максимальное значение в канале сток-исток одноканальных HEMT, работающих в AB режиме при U_{ds}=24 В, I_{ds}≈200 мА. Моделирование показало, что оптимизация конструкции буферного слоя позволяет значительно улучшить приборные характеристики AlGaN/GaN HEMT и понизить максимальную температуру в канале.

IV. References

[1] *Jon C. Freeman, Wolfgang Mueller. Channel Temperature Determination for AlGaN/GaN HEMTs on SiC and Sapphire. NASA/TM—2008-215444. Available electronically at http://gltrs.grc.nasa.gov*

[2] Брайан Барр, Дэн Буркхард. Ресурсные испытания мощных GaN транзисторов на подложке SiC (при высокой температуре и большой мощности СВЧ). M/A-COM Technology Solutions RF Power Products Group (США). Перевод Андрея Данилова. Современная электроника, 2013, т. 6, С. 72-75.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE TECHNIQUE FOR AUTOMATED SYNTHESIS OF MICROWAVE LNA TAKING INTO ACCOUNT THE LAYOUT CHARACTERISTICS

Kalentyev A. A., Dobush I. M., Zhabin D. A., Garays D. V., Babak L. I.
Tomsk State University of Control System and Radioelectronics (TUSUR)
40 Lenin Av., Tomsk, 634050, Russian Federation
Ph.: +7(3822) 414717, e-mail: Alexey.Kalentyev@gmail.com, igadobush@gmail.com

Abstract — A genetic-algorithm-based technique for structural-parametric synthesis of linear microwave amplifies using models from PDK of RF and microwave EDA is presented. An example of synthesis of 36-40 GHz one-stage LNA based on 0.15 um GaAs pHEMT technology demonstrates the efficiency of the technique.

МЕТОДИКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА СВЧ МШУ С УЧЕТОМ ОСОБЕННОСТЕЙ ТОПОЛОГИИ

Калентьев А. А., Добуш И. М., Жабин Д. А., Гарайс Д. В., Бабак Л. И.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, ул. Ленина, 40, 634050, Россия
тел.: +7(3822) 414-717, e-mail: Alexey.Kalentyev@gmail.com, igadobush@gmail.com

Аннотация — Представлена методика автоматизированного структурно-параметрического синтеза линейных СВЧ транзисторных усилителей (ТУ) на основе генетического алгоритма (ГА) с использованием библиотек моделей элементов, разрабатываемых для коммерческих САПР СВЧ устройств. Эффективность методики продемонстрирована на примере синтеза однокаскадного малошумящего усилителя диапазона частот 36-40 ГГц, выполненного по 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии.

I. Введение

В работах [1-4] были предложены подход и программа Geneamp для структурно-параметрического синтеза принципиальных схем линейных и малошумящих СВЧ транзисторных усилителей (ТУ) на основе генетического алгоритма (ГА). Указанный подход к автоматизированному проектированию ТУ позволяет в процессе синтеза схемы использовать три группы моделей пассивных элементов:

1) Идеальные емкости, индуктивности, сопротивления, линии передачи (ЛП).

2) Параметрические модели СВЧ монолитных элементов в виде эквивалентных схем (ЭС) – полупроводниковые и тонкопленочные резисторы, МДМ-конденсаторы, спиральные катушки индуктивности, ЛП с потерями.

3) Модели в виде наборов *S*-параметров. Данный вариант программы был ориентирован на разработку ТУ по технологии печатного монтажа с использованием SMD-компонентов. В этом случае могут быть использованы измеренные *S*-параметры резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности, предоставляемые большинством производителей электронной компонентной базы (ЭКБ) в стандартных форматах файлов (**.s2p* или **.mdif*).

Описанный подход показал высокую эффективность, примеры синтеза принципиальных схем СВЧ ТУ на основе идеальных, ЭС-моделей и *S*-параметров пассивных элементов представлены в работах [1-4]. С точки зрения практического использования, указанный подход обладает двумя существенными ограничениями. Во-первых, отсутствует возможность использования моделей некоторых компонентов непосредственно в процессе синтеза схемы ТУ, таких как неоднородности ЛП (короткозамкнутый и холостоходный шлейфы, изгиб линии, скачек ширины, Т-соединение, перекрестное соединение, и др.); сквозные отверстия; контактные площадки; сварные проволочные соединения; и др. Как правило, при разработке топологии и добавлении в синтезированную схему перечисленных компонентов характеристики СВЧ ТУ существенно изменяются и в конечном итоге не укладываются в предъявляемые требования. Кроме того, для реализации согласующих цепей (СЦ) наряду с сосредоточенными элементами зачастую используются неоднородности ЛП в качестве самостоятельных пассивных компонентов. Во-вторых, в программе Geneamp отсутствует поддержка библиотек моделей элементов, разрабатываемых различными производителями ЭКБ для популярных коммерческих САПР СВЧ устройств. Очевидно, что построение моделей непосредственно для программы Geneamp является трудозатратным и экономически необоснованным.

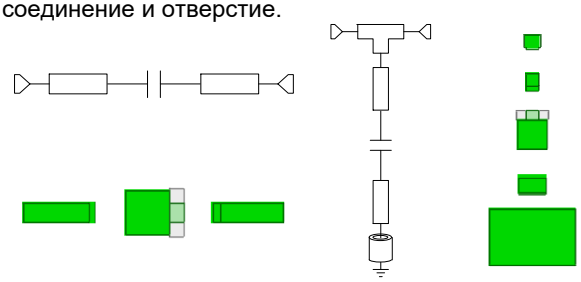
В настоящей работе представлена методика проектирования, позволяющая устранить указанные ограничения и осуществить структурно-параметрический синтез СВЧ ТУ на основе ГА при использовании библиотек моделей элементов, разрабатываемых для коммерческих САПР СВЧ устройств. Эффективность методики продемонстрирована на примере проектирования монолитного однокаскадного МШУ диапазона 36-40 ГГц с использованием библиотеки элементов (0,15 мкм GaAs pHEMT), предоставляемой компанией Win Semiconductors (Тайвань) для САПР NI AWR Microwave Office.

II. Описание методики проектирования

Для реализации возможности синтеза ТУ на основе библиотек моделей элементов применяется вариант алгоритма, описанный в работе [3,4] и использующий модели пассивных компонентов в виде наборов *S*-параметров. Основное отличие новой процедуры заключается в том, что вместо *S*-параметров отдельных пассивных компонентов (резисторов, конденсаторов и др.) используются параметры фрагментов цепи, которые можно представить в виде произвольного соединения сосредоточенных элементов, неоднородностей ЛП, сквозных отверстий и других компонентов. В качестве примера на рис. 1 приведены четырехполюсные фрагменты электрических схем и их топологическое представ-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ление для последовательного (a) и параллельного (b) включения МДМ-конденсатора. Помимо конденсатора, фрагменты цепи включают: отрезки ЛП, Т-соединение и отверстие.



a *b*

Рис. 1. Последовательное (а) и параллельное (б) включение.

Fig. 1. Series (a) and parallel (b) networks

Таким образом, разработчику ТУ на первом этапе проектирования с помощью САПР СВЧ устройств необходимо подготовить базовые фрагменты цепей для последовательного и параллельного включения каждого типа пассивного компонента. На втором этапе проводится генерация *S*-параметров этих цепей. Кроме того, с целью получения характеристик для различных номиналов пассивных монолитных элементов, генерация *S*-параметров проводится при изменении их конструктивных параметров (геометрических размеров) с заданным шагом. На заключительном этапе полученные характеристики фрагментов цепей в виде *mdif*-файла загружаются в программу синтеза ТУ Geneamp. Дальнейший процесс автоматизированного проектирования идентичен алгоритму, представленному в [3,4].

В итоге, СЦ ТУ представляют собой произвольное число каскадно-включенных звеньев из последовательных и параллельных фрагментов цепей.

III. Синтез однокаскадного монолитного МШУ диапазона 36—40 ГГц

МШУ выполняется по 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии фирмы Win Semiconductors. Предъявляемые требования: полоса частот 36-40 ГГц; коэффициент усиления G = 7,3±0,35 дБ; коэффициент шума $NF \le 2{,}5$ дБ; модули входного и выходного коэффициентов отражения $|S_{11}| \le -10$ дБ, $|S_{22}| \le -10$ дБ; усилитель должен быть безусловно устойчивым во всем диапазоне частот (k >1). МШУ осуществляется по схеме с СЦ на входе и выходе (рис. 2), в качестве активного элемента (АЭ) используется pHEMT транзистор (W_g = 4×50 мкм, V_{ds} = 3 В, I_{ds} = 20 мА).

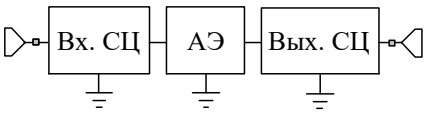
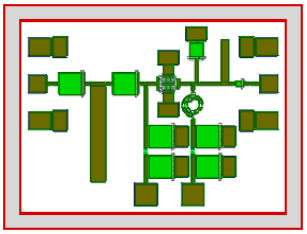


Рис. 2. Схема усилителя.

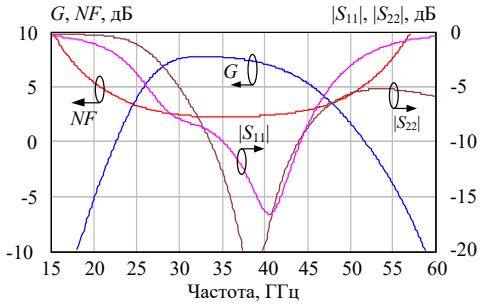
Fig. 2. Configuration of amplifier

С использованием библиотеки моделей Win Semiconductors в САПР Microwave Office были подготовлены базовые фрагменты цепей для основных типов включений пассивных элементов и сгенерированы наборы *S*-параметров для их различных конструктивных состояний в диапазоне частот до 60 ГГц. Эти данные были использованы в программе Geneamp. На структуру усилителя были наложены следующие ограничения: СЦ должны содержать сигнальные контактные площадки, элементы подачи напряжений питания и смещения на транзистор, а также элементы развязки по постоянному току; в цепи истоков транзисторов разрешено использование индуктивной последовательной ОС.

В результате 10 запусков процедуры синтеза получены 3 различные схемы и топологии МШУ, удовлетворяющие требованиям. На рис. 3 показаны одна из синтезированных топологий МШУ и ее смоделированные частотные характеристики. Стоит отметить, что геометрические размеры всех пассивных компонентов, в том числе неоднородностей ЛП получены в автоматическом режиме, разработчику остается лишь разместить их на кристалле МИС.



a



b

Рис. 3. Топология (а) и характеристики (b) МШУ.

Fig. 3. Layout (a) and performances (b) of LNA

IV. Заключение

Предложенная методика позволяет синтезировать малошумящие СВЧ ТУ с использованием моделей из библиотек элементов, разрабатываемых производителями ЭКБ для коммерческих САПР СВЧ устройств. Это дает возможность разработчику получать одновременно реализуемое схемотехнического решения с учетом особенностей технологии изготовителя и первый вариант топологии устройства. Эффективность подхода продемонстрирована на примере синтеза МШУ диапазона 36-40 ГГц.

V. References

[1] Babak L.I., Kokolov A.A., Kalentyev A.A., Garays D.V. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis. *2012 7th Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*. Amsterdam, 2012, pp. 381-384.

[2] Kalentyev A.A., Garays D.V., Babak L.I., Kokolov A.A., Dobush I.M. Genetic-algorithm based synthesis of microwave amplifiers using parametric models of MMIC elements. *2012 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012)*. Sevastopol, 2012, pp. 131-132.

[3] Kalentyev A.A., Zhabin D.A., Dobush I.M., Garays D.V., Babak L.I. Genetic-algorithm-based structural synthesis of microwave transistor amplifiers using S-parameter data sets of passive elements. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2014, pp. 117-118.

[4] Dobush I.M., Kalentyev A.A., Zhabin D.A., Garays D.V., Babak L.I. LNAs 1-2 GHz development using genetic algorithm based on software tool «Geneamp» *Doklady TUSUR*, 2015, No 1(35), pp. 47-51.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

TEMPERATURE CONTROL IN SHF MULTI-LAYER INTEGRATED CIRCUITS BASED ON LOW-TEMPERATURE ANNEALED CERAMICS

Sukhorukov M. P.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin ave.,Tomsk, Tomsk reg., 634050, Russian Federation
Ph.: (3822) 900-162, e-mail: max_sukhorukov@mail.ru

Abstract — In work deals with the realization of three-dimensional non-linear non-stationary mathematical model of temperature control in a multilayer integrated circuit-based ceramics with low temperature roasting. The results of the implementation of temperature control the example RF receiver module L-band.

РЕГУЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ В МНОГОСЛОЙНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ СВЕРВЫСОКИХ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ КЕРАМИКИ С НИЗКОЙ ТЕМПЕРАТУРОЙ ОБЖИГА

Сухоруков М. П.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, г. Томск, Томская обл. 634050, Россия
тел.: (3822) 900-162, e-mail: max_sukhorukov@mail.ru

Аннотация — В работе рассматриваются вопросы реализации трехмерной нелинейной нестационарной математической модели термостатирования в многослойной интегральной схеме на основе керамики с низкой температурой обжига. Приведены результаты внедрения микротермостатирования на примере радиочастотного приемного модуля L-диапазона.

I. Введение

Развитие интегральной технологии сделало возможным выполнение отдельных элементов и целых функционально законченных узлов как цифровой, так и высокочастотной частей устройства в виде малогабаритных интегральных схем (ИС). Новейшие многослойные технологии позволяют объединять все пассивные компоненты сверхвысокочастотного (СВЧ) тракта, включая антенну, в единую ИС. Использование трехмерной конструкции позволяет создавать миниатюрные структуры с высокой степенью интеграции и открывает широкие возможности для улучшения электродинамических, массогабаритных, климатических, экономических и других параметров.

В последнее время широкое распространение получила гибридная технология многослойных ИС СВЧ-диапазона на основе керамики с низкой температурой обжига [1].

Дальнейшее развитие и совершенствование многослойных ИС СВЧ-диапазона, выполняющей функции генерирования, модуляции, усиления, кодирования, декодирования, а также обработки и передачи информации и работающей в жестких эксплуатационных условиях, тесно связанно с обеспечением заданной точности выходных параметров.

На одном из первых мест среди внешних и внутренних дестабилизирующих факторов стоит температура [2]. В ряде случаев требования к стабильности таковы, что для обеспечения заданной надежности и режима функционирования необходимо применять специальные методы термостабилизации, одним из которых является микротермостатирование.

II. Основная часть

Рассматривается задача регулирования температуры термостабильной подложки в радиочастотном приемном модуле L-диапазона (ПМ) на основе низкотемпературной совместно обжигаемой керамики для системы автономной навигации космического аппарата. Под термостабильной подложкой понимается подложка [3], на которой выполнена схема регулирования температуры. Температура такой подложки поддерживается постоянно в заданном диапазоне изменения температуры внешней среды с погрешностью, определяемой как выбранным законом регулирования температуры, так и конструкционно-технологическими особенностями.

Многослойная интегральная схема ПМ (рис. 1) представляет собой совокупность диэлектрических слоев с размещенных между ними плоских токонесущих проводников и смонтированными навесными элементами [4].

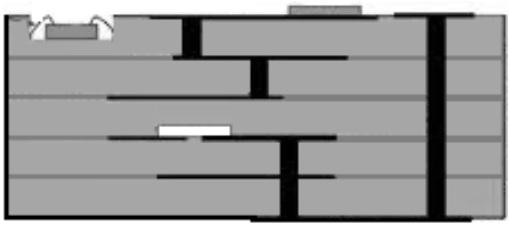


Рис. 1. Стек слоев ПМ на основе низкотемпературной совместно обжигаемой керамике.

Fig. 1. Stack layers of receiver module on low temperature co-fired ceramics.

Численное исследование проводится с учетом следующего комплекса теплофизических процессов: кондуктивного теплопереноса между элементами конструкции термостабильной подложки, лучистого теплообмена с внешней средой.

Пространственная постановка задачи термостатирования сводится к решению трехмерного нелинейного нестационарного уравнения теплопроводности совместно с уравнением пропорционального регулятора температуры термостабильной подложки:

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$
\begin{cases}
C\rho\dfrac{\partial T}{\partial t} = \lambda\left(\dfrac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \dfrac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \dfrac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right) + \dfrac{P_{\text{Н}}\left(x, y, z, T_{\text{Д}}\right)}{V_{\text{Н}}} \\
P_{\text{Н}}\left(T_{\text{Д}}\right) = P_{\text{Н.МАКС}}\ \text{, при}\ T_{\text{Д}} \le T_{\text{СТ}} \\
P_{\text{Н}}\left(T_{\text{Д}}\right) = P_{\text{Н.МАКС}} - \dfrac{P_{\text{Н.МАКС}}}{\Delta T_{\text{СТ.З.}}}\left(T_{\text{Д}} - T_{\text{СТ}}\right)\ \text{, при}\ T_{\text{СТ}} < T_{\text{Д}} < T_{\text{СТ.МАКС}} \\
P_{\text{Н}}\left(T_{\text{Д}}\right) = 0\ \text{, при}\ T_{\text{Д}} \ge T_{\text{СТ.МАКС}} \\
P_{\text{Н}}\left(x, y, z\right) = P_{\text{Н}}\left(T_{\text{Д}}\right)\ \text{, при}\ x, y, z \in \left[V_{\text{Н}}\right] \\
P_{\text{Н}}\left(x, y, z\right) = 0\ \text{, при}\ x, y, z \notin \left[V_{\text{Н}}\right]
\end{cases}
$$

где x, y, z – пространственные координаты (в декартовой системе координат); C, ρ, λ – удельная теплоемкость, плотность и коэффициент теплопроводности материалов; T , $T_{\text{Д}}$ – рассчитываемая температура и температура датчика температуры; $T_{\text{СТ}}$, $\Delta T_{\text{СТ.МАКС}}$, $\Delta T_{\text{СТ.З.}}$ – температура статирования, максимальная температура статирования и заданный диапазон температуры статирования; t – текущее время расчета; $V_{\text{Н}}$ – объем нагревателя; $P_{\text{Н}}$, $P_{\text{Н.МАКС}}$ – текущая и максимальная мощность нагревателя.

При постановке задачи использованы следующие допущения:

1. Теплофизические свойства материалов считаются изотропными, не зависят от температуры;

2. Навесные элементы моделируется в виде параллелепипедов. Это допущение внесет некоторую погрешность в точность расчета, однако, учитывая, что почти все элементы близки по форме к параллелепипедам, вносимая погрешность должна быть незначительной;

3. Тепловой контакт на границах между телами считается идеальным. Для конструктивных элементов многослойных ИС это близкое допущение, благодаря технологии производства;

4. Не учитывается саморазогрев проводников при протекании по ним электрического тока (эффект Джоулевого тепла).

Расчет температурного поля многослойной ИС произведен при следующих значениях исходных данных и параметров:

– размер многослойной ИС 14×14×1 мм;

– количество слоев многослойной ИС: 5;

– материал подложки многослойной ИС – 951 Green Tape (DuPont);

– приведенный коэффициент черноты поверхности равен 0.8;

– диапазон изменения температуры внешней среды лежит в пределах 223…323 K;

– температура статирования составляет 333 K;

– заданный диапазон температуры статирования равен 0.8 K;

– приведенный коэффициент черноты поверхности равен 0.8;

– точность вычислений 0.005;

– конечное время расчета температурного поля: 50 с;

– размерность пространственной сетки и величины шага по времени: 280×280×20 (т. е. $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ = 0.05 мм) и t=0.005 с.

На рисунке 2 приведены результаты численных расчетов применения микротермостатирования в ПМ.

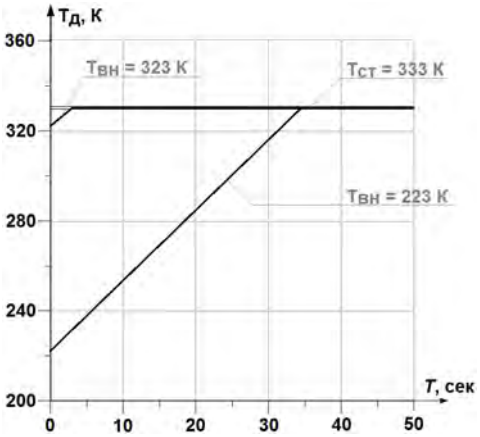


Рис. 2. Изменения температуры датчика с течением времени, при: $T_{\text{ВН}}$ =223 K и $T_{\text{ВН}}$ =323 K

Fig. 2. Changes in temperature of the sensor over time, when: $T_{\text{ВН}}$ =223 K and $T_{\text{ВН}}$ =323 K

III. Заключение

1. Представлена задача совместного решения трехмерного дифференциального нелинейного нестационарного уравнения теплопроводности и регулирования температуры, сделаны основные допущения.

2.Внедрение технологии микротермостатирования в процесс проектирования многослойной ИС на основе керамики с низкой температурой обжига позволит в значительной степени повысить надежность и точность выходных параметров вновь разрабатываемых устройств.

Работа выполнена в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218, и договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

IV. References

[1] Пономарев, С.В. Анализ влияния технологического процесса изготовления многослойных интегральных схем на основе керамики с низкой температурой обжига на результаты моделирования напряженно деформированного состояния модулей для бортовой радиоэлектронной аппаратуры. Обзор / С.В. Пономарев, С.Б. Сунцов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск – 2010. – № 2 (22), часть 1. – С.207– 209.

[2] Алексеев В.П. Системное проектирование термоустойчивых радиотехнических устройств и систем. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. – 316 с.

[3] Сухоруков М.П. Математическая формулировка задачи регулирования температуры микросхемы в рамках трехмерной модели и метод ее решения / Карабан В.М., Сухоруков М.П.// Компьютерные исследования и моделирование. – 2013 Т. 5 № 5 С. 805−812.

[4] Программная реализация трехмерного моделирования тепловых процессов в многослойных интегральных схемах космического назначения / Карабан В.М., Сухоруков М.П., Морозов Е.А. // Компьютерные исследования и моделирование. – 2014. Т.6. – №3. С. 397-405.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SIMULATION OF CURRENT DENSITY FLUCTUATIONS IN SUBMICRON SILICON DIODE

Borzdov A. V.[1], Borzdov V. M.[1], Busliuk V. V.[2]
[1]*Belarusian State University*
4, Nezavisimosty ave., Minsk, 220030, Belarus
Ph.: (375) 17 3987545, e-mail: borzdov@bsu.by
[2]*Unitary company "SKB West"*
96/1, Suvorov str., Brest, 224022, Belarus
Ph.: (375) 162 523759, e-mail: skbwest@rambler.ru

Abstract — Ensemble Monte Carlo simulation of current density fluctuations in submicron silicon diode with n^+-n-n^+ structure has been performed. The influence of impact ionization process on the noise characteristics of the device has been studied.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ПЛОТНОСТИ ТОКА В СУБМИКРОННОМ КРЕМНИЕВОМ ДИОДЕ

Борздов А. В.[1], Борздов В. М.[1], Буслюк В. В.[2]
[1]*Белорусский государственный университет*
пр. Независимости, 4, г. Минск, 220030, Беларусь
тел.: (375) 17 3987545, e-mail: borzdov@bsu.by
[2]*Унитарное предприятие "СКБ Запад"*
ул. Суворова, 96/1, г. Брест, 224022, Беларусь
тел.: (375) 162 523759, e-mail: skbwest@rambler.ru

Аннотация — Проведено моделирование многочастичным методом Монте-Карло флуктуаций плотности тока в субмикронном кремниевом диоде со структурой n^+-n-n^+. Изучено влияние процесса ударной ионизации на шумовые характеристики прибора.

I. Введение

В связи с уменьшением размеров активных элементов интегральных микросхем большой интерес вызывает изучение влияния шумов на их работу, а также определение основных физических источников этих шумов. Для микро- и наноразмерных интегральных диодных и транзисторных структур, в частности, интерес представляет исследование флуктуаций плотности тока, протекающего через электроды прибора, оказывающих принципиальное влияние на нормальную работу этих приборов [1]. При этом особое внимание уделяется изучению влияния процессов генерации-рекомбинации носителей заряда на шумовые характеристики приборов. К таковым процессам можно отнести и лавинное умножение носителей заряда в результате ударной ионизации [2]. Известно, что в настоящее время все большее значение при исследовании шумовых характеристик приобретает численное моделирование, в частности самосогласованное моделирование переноса носителей заряда на основе многочастичного метода Монте-Карло, поскольку оно позволяет детально исследовать физику этих процессов. Обзор основных проблем, возникающих при моделировании шумов методом Монте-Карло, можно найти, например, в [3].

Цель данной работы, являющейся продолжением предыдущего исследования [4], — изучение шумовых характеристик кремниевого диода со структурой n^+-n-n^+ в режиме токовых флуктуаций, когда к электродам приложено постоянное напряжение.

II. Основная часть

Структура моделируемого диода схематически представлена на рис. 1. Приконтактные n^+-области длиной $L_1 = L_3 = 100$ нм полагаются легированными донорной примесью с концентрацией 10^{23} м$^{-3}$, а n-область, являющаяся каналом, также имеет длину $L_2 = 100$ нм и уровень легирования донорами, равный 10^{21} м$^{-3}$.

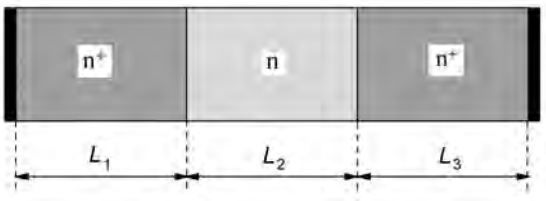


Рис. 1. Структура моделируемого диода.
Fig. 1. The simulated diode structure

Основные параметры и использованные приближения при самосогласованном моделировании многочастичным методом Монте-Карло аналогичны предыдущей работе [4]. Особенности расчета таких характеристик шумов, как автокорреляционные функции токовых флуктуаций, описаны, например, в [1, 5]. Основной проблемой при расчете шумовых характеристик является необходимость моделирования переноса ансамбля частиц в течение достаточно длительного времени. Так, для адекватного расчета корреляционных функций в подобных исследуемой в данной работе структурах время моделирования должно составлять несколько нс, а время коррекции поля – 1÷10 фс в зависимости от уровней легирования контактных областей и канала. В данном случае уровни легирования контактных областей взяты несколько меньшими, нежели те, которые имеют место в реальных микро- и наноразмерных приборных структурах, с целью обеспечить приемлемое время расчета для ансамбля из 10 000÷15 000 частиц. Данное обстоятельство не сужает общности

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

выводов, сделанных по результатам исследования, и не влияет на качественное описание шумовых характеристик приборов такого рода.

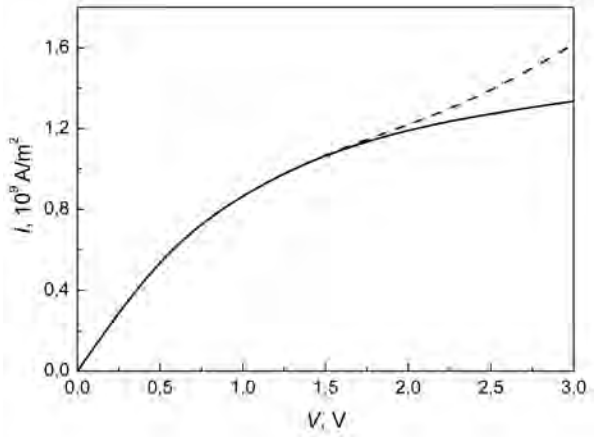


Рис. 2. Вольтамперные характеристики диода: сплошная кривая — без учета, штриховая — с учетом процесса ударной ионизации.

Fig. 2. Current-voltage characteristics of the diode: solid curve — without account, and dashed curve — with account of impact ionization process

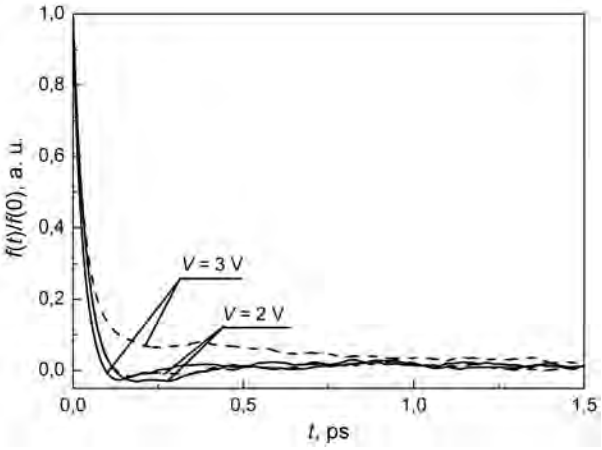


Рис. 3. Автокорреляционные функции флуктуаций плотности тока: сплошные кривые — без учета, штриховые — с учетом процесса ударной ионизации.

Fig. 3. Autocorrelation functions of current density fluctuations: solid curves — without account, and dashed curves — with account of impact ionization process

Все результаты моделирования получены для температуры T = 300 К. Учитывая особенности рассматриваемой диодной структуры, моделировался перенос только основных носителей заряда – электронов. В отсутствие ударной ионизации дырочным током можно пренебречь, однако дырочную компоненту тока необходимо учитывать в случае, когда имеет место интенсивный процесс генерации электронно-дырочных пар в результате ударной ионизации. Также в данной модели рассматривался только процесс ударной ионизации электронами. При моделировании переноса носителей заряда учитывались следующие механизмы рассеяния: на фононах, ионизированной примеси, а также процесс ударной ионизации электронами в рамках модели Келдыша с мягким порогом. В целом использованная в данной работе Монте-Карло модель переноса аналогична таковой для кремниевых МОП-транзисторов [6, 7].

На рис. 2 приведены статические вольтамперные характеристики диода с учетом и без учета процесса ударной ионизации. Как видно из рисунка, для рассматриваемой структуры ударная ионизация оказывает заметное влияние на величину тока при напряжениях между электродами, больших 2 В.

На рис. 3. представлены автокорреляционные функции флуктуаций плотности тока диода для стационарного режима с учетом и без учета процесса ударной ионизации при напряжениях между электродами 2 и 3 В. Как видно из рисунка, автокорреляционные функции представляют собой фактически экспоненциально убывающие со временем функции. Существенное различие в автокорреляционных функциях с учетом и без учета процессов ударной ионизации имеет место для напряжения 3 В, когда эти процессы протекают достаточно интенсивно. При этом проведенные расчеты показывают, что в случае учета ударной ионизации наблюдается увеличение времени корреляции флуктуаций плотности тока в структуре.

III. Заключение

Многочастичным методом Монте-Карло промоделированы процессы переноса носителей заряда и флуктуации плотности тока в кремниевом диоде при постоянном напряжении между электродами с учетом процесса ударной ионизации. Рассчитаны зависимости плотности тока в диоде от приложенного напряжения, а также автокорреляционные функции флуктуаций плотности тока. Показано, что процессы ударной ионизации приводят к увеличению времени корреляции флуктуаций плотности тока.

IV. References

[1] Rengel R., Martin M. J., Gonzalez T., Mateos J., Pardo D., Dambrine G., Raskin J.-P., Danneville F. A microscopic interpretation of the RF noise performance of fabricated FDSOI MOSFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2006, Vol. 53, No 3, pp. 523-532.

[2] Reklaitis A., Reggiani L. Monte Carlo investigation of current voltage and avalanche noise in GaN double-drift impact diodes. *Journal of Applied Physics*, 2005, Vol. 97, pp. 043709-1-043709-8.

[3] Gonzalez T., Mateos J., Martin-Martinez M. J., Perez S., Rengel R., Vassalo B. G., Pardo D. Monte Carlo simulation of noise in electronic devices: limitations and perspectives. *CP665, Unresolved Problems of Noise and Fluctuations: UPoN 2002: Third International Conference*, 2003, pp. 496-503.

[4] Borzdov A. V. Borzdov V. M., Busliuk V. V. Simulation of the influence of impact ionization process on the current noise in deep submicron silicon diode. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 805-806.

[5] Martin M. J., Velazques J. E., Pardo D. Analysis of current fluctuations in silicon pn^+ and p^+n homojunctions. *Journal of Applied Physics*, 1996, Vol. 79, No. 9, pp. 6975-6981.

[6] Borzdov V. M., Borzdov A. V., Speransky D. S., V'yurkov V. V., Orlikovsky A. A. Evaluation of the effective threshold energy of the interband impact ionization in a deep-submicron silicon n-channel MOS transistor. *Russian Microelectronics*, 2014, Vol. 43, No 3, pp. 189-193.

[7] Borzdov A. V., Borzdov V. M., V'yurkov V. V. Monte Carlo simulation of hot electron transport in deep submicron SOI MOSFET. *Proceedings of SPIE*, 2014, Vol. 9440, pp. 944013-1-944013-7.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DESIGNING THE HIGH-ISOLATION MICROWAVE MOS SWITCHES

V. V. Repin, I. I. Mukhin, M. G. Drozdetskii
Moscow Research Institute of Microelectronic Devices «Progress»
54 Cherepanovikh str., Moscow -125183, Russia
e-mail: Repin@mriprogress.msk.ru
A. S. Shnitnikov
National Research University
Moscow Power Engineering Institute
14 Krasnokasarmennaya str., Moscow -111250, Russia
e-mail: ShnitnikovAS@mpei.ru

Abstract — Problems of monolithic microwave switch, manufactured using silicon technology and optimized MOS transistors are considered. The technique of increasing the isolation for a differential SPDT switch circuit without insertion loss degradation is proposed. Modeling results predict the possibility of reaching enhanced isolation comparable to best known data.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОП ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ СВЧ ДИАПАЗОНА С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ РАЗВЯЗКИ

Репин В. В., Мухин И. И., Дроздецкий М. Г.
НИИМА «Прогресс»
проезд Черепановых, 54, Москва-125183, Россия
тел.: +7-499-1530151, e-mail: Repin@mri-progress.ru
Шнитников А. С.
Национальный исследовательский университет Московский энергетический институт
Кафедра полупроводниковой электроники
ул. Красноказарменная, 14, Москва-111250, Россия
тел.: +7-495-3627596, e-mail: ShnitnikovAS@mpei.ru

Аннотация — Рассматриваются вопросы оптимизации характеристик монолитных СВЧ переключателей, выполненных по кремниевой технологии, на МОП транзисторах. Предложена методика увеличения развязки без ухудшения вносимых потерь для дифференциальной схемы на МОП ключах. Результаты моделирования показывают возможность достижения уровня развязки, соответствующего лучшим мировым достижениям.

I. Введение

Монолитные СВЧ ИС переключателей широко применяются в современных системах радиосвязи, в частности, в фазированных антенных решетках и др.

Наилучшие параметры переключателей достигаются обычно при совместном использовании в каждом канале последовательно включенных и шунтирующих транзисторов, при этом основным способом снижения потерь в открытом состоянии ключа за счет уменьшения паразитной емкости на подложку является применение МОП транзистора с изолированным карманом [1].

Одним из путей решения задачи повышения развязки переключателей является использование эффекта компенсации сигнала в дифференциальных переключателях.

В настоящей работе предложены две разновидности широкополосных монолитных СВЧ переключателей на кремниевых МОП транзисторах для 3-см диапазон длин волн, характеризующихся повышенным уровнем развязки.

II. Основная часть

Наиболее популярным вариантам реализации коммутирующих устройств являются SPDT переключатели, имеющие один вход и два выхода. Первый вариант дифференциального переключателя (рис. 1) позволяет при одинаковых структурах МОП ключей осуществить максимальное (теоретически полное) подавление паразитного сигнала в выключенном состоянии. Оно достигается благодаря тому, что, что паразитный сигнал основного канала складывается в противофазе с сигналом, проходящем через постоянно закрытый транзистор компенсации, идентичный закрытому транзистору основного канала. Цепи управления на схеме не показаны.

Более простой вариант устройства (рис. 2) реализует тот же принцип подавления паразитного сигнала, но имеет только один транзистор компенсации в каждом канале.

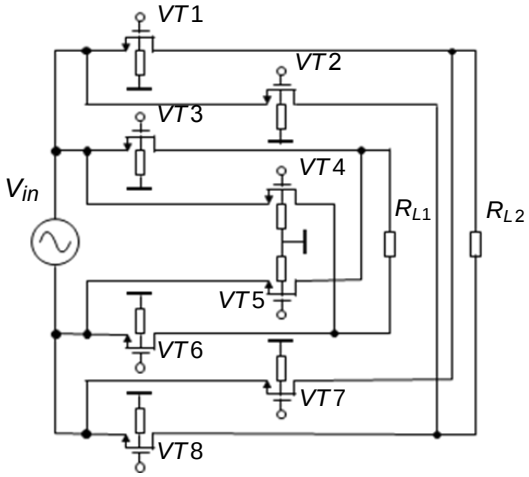


Рис. 1. МОП переключатель, вариант 1.

Fig. 1. MOS switch, release 1

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

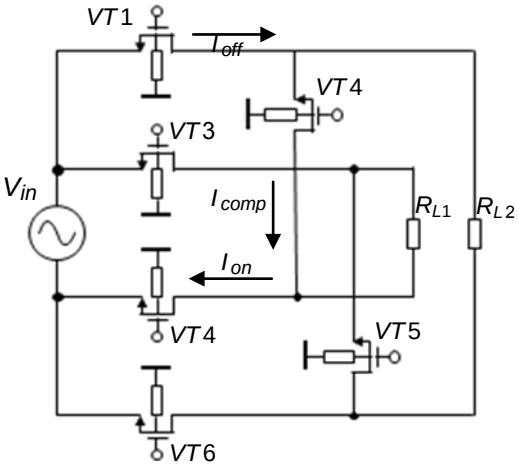


Рис. 2. МОП переключатель, вариант 2.

Fig. 2. MOS switch, release 2

При этом в рабочем канале и в канале компенсации используются структуры МОП ключей с различной геометрией, что в реальном исполнении приводит к неполной компенсации сигналов и, следовательно, к меньшей развязке. Однако в данном случае помимо упрощения схемы переключателя удается снизить уровень вносимых потерь в открытом состоянии.

Для определения параметров транзисторов компенсации в схеме требуется решить систему уравнений Кирхгофа для условия отсутствия сигнала на отключенной нагрузке R_L. Обозначив импеданс компенсирующего транзистора (*VT*2 или *VT*5) через Z_{comp}, получим:

$$Z_{comp} = \frac{Z_{off}\cdot\left(1-\frac{Z_{on}}{R_L}\right)-Z_{on}}{\left(1+\frac{Z_{on}}{R_L}\right)},$$

где Z_{off} и Z_{on} – импедансы транзисторов основного канала в выключенном и включенном состояниях.

Моделирование устройств выполнено в программной среде *Cadence*. Проектирование и оптимизации параметров МОП переключателей проведены с учетом положений работы [2].

Разработанный SPDT переключатель на *n*-МОП транзисторах с длиной затвора 0,25 мкм размещен на кристалле площадью 0,5×0,5 мм^2. Расчетные частотные зависимости вносимых потерь L_{in} и развязки L_{is} приведены на рис. 3. Как видно из рисунка, развязка на частотах до 10 ГГц составляет не менее 35 дБ, при вносимых потерях около 1,2 дБ.

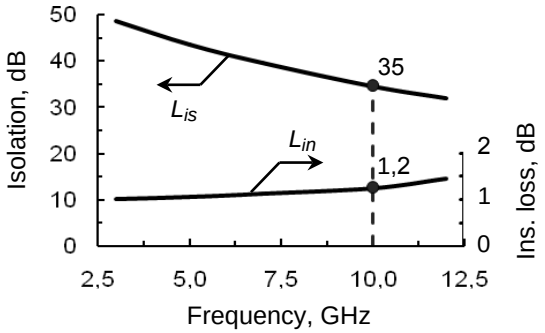


Рис. 3. Характеристики переключателя.

Fig. 3. Switch characteristics

Для схемы, соответствующей рис. 1, уровень потерь равен около 1,5 дБ. Расчетное значение развязки в основном определяется технологическим разбросом параметров транзисторов и при используемых технологических процессах может превышать 60 дБ. Макеты разработанных устройств находятся на стадии изготовления.

III. Заключение

Выполнено проектирование СВЧ монолитных переключателей 3-см диапазона волн с повышенным уровнем развязки на МОП транзисторах. Результаты моделирование свидетельствуют о сопоставимости разработанных устройств с известными аналогами.

IV. References

[1] C.-Y. Ou, C.-Y. Hsu, H.-R. Lin, H.-R. Chuang. A high-isolation high-linearity 24-GHz CMOS T/R switch in the 0.18-μm CMOS process. *European Microwave Integrated Circuits Conference, EuMIC,* 2009.

[2] Elesin V.V., Nazarova G.N. Metodika optimizacii parametrov SPDT-klyuchei dlya monolitnyh fazovraschatelei i attenyuatorov SVCh diapazona // *Elektronika, mikro- i nanoelektronika. Sb. nauchnyh trudov.* M.:MIFI. 2008. S. 114-120.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

COMPUTATIONAL DESIGNING FEATURES OF MICROSTRIP LINES STRUCTURES BY SCHWARZ — CHRISTOFFEL MAPPING TO VARIOUS CANONICAL DOMAINS

Sruchkov S. M., Sychev A. N.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Lenin Ave. 40, Tomsk, 634050, Russian Federation
Ph.: +7(923) 4276008, e-mail: struchkov.sm@gmail.com

Abstract — The approach of modeling microstrip structures alternative numerical methods. Proposed decision for the calculation and analysis of pul parameters of microstrip lines by several successive conformal maps on canonical domains the circle and the half-plan.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СТРУКТУР МПЛ МЕТОДОМ ОТОБРАЖЕНИЙ КРИСТОФФЕЛЯ — ШВАРЦА НА РАЗЛИЧНЫЕ КАНОНИЧЕСКИЕ ОБЛАСТИ

Стручков С. М., Сычев А. Н.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
тел.: +7(923) 4276008, e-mail: struchkov.sm@gmail.com

Аннотация — Рассмотрен подход моделирования микрополосковых структур альтернативный численным методам. Предложено решение для вычисления и анализа погонных параметров микрополосковых линий методом нескольких последовательных конформных отображений на канонические области круг и верхнюю полуплоскость.

I. Введение

В настоящее время широкое распространение приобретают микрополосковые линии (МПЛ), на базе которых разрабатываются фильтры, разветвители и т.д.

Современные методики расчета и моделирования опираются на численные методы и как следствие ограничены возможностью вычислительной техники. В качестве альтернативы предлагается использовать аналитическую составляющую, использовать комбинированный метод для решения проблемы. Такой составляющей является метод конформных отображений с использование интеграла Кристоффеля — Шварца.

Предлагается выполнить ряд преобразований имеющейся структуры в канонические области такие как круг и полуплоскость для вычисления погонных параметров.

II. Основная часть

На рис. 1 представлена структура, состоящая из двух проводящих линий.

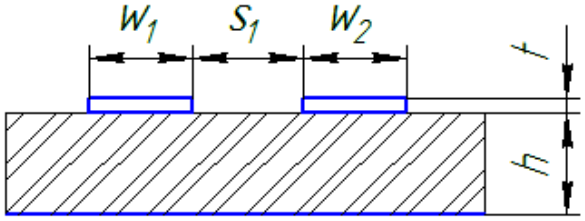


Рис. 1. Поперечное сечение многопроводных МПЛ.

Fig. 1. The cross section of multiconductor microstrip line

Опишем контур исходной структуры в виде многоугольника и пронумеруем вершины. Введем искусственные разрезы под проводящими линиями с минимальной толщиной (рис. 2).

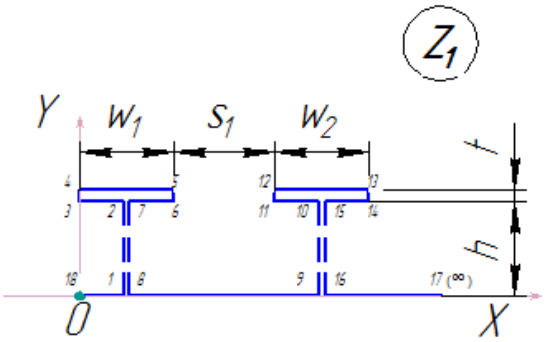


Рис. 2. Преобразованное поперечное сечение структуры МПЛ.

Fig. 2. The transformed cross section structure of microstrip line

Получаем многоугольник с 18 вершинами, на каждую линию необходимо по 8 точек, которые образуют «грибок», данный подход подробнее описывался в статье [1]. Ещё две точки необходимы чтобы получить замкнутый многоугольник, хотя одна из вершин находится в бесконечности. Таким образом для описания структуры необходимо *8*n+2* точек, где *n* – число проводящих линий. Основной особенностью нормировки вершин является то, что последняя вершина не лежит в бесконечности, а находится в начале координат, наглядно она представлена как начальная точка многоугольника.

Далее отображаем имеющийся многоугольник на круг. Конформный центр определяем эмпирически, чем ближе он к центру фигуры, тем более развернутым будет отображение, в противном случае все точки могут слиться в одну. В данном случае используем середину структуры на высоте равной 110% высоты размещения полосковых линий (*1,1h*).

Для отображения используем методику предложенную Ллойдом Н. Трефесеном, реализованную на языке Fortran [2] (рис 3).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

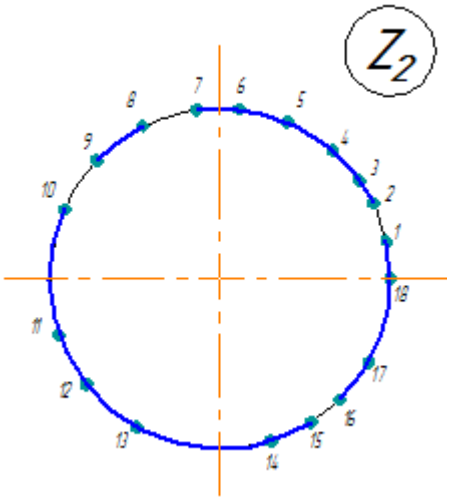


Рис. 3. Отображение многоугольника на круг.

Fig. 3. Mapping the polygon on the circle

Следующим шагом отображаем многоугольник (отображенный на круг) на верхнюю полуплоскость, параллельно исключаем последние точки: бесконечность и начало координат.

Для отображения используем интеграл КШ в упрощенном виде для данного случая:

$$z3_n = \frac{z2_n \times \overline{z3_c} - z3_c}{z2_n - 1},$$

где $z2_n$ – координаты отображения на круге;

$z3_c$ – координаты конформного центра на полуплоскости.

На рис. 4 показано отображение на верхнюю полуплоскость после нормировки и сдвига отображение в удобный интервал [-1;1].

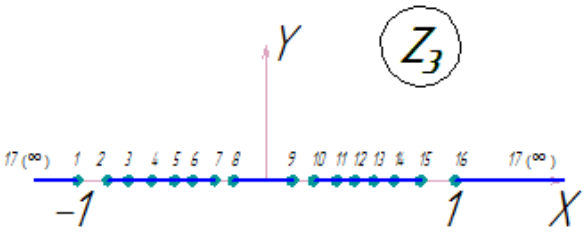


Рис. 4. Отображение на верхнюю полуплоскость.

Fig. 4. Mapping on the half-plane

Убираем промежуточные точки на проводящих линиях, оставляем только крайние (рис. 5).

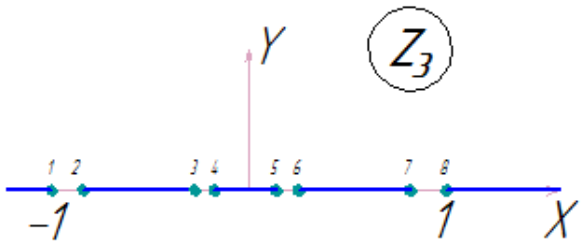


Рис. 5. Отображение на верхнюю полуплоскость после отбрасывания «лишних» электродов.

Fig. 5. Mapping on the half-plane after dropping "extra" electrodes

Для получения погонных емкостей сворачиваем имеющуюся структуру при помощи интеграла Гионе [3]. На выходе имеем матрицу погонных емкостей при воздушном заполнении:

$$C_f = \begin{bmatrix} 3.19995 & -0.88676 & -0.61347 \\ -0.88676 & 1.82322 & -0.88676 \\ -0.61347 & -0.88676 & 3.19995 \end{bmatrix}$$

На данном этапе задача считается решенной, так как остальные погонные параметры можно получить из полученных данных.

III. Заключение

Получили комбинированным метод на базе конформных отображений для анализа и моделирования многопроводных МПЛ.

Последовательные отображение на канонические области круг и верхнюю полуплоскость являются аналитической частью, а вычисление интегралов численной. Таким образом уменьшается количество шагов в отличии от метода сеток, однако, имеется минус у данного решения: промежуточное отображение на круг. Если сразу отображать исходных многоугольник на верхнюю полуплоскость, то получится увеличить эффективность данного метода.

IV. References

[1] Sychev A.N., Chekalin M.A., Struchkov S.M., Shestakov V.A. New analytical model of multiconductor coupled microstrip lines. *2013 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013). Sevastopol, 2013, pp. 701-702.*

[2] Trefethen L.N., Numerical Computation of the Schwarz-Christoffel Transformation*, SIAM J. Sci. Stat. Comput., v. 1 1980, pp.82-102.*

[3] Ghione G. An efficient, CAD-oriented model for the characteristic parameters of multiconductor buses in high-speed digital GaAs ICs. *Analog integrated circuits and signal processing. Boston, 1994, №5, pp. 67-75.*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

3D-MODELING OF CHARACTERISTICS OF A HIGH-PASS FILTER USING CST MICROWAVE STUDIO SOFTWARE

Derachits D. S., Kisel N. N., Grishchenko S. G.
Southern Federal University, Institute of radioengineering system and control
GSP-17A, 44, Nekrasovsky, Taganrog, Rostov reg.
347928, Russian Federation
Ph.: +7(8634)371883, e-mail: derachitc@mail.ru, nnkisel@sfedu.ru, grishchenko@sfedu.ru

Abstract — This paper presents the simulation results of the high pass filter based on the high frequency circuit simulation and full 3D-electromagnetic simulation taking into account the possible impact between stages due to surface waves generated on a dielectric substrate filter. CAD Software CST Microwave Studio was used.

3D-МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРА ВЫСОКИХ ЧАСТОТ В ПАКЕТЕ CST MICROWAVE STUDIO

Дерачиц Д. С., Кисель Н. Н., Грищенко С. Г.
Южный федеральный университет, Институт радиотехнических систем и управления
пер. Некрасовский 44, Таганрог, Ростовская обл., 347928, Россия,
тел.: +7(8634)371883, e-mail: derachitc@mail.ru, nnkisel@sfedu.ru, grishchenko@sfedu.ru

Аннотация — В работе было выполнено сравнение результатов моделирования фильтра высокой частоты с помощью схемотехнического моделирования и полного 3D-электромагнитного моделирования с учетом возможного влияния между каскадами за счет поверхностных волн, возникающих на диэлектрической подложке фильтра. Для анализа параметров электромагнитного поля в объеме проектируемого фильтра был использован пакет CST Microwave Studio.

I. Introduction

One way to protect electronic equipment from interference and solve the problem of electromagnetic compatibility the use of filters with attenuation of 60 dB or more in the stop band. It is important to note that the use of any high-pass filter in the signal path of electronic equipment can significantly improve the signal / noise ratio of the entire device by suppressing the low-frequency noise and drift signals with frequencies lower than the lower limit of the frequency spectrum of the desired signal.

The main technical parameters of any filter usually include: amplitude and phase frequency characteristics, frequency, frequency, bandwidth, stopband, attenuation in the passband, the level of suppression, and others.

II. Main Part

Simulation highpass filter with a cutoff frequency of 90 MHz operating band attenuation less than 1 dB and the suppression is bandwidth - not less than 90 dB was performed in operation. The filter is implemented as a twentieth-order high-pass filter and a parallel-connected series resonant circuit (Fig. 1).

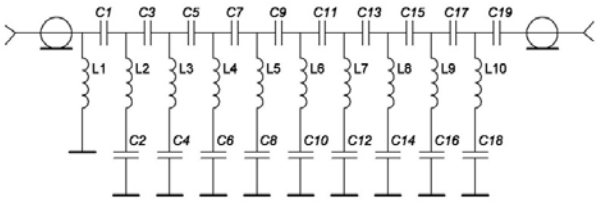


Fig.1. Schematic diagram twentieth-order high-pass filter.

Рис.1. Электрическая схема ФВЧ двадцатого порядка

Each of the circuits is capacitively coupled to an adjacent circuit and operates as bandstop filter tuned to a frequency of suppression. Overlapping bands of each filter implements the entire band rejection high-pass filter set from 0 to 90 MHz.

Design was carried out in two phases: circuit simulation and full 3D-electromagnetic simulation based on the metal housing and the possible impact between stages due to surface waves generated on a dielectric substrate filter. As a result, circuit simulation calculated capacitance and inductance of the filter circuit, the frequency response is shown in Fig. 2.

The parameters of lumped element filters are shown in the table below.

Denotation	Quantity, nH
L4, L5, L6, L7	82
L8	100
L3	110
L9	133
L2	220
L10	276
L1	680

Denotation	Quantity,pF
C13	33
C5, C9, C11	36
C7	39
C15	43
C3	47
C8, C10	51
C6	56
C12, C14	62
C17	75
C4	82
C16	100
C2	120
C1	150
C18	280
C19	1000

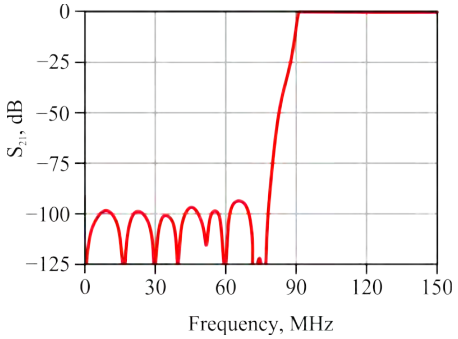


Fig. 2. Simulation of twentieth-order high-pass filter frequency response.

Рис. 2. АЧХ ФВЧ двадцатого порядка

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

3D-modeling was carried out in microwave CAD software CST Microwave Studio, as input parameters used lumped passive filter elements obtained in the first stage and circuit simulation are listed in the table above. FR4 base laminate thickness of 1 mm is used for the substrate dielectric constant ε=4.6 and dielectric loss tangent δ=0,015. Model filter in CST Microwave Studio and depending on the frequency respons5e for the S-parameters are shown in Fig. 3.

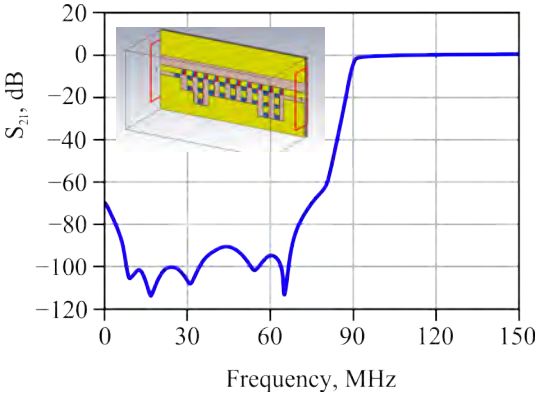


Fig. 3. The frequency response of S-parameters of twentieth-order high-pass filter.

Рис. 3. АЧХ S-параметров для фильтра высоких частот

As seen from Fig. 3 in the notch filter high frequencies from 0 to 70 MHz was observed uneven frequency response. The level of suppression varied considerably from -70 dB to -110 dB. In addition a minimum level of suppression was at 20 dB less than the same parameter obtained in step circuit simulation. This fact can be explained by the mutual influence of cascades twentieth-order high-pass filter on each other due to the occurrence of surface waves in a dielectric substrate, which in circuit simulation can not be taken into account.

To reduce the electromagnetic coupling between the stages used steel screens in the form of plates, separating from each other all the stages of the filter. Model of the filter and the frequency response according to its S-parameters are shown in Fig. 4.

III. Discussion

Comparison of the S-parameters for a highpass filter with and without screens showed that the use of shield plates substantially improves the suppression of signals in the band rejection filter. At the same time the lowest level of attenuation is not less than - 90 dB.

Thus, the use of screens considerably affects the surface wave and the spatial significantly reducing their level within the filter volume. In fact, the screens form a comb interstage retardation structure which together with the dielectric substrate contributes to surface waves. A characteristic feature of the surface wave is an exponential decay of the field amplitude and Poynting vector in the transverse direction from the longitudinal surface of the retardation structures along which the energy transfer occurs and the field which is fully confirmed by the above simulation results.

Thus, the use of screens considerably affects the surface wave and the spatial significantly reducing their level within the filter volume. In fact, the screens form a comb interstage retardation structure which together with the dielectric substrate contributes to surface waves. A characteristic feature of the surface wave is an exponential decay of the field amplitude and Poynting vector in the transverse direction from the longitudinal surface of the retardation structures along which the energy transfer occurs and the field which is fully confirmed by the above simulation results.

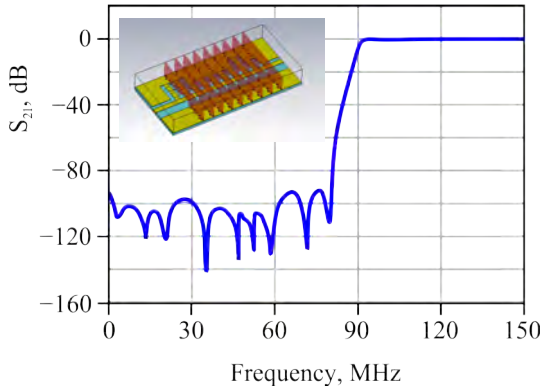


Fig. 4. The frequency characteristics of the S-parameter of High-Pass Filter with screening between the stages.

Рис. 4. АЧХ S-параметров для фильтра высоких частот с экранированием каскадов

IV. Conclusion

Thus, the task of designing a filter includes the development of his concept with the obligatory subject to the availability of external sources of interference and the possible impact of the housing and filter stages to each other, the effect of which significantly affect the performance of the filter. When designing filters with a high level of suppression circuit simulation can not adequately describe the processes of formation of the electromagnetic field, so you need to perform three-dimensional electromagnetic analysis of the entire device using specialized electronic simulation environments. CAD software microwave CST Microwave Studio allows analysis of the parameters of the electromagnetic field in the volume of the filter design and implement quite rigorous calculation of its technical characteristics.

V. References

[1] D. Herrero, Uilloner G. Sintez fil'trov. Per. a angl./ Pod red. I.S. Gonorovskogo. M.: Sov. radio, 1971. 232 s. [2] Hanzed G.E. Spravochnik po raschetu fil'trov. Per. s angl./ Pod red. A.E. Znamenskogo. M.: Sov. radio, 1974. 288 p.
[3] Antenny i ustrojstva SVCh. Proektirovanie Fazirovannyh antennyh reshetok/ Pod red. D.I. Voskresenskogo. M.: Radiotehnika, 2012. 744 p.
[4] Veselov G.I., Egorov E.N., Alekhin Y.N.. Mikrojelektronnye ustrojstva SVCh. M.: Vyssh. shk., 1988. 280 p.
[5] Sychev A.N. Upravljaemye SVCh ustrojstva na mnogomodovyh poloskovyh strukturah. Tomsk: Tomskij gosudarstvennyj universitet, 2001. 318 p.
[6] Bowa N.T., Stukalo P.A., Khramov V.A. Upravljajushhie ustrojstva SVCh. Kiev: Tehnika, 1973. 163 p.
[7] Spravochnik po raschjotu i konstruirovaniju SVCh poloskovyh ustrojstv / Pod red. V.I. Vol'mana. M.: Radio i svjaz', 1982. 328 p.
[8] Statz H., Newman P., Smith I., Pucel R., Haus H. GaAs FET device anl circuit simulation in SPICE// IEEE Trans. Electron Devices, 1987, vol. ED-34, №2. p. 160-169.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CONVERGENCE OF VOLTERRA SERIES IN CASE OF MODELING DYNAMIC CIRCUITS WITH POLYNOMIAL NONLINEARITY

Bobreshov A. M., Mymrikova N. N.
Voronezh State University
394006, Russia, Voronezh, University Square, 1
Ph.: (473) 2208284, e-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

Abstract — This paper considers the singularities in mathematical models of nonlinear electron circuits that do not provide a solution in the form of a functional series. The main factor is the nature of feedbacks, covering the nonlinear elements and leading to a high level of iterative nonlinear interactions. It shows that the failure of the iterative process occurs due to non-continuity and non-differentiability of nonlinear operators in real or complex domain.

СХОДИМОСТЬ РЯДОВ ВОЛЬТЕРРЫ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ДИНАМИЧЕСКИХ СХЕМ С ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ

Бобрешов А. М., Мымрикова Н. Н.
Воронежский государственный университет
394006, Россия, г. Воронеж, Университетская площадь, 1
тел.: (473) 2208284, e-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

Аннотация — Рассматриваются особенности математических моделей нелинейных электронных схем, которые не позволяют получить решение в виде функционального ряда. Определяющим моментом является характер обратных связей (ОС), охватывающих нелинейные элементы и приводящих к высокому уровню повторных нелинейных взаимодействий. Показано, что срыв итерационного процесса происходит из-за нарушения непрерывности и дифференцируемости нелинейных операторов на вещественной или на комплексной плоскости.

I. Введение

Анализ нелинейных искажений в электронных схемах на основе рядов Вольтерры выглядит физически содержательнее по сравнению с прямым интегрированием дифференциальных уравнений или методом гармонического баланса. В [1] показано, как может быть организовано эффективное вычисление изображений и оригиналов ядер Вольтерры практически любых порядков. Серьезной проблемой остается только пониженная вычислительная устойчивость классической модели Вольтерры [2,3].

Представление отклика $u(t)$ в виде бесконечного ряда Вольтерры относительно воздействия $E(t)$

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^t \dots \int_0^t k(\tau_1, \dots, \tau_n) E(t-\tau_1) \dots E(t-\tau_n)\, d\tau_1 \dots d\tau_n$$

означает поэтапное рассмотрение динамики возрастающих порядков, начиная с линейного взаимодействия. Появление расходимости ряда свидетельствует, что концепция разделения продуктов по уровням нелинейности стала несостоятельной.

В общем случае без конкретизации класса рассматриваемых сигналов нельзя ввести понятие радиуса сходимости функционального ряда, т.к. в рамках детерминированного подхода не реально изучать отклик на всевозможные реализации входных функций. В дальнейшем для определённости предполагается гармоническое воздействие $E(t) = E_0 cos\omega t$. При этом в отклике не рассматриваются переходные процессы, хотя в принципе это возможно [1].

II. Основная часть

Процессы в электронных схемах при полиномиальной аппроксимации характеристик нелинейных элементов описываются системами нелинейных алгебраических или дифференциально-алгебраических уравнений. Эти уравнения имеют множество вещественных и комплексных решений, в том числе неустойчивых или физически нереализуемых.

На рис. 1 изображен типичный отклик резистивной схемы при наличии трех ветвей u_1, u_2, u_3 вещественных решений уравнений. Интервалы расходимости ряда Вольтерры выделены жирными линиями.

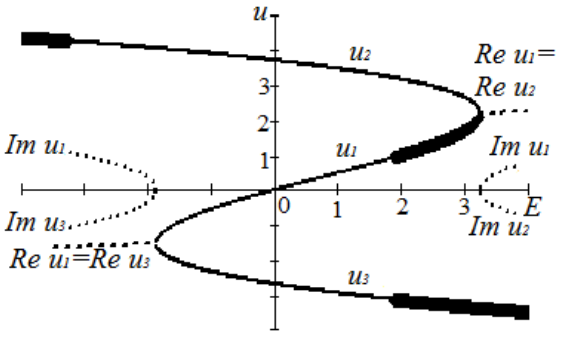


Рис. 1. Зависимость отклика резистивной схемы от входного воздействия: многозначное решение.

Fig. 1. The dependence of the resistive circuit response on input voltage: the multi-valued solution

Видно, что при многозначном решении промежутки сходимости ряда Вольтерры для любой из трех ветвей решения ограничиваются точками, в которых два вещественных корня становятся равными друг другу и далее перестают существовать в вещественной форме. В данном случае сходимость ряда исчезает из-за нарушения непрерывности отклика.

На рис. 2 показан отклик при единственном вещественном решении уравнений схемы. Отклик во всех точках непрерывен и не имеет каких-либо видимых аномалий. Однако интервал сходимости ряда Вольтерры по-прежнему конечный. Проведенный анализ с продолжением решения в комплексную область (входное воздействие дополнялось мнимой частью) выявил, что здесь нарушается непрерывность производных отклика. Т.е. имеет место скрытая аномалия.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

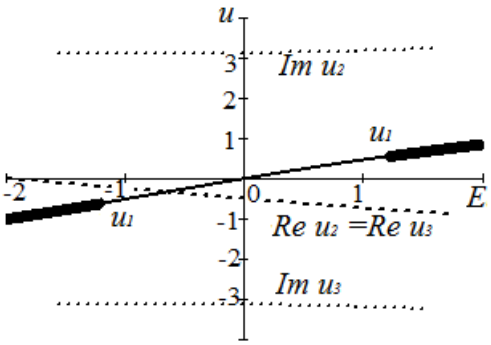


Рис. 2. Зависимость отклика резистивной схемы от входного напряжения: единственное решение.

Fig. 2. The dependence of the resistive circuit response on input voltage: the single solution

Для динамических схем также может существовать несколько периодических вещественных решений уравнений схем (рис. 3). Их можно найти методом гармонического баланса. По мере увеличения амплитуды входного сигнала два решения все больше сближаются, и после соприкосновения они приобретают комплексный вид. Таким образом, здесь тоже имеет место нарушение непрерывности отклика, а этому всегда соответствует расходящийся ряд.

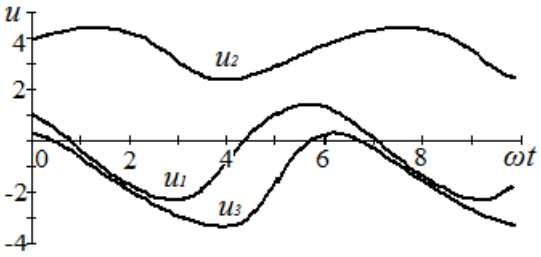


Рис. 3. Временные зависимости отклика динамической схемы: многозначное решение.

Fig. 3. The time dependencies of the dynamic circuit response: the multi-valued solution

На рис. 4 приведены установившиеся колебания выходного напряжения в случае единственного вещественного решения. Параметром является амплитуда входного воздействия. Значение E_0 = 2.8 является критическим (для конкретной схемы). При дальнейшем увеличении E_0 ряд Вольтерры начинает

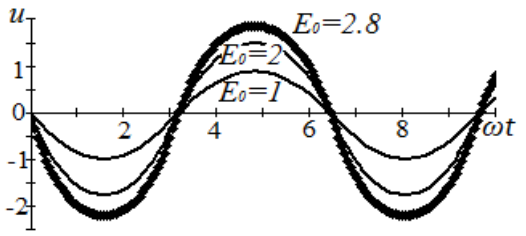


Рис. 4. Временные зависимости отклика динамической схемы: единственное решение.

Fig. 4. The time dependencies of the dynamic circuit response: the single solution

расходиться. Исследование показывает, что «внезапная» расходимость ряда связана с достижением особой точки на комплексной плоскости при аналитическом продолжении функции отклика.

Причины расходимости рядов Вольтерры для динамических и резистивных схем одни и те же: это нарушение непрерывности и дифференцируемости нелинейных операторов на вещественной оси или на комплексной плоскости. Увеличение порядков аппроксимирующих нелинейности полиномов приводит к росту числа особых точек. Обычно нет смысла выявлять и исследовать все сингулярности, необходимо обнаружить только ближайшую к началу координат критическую точку. Именно эта точка будет определять радиус сходимости ряда Вольтерры.

III. Заключение

Таким образом, анализ сходимости ряда Вольтерры связан с определением области аналитичности модели системы с целью выявления локализации критических точек. Менее трудоемким подходом является анализ характера ОС, охватывающих нелинейные элементы в схеме [2]. Именно внешние и внутренние ОС приводят к циркуляции по контурам схемы нелинейных продуктов, вызывая их повторное попадание на нелинейные элементы. ОС весьма чувствительны к несовершенству вычислительного алгоритма. В результате глубокие ОС, охватывающие нелинейные элементы, на определённой стадии неизбежно приведут к деградации вычислительного процесса и концепции разделения взаимодействий по уровням нелинейности.

Местоположение критических точек связано с параметрами схемы неявным образом. Но уже качественная оценка характера существующих в схеме ОС обычно позволяет сделать правильный прогноз относительно локализации критических точек: примыкают ли они к слабо нелинейному режиму, или они не будут достигнуты при реальных уровнях сигналов. Не стоит рассчитывать на успешное применение классических рядов Вольтерры в схемах, в которых используется положительная ОС для достижения высокого усиления или есть контуры с нелинейными элементами. Что касается отрицательных ОС, то они тоже ограничивают радиус сходимости рядов, но в гораздо меньшей степени, чем положительные ОС [2]. Можно утверждать, что применение рядов Вольтерры тем эффективнее, чем ближе свойства схемы к однонаправленным.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2014-2016 годы (Проект № 978).

IV. References

[1] Bobreshov A.M., Mymrikova N.N., Utkin A.M. Analiz nelinejnyh shem vo vremennoj oblasti na osnove funkcional'nyh rjadov Vol'terry [Time-domain analysis of nonlinear circuits performed on the basis of functional Volterra series]. *Radiotekhhnika i elektronika,* 2012, vol. 57, No 4, pp. 430-436.

[2] Bobreshov A.M., Mymrikova N.N. Vlijanie obratnoj svjazi na radius shodimosti rjadov Vol'terry [The effect of feedback on the Volterra series convergence radius]. *Fizika volnovyh processov i radiotehnicheskie sistemy,* 2013, vol. 16. No 1, pp. 24-30.

[3] Bobreshov A.M., Mymrikova N.N. Shodimost' rjadov Vol'terry pri analize nelinejnyh dinamicheskih shem [Convergence of Volterra series applied to analysis of nonlinear dynamic circuits]. *Fizika volnovyh processov i radiotehnicheskie sistemy*, 2014, vol. 17. No 3, pp. 40-45.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

X-BAND RF CMOS LOW-NOISE AMPLIFIER DESIGN FOR TX/RX AESA MODULES

Vertegel V. V., Gimpilevich Y. B., Lyalyuk D. V., Nacharov D. V.
Sevastopol State University
Radio electronics and telecommunications department
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: +7(978) 7069379, e-mail: pavlenko.l@inbox.ru

Abstract — This paper presents design and simulation of the X-band low-noise amplifier (LNA) implemented on RF CMOS 0.18 μm technology, and designed for operation in the monolithic microwave integrated circuit (MMIC) of the TX+RX modules of active electronically scanned array (AESA). LNA provides stable gain of (10…14.62) dB in the frequency band (7.33…11.84) GHz with noise figure of (4.28…5.0) dB and with a power consumption of 29.5 mW. Die size is 0.725 mm^2.

РАЗРАБОТКА МШУ X-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ППМ АФАР НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ RF CMOS 0,18 мкм

Вертегел В. В., Гимпилевич Ю. Б., Лялюк Д. В., Начаров Д. В.
Севастопольский государственный университет,
кафедра «Радиоэлектроники и телекоммуникаций»
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Крым
тел.: +7(978) 7069379, e-mail: pavlenko.l@inbox.ru

Аннотация — Представлены результаты разработки и моделирования работы транзисторного малошумящего усилителя (МШУ) X-диапазона частот на основе технологии RF CMOS 0,18 мкм, предназначенного для работы в составе монолитных интегральных схем (МИС) приемо-передающих модулей (ППМ) активных фазированных антенных решеток (АФАР). МШУ обеспечивает стабильное усиление сигнала (10,05…14,62) дБ в частотном диапазоне (7,33…11,84) ГГц при уровне собственных шумов (4,28…5,0) дБ, и потребляемой мощности в 29,5 мВт. Размер кристалла составляет 0,725 мм^2.

I. Введение

Традиционно для построения Tx/Rx МИС для ППМ АФАР используют арсенид-галлиевые (GaAs) и нитрид-галлиевые (GaN) технологии. СВЧ МИС, созданные на их основе, обладают несколько лучшими техническими характеристиками, чем аналогичные кремниевые. Однако, стоимость единицы GaAs МИС для ППМ АФАР на сегодняшний день остается крайне высокой. Общее требуемое количество СВЧ МИС для построения только одной самолетной БРЛС с АФАР составляет, как правило, от 1000 до 2000 ед. [2], и может достигать до 10000 ед. для построения корабельной РЛС с АФАР (данные компании «Triquint Semiconductor», США). При этом стоимость комплекта GaAs МИС для одной БРЛС (1500 элементов) оценивается минимум в (35…40) млн. рублей (официальные данные из запросов в отечественные и зарубежные компании, специализирующиеся на производстве СВЧ ИС).

Проведенная экономическая оценка позволила предположить, что использование современных кремниевых (RF CMOS, SiGe BiCMOS) субмикронных технологических процессов в совокупности с GaAs-решениями, позволит получить существенный экономический выигрыш при построении всей системы с АФАР при ее относительно сопоставимых технических характеристиках.

II. Основная часть

МШУ выполнен на основе технологии TSMC RF CMOS 0,18 мкм по каскодной схеме на полевых транзисторах (M1, M2) с частотно-зависимой отрицательной обратной связью в цепи истока, и буферным каскадом в виде истокового повторителя (M3). Такая схема является одной из наиболее предпочтительной для использования в области СВЧ, поскольку каскодное включение позволяет значительно снизить действие эффекта Миллера, отрицательная обратная связь обуславливает стабильную работу, более простое согласование по входу и высокую линейность усилителя, в то время, как выходной буферный каскад (M3) обеспечивает широкополосное согласование по выходу.

Выбор ширины W затвора транзистора M1 и напряжения смещения (Vgs) осуществлялись на основе работ авторов Хауса и Адлера (1958 г.) [3] для обеспечения минимально возможного коэффициента шума (NFmin) при максимально возможном коэффициенте усиления (G) МШУ

$$\Gamma_{S,opt} = S_{11}^{*},$$

$$NF = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_s}\left|Y_s - Y_{sopt}\right|^2,$$

где $\Gamma_{S,opt}$ — оптимальный коэффициент отражения со стороны источника сигнала; S_{11}^{*} — комплексно-сопряженный коэффициент отражения со стороны транзистора; NF — коэффициент шума; $NF_{\min}$ — минимально возможный коэффициент шума; R_n — эквивалентное сопротивление шума; G_s — активная проводимость источника входного сигнала; Y_s, Y_{sopt} — полная и оптимальная комплексные проводимости источника входного сигнала.

В качестве входного согласующего звена использовался полосовой фильтр третьего порядка (C1, L1, L2, C2, L3) на сосредоточенных элементах.

Оптимальная (с точки зрения обеспечение минимального коэффициента шума МШУ) ширина затвора транзистора M1 составила W = 6,5 мкм, количество затворов Ng = 13, напряжение Vgs = 0,8 В, ток

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

стока Ids = 5,67 мА. Транзисторы M2, M3 имеют ширину затвора W = 8 мкм, количество затворов равно Ng = 10 и Ng = 4 соответственно.

Принципиальная схема МШУ показана на рис.1.

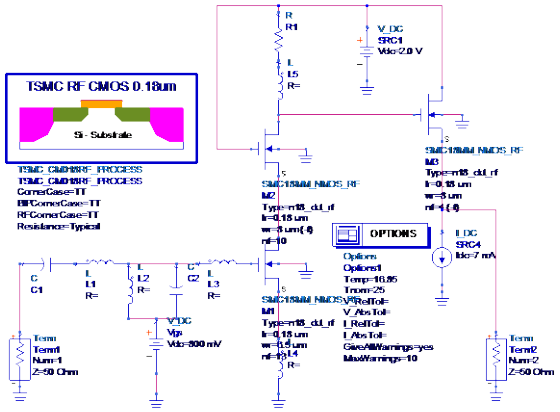


Рис. 1. Принципиальная схема МШУ.

Fig. 1. The schematic diagram of the LNA

Результаты моделирования МШУ представлены на рис.2, рис.3.

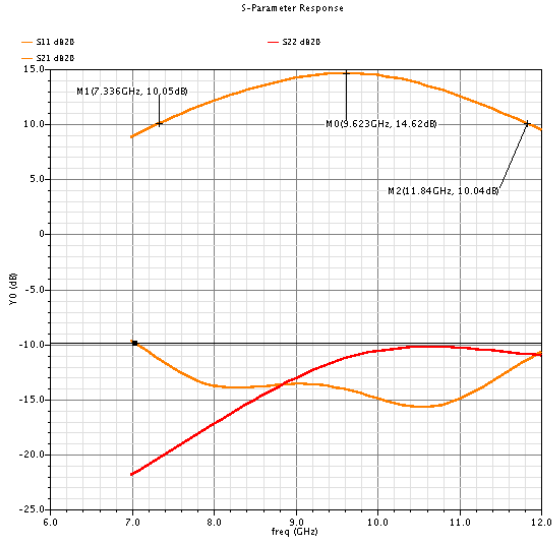


Рис. 2. Возвратные потери по входу/выходу (S11, S22), коэффициент передачи (S21).

Fig. 2. Return losses at input/output (S21, S22), transfer factor (S21)

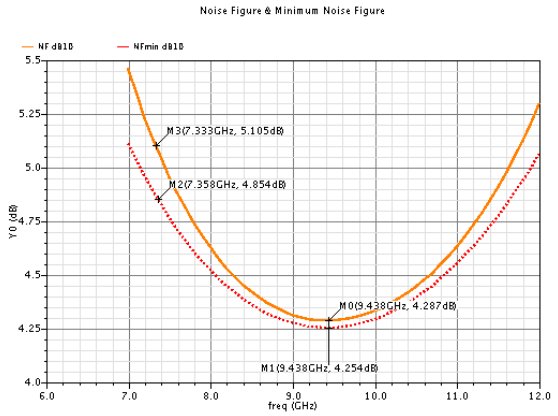


Рис .3. Коэффициент шума (NF, NFmin) МШУ.

Fig. 3. NF & NF_{min} of the LNA

Проведена оценка стабильности работы усилителя во всем рабочем частотном диапазоне и за его пределами, при этом фактор стабильности (*K-Rollett Stability Factor*) удовлетворял условиям безусловной устойчивости ($K > 1$).

Характеристики и топология разработанного МШУ представлены в табл. 1 и на рис. 4 соответственно.

Таблица 1

Table 1

Параметр	Значение (Extracted)
Технологический процесс	0,18 мкм RF CMOS (TSMC)
Диапазон рабочих частот, ГГЦ	7,33 — 11,84
Коэффициент усиления (S21), дБ	10 — 14,62
Коэффициент шума (NF), дБ	4,28 — 5,0
Возвратные потери по входу (S11), дБ	< –10
Возвратные потери по выходу (S22), дБ	< –10
Развязка (S12), дБ	< –41,5
IIP1 @ 9.75 ГГц, дБм	–13,35
IIP3 @ 9.75 ГГц, дБм	–10,90
Коэффициент гармоник, %	< 2,5
Напряжение питания, В	2,0
Потребляемая мощность, мВт	29,5
Площадь кристалла, мм^2	0,725

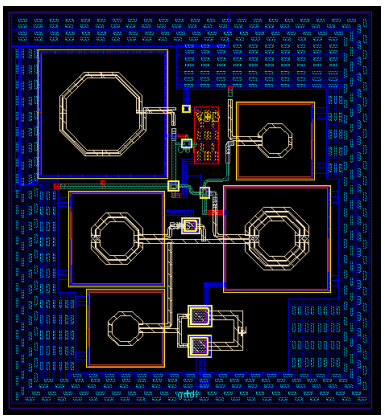


Рис. 4. Предлагаемая топология МШУ.

Fig. 4. Proposed LNA layout

III. Заключение

Произведен полный цикл проектирования МИС МШУ в программной среде Cadence IC Design. Разработаны проектные GDS-файлы топологии. Полученные технические характеристики МШУ коррелируют с параметрами известных прототипов, а по некоторым позициям и вовсе их превосходят. Однако, полученный коэффициент шума МШУ является достаточно высоким. План дальнейших исследований — переход на более совершенные технологии: RF CMOS 0,13 мкм и SiGe BiCMOS 0,13 мкм.

IV. References

[1] Richard Ch. L. RF Circuit Design / C. Li Richard, R. K Yu-Kwong, K. N. Lau Vincent. — John Wiley & Sons. — 2008. — P. 33.

[2] Т-50, И-21, ПАК ФА: Military Russia — отечественная военная техника после 1945 [Электронный ресурс] / Military Russia. — http://militaryrussia.ru/blog/topic-254.html. — 10.05.2015.

[3] Haus H.A., R.B. Adler Optimum Noise Performance of Linear Amplifiers. — Proc. of the IRE, August. — 1958. — P. 1517 — 1533.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF 2.4 GHz RANGE INTEGRATED TRANSISTOR SWITCH

Vertegel V. V., Nacharov D. V., Lyalyuk D. V.
Sevastopol State University,
Radio electronics and telecommunications department
33, Universitetskaya Str., Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: (8692) 435108, e-mail: vertegel@bk.ru, denis_nacharov@list.ru, pavlenko.l@inbox.ru

Abstract — Results of development and simulations of 2.4 GHz range integrated transistor switch, based on series-shunt topology realized in 0.35 μm CMOS process, are presented. In addition to schematic circuit simulation a simulation of a transistor switch layout with parasitic capacitances extraction is performed.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА ДИПАЗОНА 2,4 ГГц

Вертегел В. В., Начаров Д. В., Лялюк Д. В.
Севастопольский государственный университет,
кафедра «Радиоэлектроники и телекоммуникаций»
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Крым
тел.: (8692) 435108, e-mail: vertegel@bk.ru, denis_nacharov@list.ru, pavlenko.l@inbox.ru

Аннотация — Представлены результаты проектирования и моделирования интегрального транзисторного ключа диапазона 2,4 ГГц, выполненного по последовательно-параллельной схеме (series-shunt topology) на основе технологического процесса «0.35 um CMOS». Помимо схемотехнического моделирования, также проведено моделирование топологии транзисторного ключа с экстракцией паразитных емкостей схемы.

I. Введение

Реализация аналоговых устройств на основе технологического процесса CMOS позволяет повысить степень интеграции и снизить стоимость конечного устройства за счет размещения на одном кристалле как аналоговых, так и цифровых модулей.

Неотъемлемой частью многих современных устройств с одной приемо-передающей антенной является антенный переключатель. При реализации в интегральном исполнении наилучшим вариантом антенного переключателя является транзисторный ключ, управляемый напряжением.

В работе представлены результаты проектирования и моделирования интегрального транзисторного ключа диапазона 2,4 ГГц. Проектирование ключа выполнено в промышленном пакете Cadence с использованием технологической библиотеки XH035 компании X-FAB.

II. Основная часть

Транзисторный ключ, являющийся однополюсным переключателем на два положение (*single-pole double-throw switch* [1]) выполнен по последовательно-паралельной схеме (*series-shunt topology* [2]), широко применяемой в современных монолитных интегральных схемах (МИС) приемо-передающих модулей [3]. Принципиальная схема транзисторного ключа показана на рис.1.

Схема обладает симметрией относительно выхода Ant. В качестве входных/выходного сопротивлений схемы выбрано сопротивление 50 Ом.

При подаче положительного напряжения на затворы транзисторов VT_1, VT_4 с выходным контактом *Ant.* будет соединен контакт *Tx*; при подаче положительного напряжения на затворы транзисторов VT_2, VT_3 с выходным контактом будет соединен контакт *Rx*. Транзисторы VT_3, VT_4 шунтируют «закрытый» вход, повышая развязку входов транзисторного ключа.

В схеме применены четыре n-канальных радиочастотных МОП-транзистора. Для минимизации вносимых потерь длина каналов транзисторов выбирается минимально возможной для используемой технологии L = 0,35 мкм.

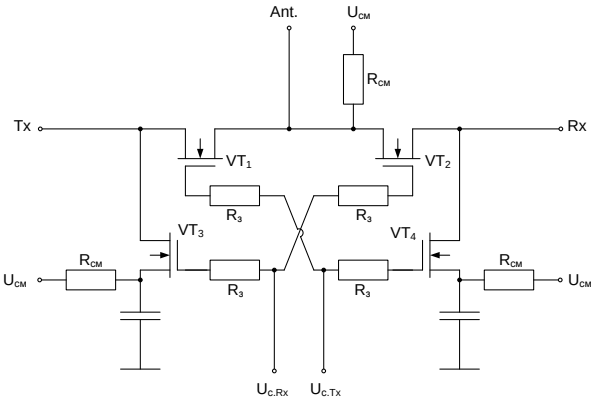


Рис.1. Принципиальная схема транзисторного ключа.
Fig. 1. Transistor switch schematic circuit

Увеличение ширины каналов транзисторов приводит к снижению вносимых потерь, однако также ухудшает изоляцию ключа. Это обусловлено увеличением емкостей p-n-переходов транзисторов и введения паразитной связи между истоком и стоком при отрицательном напряжении на затворе. Поэтому ширина каналов транзисторов выбирается исходя из максимизации изоляции ценой некоторого увеличения вносимых потерь транзисторного ключа. Ширина каналов транзисторов равна W = 10 мкм, количество затворов — N_g = 16.

Переключающие напряжения $U_{c,Rx}$, $U_{c,Tx}$ принимают дискретные значения 0; 3,6 В. Для снижения влияния амплитуды переключаемого высокочастот-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ного напряжения на напряжение затвор-исток транзисторов в цепи затворов включены резисторы большого номинала.

На стоки транзисторов подается положительное напряжение смещения $U_{см}$. Для поддержания постоянного напряжения смещения в точка *Tx* и *Rx* при открытых транзисторах VT_3, VT_4, в схему включены два конденсатора емкостью 7,4 пФ.

Топология транзисторного ключа показана на рис. 2.

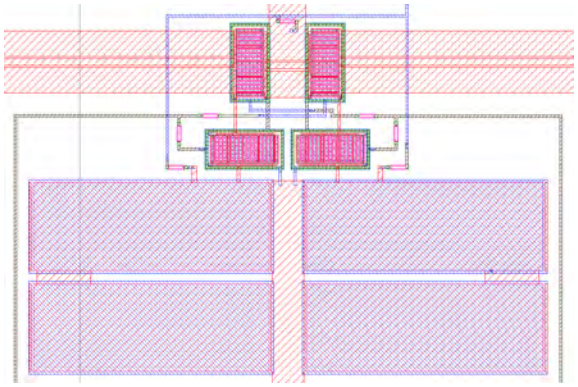


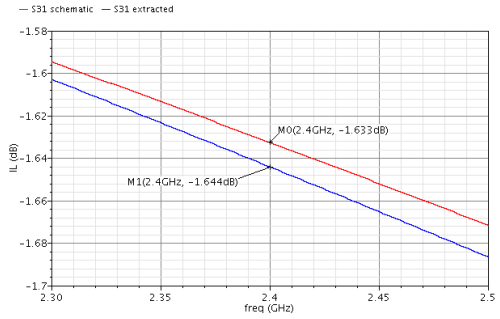
Рис. 2. Топология транзисторного ключа.

Fig. 2. Transistor switch layout

Для уменьшения продольного размера чипа используется параллельное соединение конденсаторов меньшей емкости.

Характеристики транзисторного ключа представлены в таблице 1. Результаты моделирования показаны на рис.3.

a)



b)

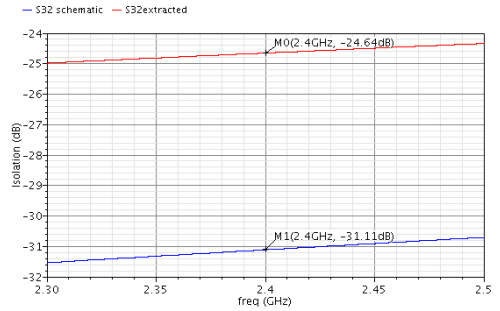


Рис. 3. Результаты моделирования транзисторного ключа (а — вносимые потери, дБ; b — изоляция, дБ).

Fig. 3. Results of transistor switch simulation (a — insertion loss, dB; b — isolation, dB)

Сравнительный анализ результатов схемотехнического моделирования показал, что наличие паразитных емкостей в топологии транзисторного ключа практически не повлияло на вносимые потери, однако привело к ухудшению таких параметров, как изоляция и время переключения.

Таблица 1

Table 1

Параметр	Схемотехническое моделирование	Моделирование топологии
Технологический процесс	0.35 um CMOS	0.35 um CMOS
Площадь кристалла, мкм^2	—	210×145
Диапазон рабочих частот, ГГц	2,3–2,5	2,3–2,5
Вносимые потери, дБ	не более 1,68	не более 1,69
Изоляция, дБ	не менее 30,5	не менее 24
Время переключения, нс	7,5	10

III. Заключение

Таким образом, спроектирован интегральный транзисторный ключ диапазона 2,4 ГГц, выполненный по последовательно-параллельной схеме на основе технологического процесса «0.35 um CMOS». Проведено схемотехническое моделирование, а также моделирование топологии транзисторного ключа с экстракцией паразитных емкостей.

Установлено, что наибольший вклад в ухудшение характеристик транзисторного ключа вносят паразитные емкости затвор-исток и затвор-сток, наличие которых обусловлено конструктивными особенностями использованных многозатворных транзисторов.

Задачами дальнейших исследований являются проектирование цифрового контроллера ключа и его интеграция с транзисторным ключом, а также экспериментальные исследования опытного образца микросхемы.

IV. References

[1] Huang F.-J. *Single-Pole Double-Throw CMOS Switches for 900-MHz and 2.4-GHz Applications on p Silicon Substrates* / F.-J. Huang, K.K. O // IEEE Journal of Solid-State Circuits. — 2004. — Vol.39, №1. — P. 35—41.

[2] Hove C. *0.35 μm CMOS T/R Switch for 2.4 GHz Short Range Wireless Applications* / C. Hove, J.L. Faaborg, M.B. Jenner, S. Linford // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. — 2004. — Vol.38, №1. — P. 35—42.

[3] Dinc T. A high power handling capability CMOS T/R switch for X-band phased array antenna systems / S. Zihir, F. Tasdemir, Y. Gurbuz // 2011 European Microwave Integhttps://scontent.xx.fbcdn.net/hphotos-xft1/v/t34.0-12/11748754_457459181102771_1480974182_n.jpg?oh=8ab7968751cde0c75b4356ae3ae3ebac&oe=55B0C705rated Circuits Conference (EuMIC). — 2011. — P. 566—568.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

EXCITATIONS OF WAVEGUIDES AND CAVITIES BY ELECTRON STREAMS

Kurayev A. A.[1], Yeryomka V. D.[2], Rak A. O.[1]
[1]*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics 6, P. Brovki Minsk, 220013, Republic of Belarus*
Ph.:(017)-2938498, e-mail: kurayev@bsuir.by
[2]*Usikov Institute of Radiophysics and Electronics of the National Academy of Sciences of Ukraine 12 Ac. Proscura str., Kharkiv-61085, Ukraine*
e-mail: v.yeryomka@gmail.com

Abstract — The correct excitations equations of waveguides and cavity by electron beams in general case where 3D phase-modulating take place are formulated

ВОЗБУЖДЕНИЕ ВОЛНОВОДОВ И РЕЗОНАТОРОВ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПОТОКАМИ

Кураев А. А.[1], Еремка В. Д.[2], Рак А. О.[1]
[1]*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ул. П. Бровки 6, Минск-220013, Беларусь тел.:(017)-2938498, e-mail: kurayev@bsuir.by*
[2]*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины ул. Академика Проскуры, 12, Харьков-61085, Украина e-mail: v.yeryomka@gmail.com*

Аннотация — Приведена корректная форма интегралов возбуждения регулярных и нерегулярных волноводов, а также резонаторов электронными потоками в общем случае (при трехмерной фазировке электронов)

I. Введение

Сформулированные в [1-3] уравнения возбуждения регулярных волноводов и резонаторов часто используются в электродинамике и электронике СВЧ. Однако в электродинамике они не могут быть использованы: в [1-3] волновод в области сторонних источников предполагается регулярным, благодаря чему используется условие ортогональности собственных волн регулярного волновода в этой области. Однако на самом деле сторонние токи (электрические и магнитные) заданы на элементах возбуждения (штыри, петли, щели и окна в стенках волновода), которые делают волновод (или резонатор) в области источников нерегулярным и собственные волны оказываются связанными на этих элементах; происходит дифракция и рассеяние волн в области источников.

В электронных приборах это ограничение отпадает: сторонние электрические токи формируются свободными электронами и «устройства возбуждения» отсутствуют. Однако возникает другое препятствие для использования уравнений возбуждения из [1-3] в электронике СВЧ: в отличие от электродинамики области возбуждения не фиксированы в пространстве, имеет место поперечная фазировка электронов. На это обстоятельство указывалось еще в монографии [4] Это обстоятельство не позволяет в общем случае (трехмерные модели) использовать уравнения возбуждения из [1-3], требуется их обобщение на случай подвижных источников, как это сделано в [4].

II. Регулярный волновод

Амплитуды $\dot{C}^n_{\pm s}(z)$ собственных волн в соответствии с [4] определяются как

$$\begin{cases} \dot{C}^n_s(z) = \dfrac{1}{N^n_s \pi} \int\limits_0^{2\pi} \int\limits_0^z \int\limits_{S_\perp} \left(\dot{\boldsymbol{\delta}}^e \mathbf{E}^n_{-s} - \dot{\boldsymbol{\delta}}^m \mathbf{H}^n_{-s} \right) dS_\perp e^{-jn\omega t} dz d\omega t, \\ \dot{C}^n_{-s}(z) = \dfrac{1}{N^n_s \pi} \int\limits_0^{2\pi} \int\limits_z^{z_0} \int\limits_{S_\perp} \left(\dot{\boldsymbol{\delta}}^e \mathbf{E}^n_{s} - \dot{\boldsymbol{\delta}}^m \mathbf{H}^n_{s} \right) dS_\perp e^{-jn\omega t} dz d\omega t. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь N^n_s – норма $+s$ волны, область источников $0 \le z \le z_0$.

В уравнениях возбуждения из [1-3] $\dot{C}^n_{\pm s}(z)$ выражаются через n-е гармоники плотностей тока $\dot{\boldsymbol{\delta}}^e_n = \dfrac{1}{\pi} \int\limits_0^{2\pi} \dot{\boldsymbol{\delta}}^e e^{-jn\omega t} d\omega t$, $\dot{\boldsymbol{\delta}}^m_n = \dfrac{1}{\pi} \int\limits_0^{2\pi} \dot{\boldsymbol{\delta}}^m e^{-jn\omega t} d\omega t$:

$$\begin{cases} C^n_s(z) = \dfrac{1}{N^n_s} \int\limits_0^z \int\limits_{S_\perp} \left(\dot{\boldsymbol{\delta}}^e_n \mathbf{E}^n_{-s} - \dot{\boldsymbol{\delta}}^m_n \mathbf{H}^n_{-s} \right) dS_\perp dz, \\ C^n_{-s}(z) = \dfrac{1}{N^n_s} \int\limits_z^{z_0} \int\limits_{S_\perp} \left(\dot{\boldsymbol{\delta}}^e_n \mathbf{E}^n_{s} - \dot{\boldsymbol{\delta}}^m_n \mathbf{H}^n_{s} \right) dS_\perp dz. \end{cases} \quad (2)$$

Таким образом, поперечная фазовая группировка в (2) исключена. В частности, в соответствии с (2) в таких приборах, как пениотрон, гирокон, гиротон, приборах M-J типа $C^n_{\pm s} = 0$, поскольку $\boldsymbol{\delta}^e_n$, $\boldsymbol{\delta}^m_n$ в этих приборах равны нулю, что показывает ошибочность (2) в этих случаях.

III. Нерегулярный волновод

В монографии [5] развита теория возбуждения произвольно-нерегулярного волновода электронными потоками в общем случае, включая трехмерную фазировку электронов. В соответствии с этой теорией интегралы возбуждения определяются следующим образом:

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\begin{cases} J_{\perp} = \dfrac{1}{\pi}\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_0^{1}\int\limits_0^{2\pi} \mu_0 \hat{g}\left(\dfrac{\partial\vec{\delta}'}{\partial t}\right)_{\perp} \vec{e}_{ni}^{E,M^*}\rho d\varphi d\rho e^{-jm\omega t} d\omega t, \\ J_S = \dfrac{1}{\pi}\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_0^{1}\int\limits_0^{2\pi} \mu_0 \hat{g}\left(\dfrac{\partial\vec{\delta}'}{\partial t}\right)_{S} \varphi_{ni}\rho d\varphi d\rho e^{-jm\omega t} d\omega t \end{cases} \quad (3)$$

В (3) используются следующие обозначения:

Значок $\perp$ – поперечная к оси волновода компонента; S – продольная компонента (ось может быть криволинейной или скрученной);

$\rho = r/b(\varphi,S)$, $b(\varphi,S)$ – внутренняя поверхность волновода; $\vec{\delta}'$ – вектор плотности электрического тока в преобразованной системе координат;

$$\left.\begin{aligned} &e^{E}_{\rho ni} = J'_n(\nu_m\rho)e^{-jn\varphi};\quad e^{M}_{\rho ni} = -\frac{n}{\mu_{ni}\rho}J_n(\mu_m\rho)e^{-jn\varphi}; \\ &e^{E}_{\varphi ni} = -\frac{jn}{\nu_{ni}\rho}J_n(\nu_{ni}\rho)e^{-jn\varphi};\ e^{M}_{\rho ni} = jJ'_n(\mu_m\rho)e^{-jn\varphi}; \\ &\varphi_{ni} = J_n(\nu_m\rho)e^{-jn\varphi}. \end{aligned}\right\}$$

Метрический тензор $\hat{g}$ записывается как

$$\hat{g} = \sqrt{g}\begin{vmatrix} g^{11}/\rho, g^{12}, g^{13}/\rho \\ g^{21}, \rho g^{22}, g^{23} \\ g^{31}/\rho, g^{32}, g^{33}/\rho \end{vmatrix},$$

где $\sqrt{g} = \rho b^2 h_4$.

Составляющие метрического тензора следующие:

$$g^{11} = \frac{1}{b^2} + \frac{1}{b^4}\left(\frac{\partial b}{\partial\varphi}\right)^2 + \frac{\rho^2}{b^2 h_4}\left[\tau(s)\frac{\partial b}{\partial\varphi} - \frac{\partial b}{\partial s}\right]^2;$$

$$g^{22} = \frac{1}{b^2\rho^2} + \frac{\tau^2(s)}{h_4^2};$$

$$g^{12} = -\frac{1}{b^3\rho}\frac{\partial b}{\partial\varphi} - \frac{\rho\tau(s)}{bh_4^2}\left[\tau(s)\frac{\partial b}{\partial\varphi} - \frac{\partial b}{\partial s}\right];$$

$$g^{23} = -\frac{\tau(s)}{h_4^2};$$

$$g^{13} = \frac{\rho}{bh_4^2}\left[\tau(s)\frac{\partial b}{\partial\varphi} - \frac{\partial b}{\partial s}\right];\quad g^{33} = \frac{1}{h_4^2},$$

где $h_4 = 1 - \rho b(\varphi,s)k(s)\cos\varphi$; $k(s), u\tau(s)$ – соответственно кривизна и кручение оси волновода. Реальные физические векторы определяются через расчетные (штрихованные) следующим образом:

$$\mathbf{E} = E'_\rho\mathbf{a}^1 + E'_\varphi\rho\mathbf{a}^2 + E'_s\mathbf{a}^3;$$

$$\mathbf{H} = H'_\rho\mathbf{a}^1 + H'_\varphi\rho\mathbf{a}^2 + H'_s\mathbf{a}^3;$$

$$\mathbf{J} = J'_\rho\mathbf{a}^1 + J'_\varphi\rho\mathbf{a}^2 + J'_s\mathbf{a}^3.$$

IV. Резонатор

Как показано в [6], вблизи резонанса p-ым типом колебаний в резонаторе уравнение возбуждения этого типа колебаний имеет вид:

$$\dot{\mathbf{E}} = \dot{A}_p\mathbf{E}_p,\quad \dot{\mathbf{H}} = \dot{B}_p\mathbf{H}_p,$$

$$\dot{B}_p = -j\frac{\omega V_p^m + \omega_p V_p^e}{\left[\omega_p^2 - \omega^2 + \omega\omega_p(j-1)Q_p^{-1}\right]N_p};$$

$$\dot{A}_p = -j\frac{\omega_p V_p^m + \left[\omega - \omega_p(j-1)Q_p^{-1}\right]V_p^e}{\left[\omega_p^2 - \omega^2 + \omega\omega_p(j-1)Q_p^{-1}\right]N_p}.$$

Здесь ω_p – собственное значение для $\mathbf{E}_p, \mathbf{H}_p$ – собственных функций идеального резонатора сравнения [6], ω – частота возбуждения,

$$Q_p^{-1} = \sqrt{\frac{\mu\sigma}{2\sigma}}\oint\limits_{S_p} H^2_{m\tau p}dS_p \Bigg/ \int\limits_{V_p}\mu_a H^2_{pm}dV_p\cdot\omega_p.$$

Интегралы возбуждения V_p^m, V_p^e имеют вид:

$$V_p^e = \frac{1}{\pi}\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_{V_p}\dot{\boldsymbol{\delta}}^e\dot{\mathbf{E}}_p^* dV_p e^{-j\omega t}d\omega t,$$

$$V_p^m = \frac{1}{\pi}\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_{V_p}\dot{\boldsymbol{\delta}}^m\dot{\mathbf{H}}_p^* dV_p e^{-j\omega t}d\omega t.$$

Здесь V_p – объем резонатора, S_p – поверхность стенки резонатора.

V. Заключение

Приведенные в работе формулировки интегралов возбуждения позволяют использовать теорию возбуждения волноводов и резонаторов электронными потоками в общем случае, когда возможна трехмерная фазировка электронов.

VI. References

[1] *Вайнштейн Л. А.* Электромагнитные волны. М. : «Сов. радио», 1957.

[2] *Вайнштейн Л. А., Солнцев В. А.* Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М. : «Сов. радио», 1973.

[3] *Вайнштейн Л. А.* Электромагнитные волны. М. : Радио и связь, 1988.

[4] *Кураев А.А.* Сверхвысокочастотные приборы с периодическими электрон ными потоками. Мн. : Наука и техника, 1971.

[5] *Батура М. П., Кураев А. А., Попкова Т. Л., Рак А. О.* Нерегулярные электродинамические структуры. Теория и методы расчета. Мн. : Бестпринт, 2011.

[6] *Кураев А.А.* Возбуждение объемных резонаторов с конечной проводимостью стенок / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. О. Рак // Весці НАН Беларусі, сер. ФТН, 2007. – №3, с. 93-99.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

PROSPECTS OF THE USE OF SUPERCONDUCTING ELECTRODYNAMIC STRUCTURES IN MICROWAVE ELECTRONIC DEVICES

Kurayev A. A.[1,2], Kurkin S. A.[1,3], Koronovskii A. A.[1,3], Rak A. O.[1,2], Sinitsyn A. K.[1], Hramov A. E.[1,3]
[1]*Saratov State University 83, Astrakhanskaya, Saratov, 410012, Russian Federation*
[2]*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics 6, P.Brovki, Minsk, 220013, Republic of Belarus*
[3]*Saratov State Technical University 77, Politechnicheskaya, Saratov, 410054, Russian Federation*
Ph.: (017)-2938498, e-mail: kurayev@bsuir.by

Abstract — It is shown that the using of superconducting electrodynamic structures in microwave electronic devices not only improves performance but also creates prerequisites for the realization of such devices as autophasal traveling wave tube (TWT) and peniotron millimeter range with further advancement in the THz range. Superconducting waveguides allow to remove restrictions on the output power of pulsed relativistic TWT associated with the thermal destruction of the working surface of conventional waveguides having ohmic losses.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ СВЕРХПРОВОДЯЩИХ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СТРУКТУР В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ СВЧ

Кураев А. А.[1,2], Куркин С. А.[1,3], Короновский А. А.[1,3], Рак А. О. [1,2], Синицын А. К.[1], Храмов А. Е. [1,3]
[1] *Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия*
[2] *Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, ул. П.Бровки 6, Минск-220013, Беларусь,*
[3] *Саратовский государственный технический университет имени Ю.А. Гагарина Политехническая, 77, Саратов, 410054, Россия*
тел.:(017)-2938498, e-mail: kurayev@bsuir.by

Аннотация — Показано, что применение сверхпроводящих электродинамических структур в электронных приборах СВЧ не только улучшает их характеристики, но и создает предпосылки реализации таких приборов, как автофазная лампа бегущей волны (ЛБВ) и пениотрон миллиметрового диапазона с дальнейшим продвижением в ТГц-диапазон; в то время как с обычными электродинамическими структурами, имеющими омические потери, такая реализация невозможна. Сверхпроводящие гофрированные волноводы позволяют снять ограничения на выходную мощность импульсных релятивистских черенковских генераторов, связанные с тепловым разрушением рабочей поверхности обычных волноводов, имеющих омические потери.

I. Введение

Сверхпроводящие электродинамические структуры уже многие годы широко и успешно применяются в линейных ускорителях электронов и позитронов [1-3]. Их применение не только существенно улучшает параметры ускорителей, но и делает их реализацию практически осуществимой. Не меньший эффект можно ожидать за счет использования сверхпроводящих структур и в электронике СВЧ больших мощностей, в том числе и для продвижения приборов и устройств в субТГц- и ТГц-диапазоны частот, что является в настоящее время важной и актуальной научной задачей.

В настоящей работе приведены примеры, когда применение сверхпроводящих систем создает возможность не только улучшить характеристики электронных приборов СВЧ, но и открывает пути практической реализации таких потенциально эффективных приборов как автофазная лампа бегущей волны (ЛБВ) [4] и пениотроны миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов [5, 6]. Их реализация невозможна с использованием обычных электродинамических систем с омическими потерями: в оптимальных режимах взаимодействия электронного потока с полями этих систем практически вся генерируемая электронным потоком энергия электромагнитного поля поглощается в системах с омическими потерями.

Не менее важным является применение сверхпроводящих электродинамических систем (гофрированных волноводов) в импульсных релятивистских черенковских генераторах сверхбольшой мощности. Дело в том, что при длительности импульса 1-40 нс отвод тепла (за счет омических потерь) от рабочей поверхности не успевает произойти и эта поверхность при достижении определенной мощности генератора разрушается. Очевидно, что применение сверхпроводящих структур снимает указанное ограничение мощности генератора.

II. Автофазная ЛБВ

В настоящей работе приведены результаты исследования автофазного режима ЛБВ-О увеличенной длины. Оптимизация по КПД проведена методом «синхронного (модельного) электрона».

На Рис.1-3 приведены соответственно фазовые, энергетические и интегральные характеристики автофазного режима ЛБВ-О при $\beta_0 = 0{,}15$; $A_0 = 0{,}036$. Из анализа приведенных на рисунках зависимостей можно сделать следующие выводы об особенностях автофазного режима ЛБВ-О.

1. На начальном участке T=0...0,5 происходит предварительный и достаточно эффективный процесс группирования при точном равенстве средней скорости электронов β_0 и горячей фазовой скорости волны $\beta_{\Phi\Gamma}$, т.е. действительной фазовой скорости самосогласованного поля волны с учетом реактивного действия фазового сгустка электронов, центр которого постоянно совмещается с узлом поля волны благодаря соответствующей зависимости $\beta_\Phi(T)$. На этом

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

участке происходит захват основной массы электронов в сгусток (рис.1), группировка быстро и монотонно возрастает (кривая 5 на рис.3), а энергообмен вплоть до T=0,3 отсутствует ($\eta_v \cong 0$, см. рис. 3).

2. На участке T=0,5…1 включается собственно автофазный режим: захваченные в сгусток электроны совершают фазовые колебания относительно центра равновесия (рис. 1), причем ни один из них вплоть до T=0,8 не выпадает из потенциальной ямы $|\Delta\psi_i| < \pi$, скорость (энергия) их также колеблется, однако в связи с торможением ямы в среднем понижается (рис 2).

Напомним, что все приведенные результаты получены для $\sigma \to \infty$, т.е. справедливы только для сверхпроводящей замедляющей системы.

Расчеты, проведенные в [4] для медной замедляющей системы дали отрицательные результаты: на протяженном участке автофазного отбора энергии от электронного потока мощность почти полностью поглощается в замедляющей системе из-за омических потерь. В результате волновой КПД всех приведенных вариантов автофазной ЛБВ приближается к нулю.

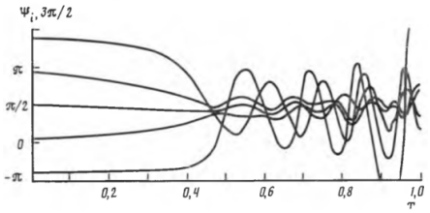


Рис. 1. Зависимости $\psi_i(T)$ для 5 из 20 принятых в расчете электронов.

Fig. 1. Depending $\psi_i(T)$ for 5 of the 20 taken into account electrons

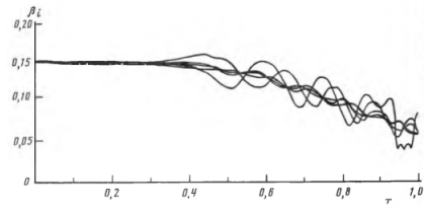


Рис. 2. Зависимости $\beta_i(T)$ для тех же, что на рис. 1, электронов.

Fig. 2. Dependence $\beta_i(T)$ for the same as in Fig. 1, electrons



Рис. 3. Интегральные зависимости.

Fig. 3. Integral dependence

$\eta_B(T) - 1$; $\beta_\Phi(T) - 2$; $\beta_{\Phi\Gamma}(T) - 3$; $g(T) - 4$;
$G_r(T) - 5$; $A(T)/10 - 6$

III. Пениотрон

Анализ оптимальных вариантов пениотрона-генератора показал, что в них действие сил поля пространственного заряда компенсируется за счет создания условий, при которых амплитуда ВЧ-поля значительно превышает величину этих сил. На практике это оказывается возможным, когда соответствующим образом сбалансированы величины добротности резонатора и мощности пучка. Как показывает анализ экспериментальных данных [6], для p = 3 за счет выбора нагруженной добротности $Q \approx 2000$ удается обеспечить требуемую амплитуду ВЧ-поля и получить КПД = 70 %, соответствующий расчетному. При p = 10 расчетный КПД = 33 %, в то время как в эксперименте достигнут лишь 6 %. Расчеты показывают, что оптимальный КПД достигается при добротности резонатора, в 5 раз превосходящей ту, что реализована в эксперименте.

Приведенные результаты свидетельствуют о том, что применение сверхпроводящих резонаторов в пениотронах позволит реализовать режимы работы с p = 10 при высоком КПД и тем самым способствовать освоению терагерцового диапазона при реально достижимых значениях индукции магнитного поля.

IV. Заключение

В работе показано, что применение сверхпроводящих электродинамических структур в электронных приборах сверхвысокочастотного диапазона не только улучшает их характеристики, но и создает предпосылки реализации таких приборов, как автофазная ЛБВ и пениотрон миллиметрового диапазона; с обычными структурами, имеющими омические потери, такая реализация невозможна.

Добавим к изложенному: использование сверхпроводящих гофрированных волноводов в релятивистских черенковских генераторах сверхбольшой мощности позволит снять тепловую нагрузку электродинамической системы генератора. Это в свою очередь позволит существенно поднять выходную мощность приборов, поскольку тепловое разрушение рабочей поверхности, ограничивающее уровень генерируемой мощности в существующих приборах с обычными (не сверхпроводящими электродинамическими структурами), будет исключено.

Работа поддержана Российским научным фондом (проект 14-12-00222).

V. References

[1] *Диденко А. Н., Севрюкова Л. М., Ятис А. А.* Сверхпроводящие ускоряющие СВЧ-структуры. М.: Энергоиздат, 1981. С. 208.

[2] *Azaryan N. S., Kurayev A. A., Sinitsyn A. K.* et. al. // Physics of Particles and Nuclei Letters. 2012. Vol. 9. N 2. P. 150−162.

[3] *Колосов С. В., Кураев А. А., Синицын А. К., Сенько А.В.* //Вес. Нац. акад. навук. Сер. фізіка-техн. навук. 2012. No 2. С. 104−107.

[4] *Кураев А. А., Синицын А. К.* // Радиотехника и электроника. 1989. Т. XXXIV. No 10. С. 2166−2171.

[5] *Ono S., Yamananouchi K., Shibata T., Koike Y.* // Sci. Repts Res. Insts Tohoku Univ. 1962. Vol. B.-14. N. 2. P. 49−57.

[6] *Ishihara T., Sagae K., Sato N., Shimawaki H., Yokoo K.* // IEEE Trans. on Electron Devic. 1999. Vol. 46. N 4. P. 443−457.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CONCERNING THE POSSIBILITY OF CREATING AMPLIFIERS AND GENERATORS BASED ON SURFACE PLASMONS

Davidovich M. V.[1,2], Bushuev N. A.[1,2]
[1]*JSC "Scientific-production enterprise "Almaz", Saratov*
[2]*Saratov State University named. N. G. Chernyshevsky*
83, Astrakhanskaya st., Saratov, 110012, Russian Federation
Ph.: (845) 2514562, e-mail: davidovichmv@info.sgu.ru

Abstract — The results of evaluation the possibility of creating forward wave and backward wave amplifiers, and backward wave oscillators on the surface plasmons are presented. The possibilities of reducing the frequency of plasmon resonance and thus the bandwidth of the devices in THz region, as well as reduce the propagation losses are demonstrated.

О ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ ПЛАЗМОНАХ

Давидович М. В.[1,2], Бушуев Н. А.[1,2]
[1]*АО "Научно-производственное предприятие "Алмаз"*
[2]*ФГБОУ ВПО Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского*
ул. Астраханская,82, Саратов, 110012, Россия
тел.: (845) 2514562, e-mail: davidovichmv@info.sgu.ru

Аннотация — В работе приведены результаты оценки возможности создания усилителей на прямой и обратной волнах и генератора обратной волны на поверхностных плазмонах. Показана возможность снижение частоты плазмонного резонанса и сдвига рабочей полосы в терагерцовую и субмиллиметровую области. Предложены соответствующие структуры для осуществления ЛБВ на поверхностных плазмонах, в том числе устройства ввода и вывода энергии.

I. Introduction

Recently In the optical and infrared spectral regions typically the quantum amplifiers and oscillators are used, whereas in the microwave region (up to mm waves) the vacuum and solid state devices are traditionally used. The backward-wave tube generators successfully operate in the submillimeter range, however, the progress in terahertz frequency region fraught with difficulties, especially for the creation of a TWT. One of the main types of slow-wave systems (SWS) for these purposes is the comb. In addition to comb the SWS winding waveguide type and the meander type are used. Next, we consider devices with continuous interaction, for which SWS the comb type is basic.

The main task when creating THz TWT is getting wide and thin ribbon electron beam with energy of about 20 eV and high current and receiving the retardation factor *n* of order 4 in wide bandwidth. For this it is necessary to create the SWS, using micro-electro-mechanical systems (methods of micromechanical machining or MEMS technology), for example, the “LIGA” technology. In the submillimeter range it is doable, but progress in terahertz and higher frequency region causes difficulties. In these ranges are already beginning the show plasmonic effects on the metal surface leading to further retardation. The consideration of this influence which interact with the electron beam is the purpose of work.

II. Main Part

For the emergence of a very slow surface plasmons (SP) it is necessary the frequency of the order of plasma and small collisions frequency. Really the resonance occurs at the frequency $\tilde{\omega}_p = \omega_p / \sqrt{\varepsilon_L + \varepsilon}$ (Fig. 1) [1–3]. Here ε_L is the dielectric constant of the crystal lattice of the metal (for copper and gold ε_L~10 to optical frequencies, where it begins to depend on the frequency and is determined by interband transitions), ε is the dielectric constant of the substrate (if any) on the metal layer. Thus, the SWS can be made simply from a polished metal plate, or in the form of a channel in the metal Fig. 1. More complex dispersion characteristics are obtained in the case of multilayer structures Fig. 2. If the plate is made in the form of a comb, the Dyakonov type plasmons propagate along, which are slower and have the property of waves in the SWS, namely the periodicity in *k*. Thus, in the SWS at high frequencies the penetration of the field into the metal should be taken into account when it is necessary to consider additional slowdown due to the formation of plasmons.

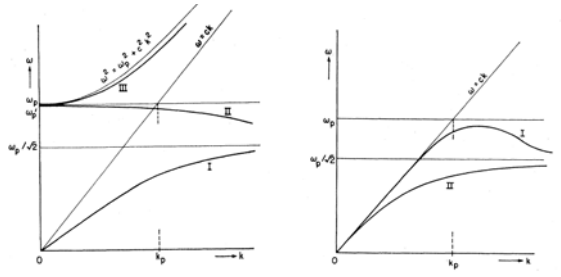


Fig. 1. Dispersion characteristics of SP for the simplest structures: a channel in the metal (left) and the metal layer (right) when $\varepsilon_L=\varepsilon=1$.

Рис. 1. Дисперсионные характеристики ПП: канал в металле (слева) и металлический слой (справа) при $\varepsilon_L=\varepsilon=1$

The aim of this work is to examine the possibility of establishing non-periodic SWS, based on excitation of SP. From Fig. 1 and 2 it is shown that in structures with SP both direct and inverse plasmons are possible, i.e. on the aforementioned structures TWTs BWTs may be created. Since the quantum generators and amplifiers work well in the optical and infrared bands, it is advisable to move a working band in the lower frequency range. Let consider these ways. One of them is to reduce the

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ω_p, for which to use the conductive materials with a sufficiently low carrier concentration N. For good conductive metals the plasma frequencies lie in the ultraviolet region. The usage of semimetals is not appropriate: N is reduced not much, but the frequency of collisions ω_c increases. The maximum retardation n for SP is order of $\sqrt{\omega_p/(2\omega_c)}$, thus at this frequency $\sqrt{\tilde{\omega}_p^2-\omega_c^2}\approx\tilde{\omega}_p$ and the propagation loss is maximum, while in the small frequency range the retardation changes dramatically.

The maximum retardation at $\omega_p/\omega_c=10^3$ is $n\approx 70$, then is needed $n\le 4$. So it should work substantially below the frequency of the plasmon resonance. For backward waves this reduction is not very significant. Strong reduction is possible by using semiconductors. For example, $\omega_p \sim 500$ GHz for InSb, but ω_c has the same order.

These parameters strongly depend on the temperature, and the reduction of losses requires the use of liquid nitrogen temperature. The most simple way of lowering the operating band is the use of multilayer metal-dielectric structures with nanoscale thin metal layers. A thin metal film is a two-dimensional electron gas with ballistic conductivity. A very promising way to reduce the frequency of plasmon resonance is periodic or aperiodic patterns on a metal film or a dielectric substrate. The periods should be substantially smaller than the operating wavelength, i.e. tens or hundreds of nanometers. In the working range this effects as decrease of the effective concentration of carriers. The most simple and effective method is the implementation of periodic nano-holes by laser evaporation of the metal. Such nanostructured metal film represents the set of quantum wires and requires a quantum mechanical consideration for the analysis of the effective permittivity, which generally speaking, will be a tensor. Another approach is the application of a very thin metal film on a semiconductor.

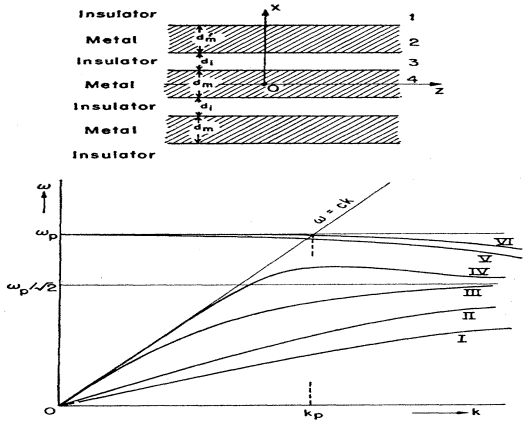


Fig. 2. Dispersion of multilayered structure.

Рис. 2. Дисперсия в многослойной структуре

Thus, a smooth plasmon based SWS allow one to overlap the frequency range of hundreds of GHz to thousands THz. Such devices require the use of wide and very thin ribbon beams, since the field of SP wave decays exponentially from the surface. The calculation of the gain of such devices requires consideration of attenuation SP that is not difficult by analytically solution. One of the main tasks of designing amplifier on SP is the development the input and output of energy. If not to take into account dissipation, SP is a native of the surface wave. If we consider the losses, the SP is a loosely gliding surface quasi-eigenwave. To excite it can use the Krechman or Otto scheme [1]. It is convenient to use not prisms, but dielectric waveguides (DW), inclined at an angle of inflow or angle of outflow for energy input and output. SP can transform into leakage wave if the boundary of the metal will be adjacent to the dielectric and its dielectric constant is chosen appropriately. It is advisable to choose the slowdown in the DW closed to SP slowing. The corresponding diagram is shown in Fig. 3, where 1 is the thin metal layer, 2 is the dielectric substrate, 3, 4 are the dielectric waveguides with dielectric permittivity $\varepsilon=n^2$, which provides the signal input and output, 5 is the flat electron beam interacting with the plasmon.

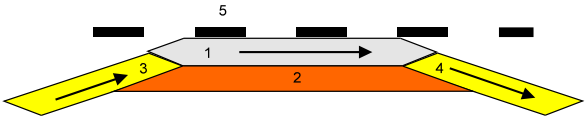


Fig. 3. Configuration of TWT.

Рис. 3. Конфигурация ЛБВ

Let consider the parameters of such SWS for retardation deceleration n=3. When x>0, we have $k=k_z=nk_0$, $k_x=-jk_0\sqrt{n^2-1}=-j\kappa\approx -jk_z$, $E_x=-j(k/\kappa)E_z$, $H_y=-j(k_0/\kappa)E_z/Z_0$, $E_z=E_0\exp(-\kappa x)$, $Z_0=\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$.. As the energy moves mainly in a vacuum, the components of the Poynting vector is $P_z=E_0^2(kk_0/\kappa^2)\exp(-2\kappa x)$. Let the beam has a thickness t and closely adjacent to the metal, and the beam current is I. Then the coupling impedance $R_c=\langle|E_z|^2\rangle/(2k\langle P_z\rangle)$ is equal to

$$R_c=Z_0\frac{\kappa^2}{2k_0k^2t}\left(1-\exp^{-2\kappa t}\right)=Z_0\frac{n^2-1}{2n^2k_0t}\left(1-\exp^{-2k_0t\sqrt{n^2-1}}\right).$$

Here we introduced the the electric field square averaged over the beam and averaged component of the Poynting vector:

$$\left\langle|E_z|^2\right\rangle=\frac{1}{t}\int_0^t|E_z|^2dx=\frac{E_0^2}{2\kappa t}\left(1-\exp^{-2\kappa t}\right),$$

$$\langle P_z\rangle=\int_0^\infty E_zH_x^*dx=\frac{k_0kE_0^2}{2\kappa^3Z_0}.$$

III. Conclusion

Thus, it is shown that in the terahertz and infrared region of the spectrum you can use the SWS on a surface wave along the boundary of the metal-insulator (the vacuum) for both the forward and inverse surface plasmons. This SWS should be implemented with the use of thin metal and/or semiconductor layers, and manage the dispersion by introducing the additional layers of dielectric or periodic holes in a metal film.

IV. References

[1] Zayats A.V., Smolyaninov I. I., Maradudin A.A. Nano-optics of surface plasmon polaritons. *Physics Reports*, 2009, vol. 408, pp. 131–314.

[2] Agranovich V.M., Mills D.L. Surface Polaritons. Amsterdam: North-Holland. 1982, 718 p.

[3] Economou E.N. Surface Plasmons in Thin Films. *Phys. Rev.* 1969, vol. 182, pp. 539–582.

[4] Davidovich M.V., Bushuev N.A. Field Emission in Diode and Triode Vacuum Nanostructures. *2014 Tenth International Vacuum electron Sources Conference*, Saint-Petersburg State University, pp. 58-59.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE FOCUSING MAGNETIC SYSTEM FOR A SHEET HELICAL ELECTRON BEAM

Kovshov Yu. S., Starokozhev S. V., Kishko S. A., Ponomarenko S. S., Kuleshov A. N.
O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics National Academy of Sciences of Ukraine
12, Ac. Proscura st., Kharkov, 61085, Ukraine
Ph.: (057) 7203570, e-mail: sergeykishko@gmail.com

Abstract — Parameters of the sheet helical electron beam were obtained in a simulated magnetic field of pulsed magnetic system at 5 T. The obtained beam has a high pitch-factor with the low spreads of both velocities and energies of electrons that will allow its effective use in confocal 140 GHz gyrotron.

ФОКУСИРУЮЩАЯ МАГНИТНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ЛЕНТОЧНОГО ВИНТОВОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА

Ковшов Ю. С., Старокожев С. В., Кишко С. А., Пономаренко С. С., Кулешов А. Н.
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова Национальной академии наук Украины
ул. Ак. Проскуры, 12, 61085 Харьков, Украина
тел.: (057) 7203570, e-mail: sergyekishko@gmail.com

Аннотация — В работе получены параметры ленточного винтового электронного пучка в поле рассчитанной импульсной магнитной системы на 5 Тл. Сформированный пучок обладает высокой величиной питч-фактора при низких разбросах скоростей и энергий электронов, что позволит его эффективно использовать в конфокальном гиротроне на 140 ГГц.

I. Введение

Для формирования ленточных винтовых электронных пучков (ВЭП) с величиной питч-фактора больше единицы используются планарные МИП, геометрия и конструкция которых рассчитаны в работах [1, 2].

Однако для повышения эффективности конфокального гиротрона, ленточный ВЭП должен полностью попадать в пятно поля возбуждаемого в резонаторе высокочастотного колебания, что накладывает ограничения на его поперечные размеры в пространстве взаимодействия. Также, из работ [3, 4] известно, что для достижения максимального электронного КПД прибора разброс электронов по вращательной компоненте скорости не должен превышать 8%, а по энергиям 2%.

В связи с данными требованиями в работе проведен расчет и оптимизация магнитной системы для формирования и фокусировки ВЭП с приемлемыми разбросами скоростей и энергий электронов, для его использования в конфокальном гиротроне на 140 ГГц.

II. Основная часть

Для формирования и транспортировки ленточного ВЭП была рассчитана импульсная магнитная система с величиной магнитного поля в максимуме 5 Тл. Данная величина магнитного поля обеспечивается разрядом батареи конденсаторов через обмотку соленоида магнитной системы. В качестве проходного элемента для запуска разряда конденсаторов через соленоид был использован тиратрон ТГИ 1-500/16. Поскольку максимальный ток тиратрона составляет величину порядка 500 А то параметры соленоида рассчитывались таким образом, чтобы требуемая величина магнитного поля достигалась при токе порядка 480 А. В связи со столь низкими токами для достижения требуемой величины магнитного поля соленоид содержит 1600 витков медного провода сечением 6 мм^2. Для обеспечения высокой степени однородности магнитного поля в области резонатора магнитная система состоит из двух соленоидов длиной 60 мм каждый, а расстояние между ними было оптимизировано и составляет 4 мм. Внешний радиус соленоидов составляет 144 мм, внутренний – 20 мм. Индуктивность магнитной системы составляет 34,2 мГн. Временная зависимость тока разряда конденсаторов через соленоид для такой системы изображена на рис. 1.

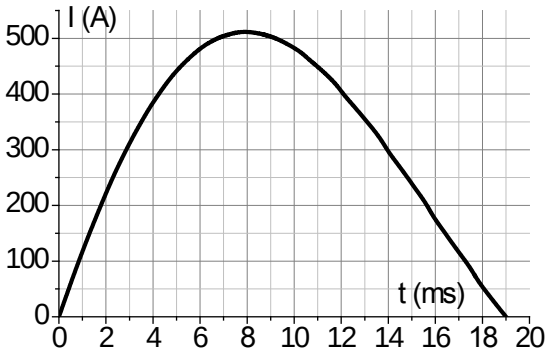


Рис. 1. Временная зависимость тока разряда конденсаторов через соленоид.

Fig. 1. Time dependence of capacitor discharge current through the solenoid

Из рис. 1 видно, что длительность импульса составляет 19 мс, а время, на протяжении которого ток, и, следовательно, величина магнитного поля соленоида практически не изменяется, составляет величину порядка 500 мкс. Для достижения подобного импульса тока необходима батарея конденсаторов емкостью 1000 мкФ с напряжением 4500 В.

Распределение продольной компоненты магнитного поля вдоль оси системы и вид системы в разрезе изображены на рис. 2.

Неоднородность продольной компоненты магнитного поля в центре системы на длине 20 мм не превышает 0,3 %.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

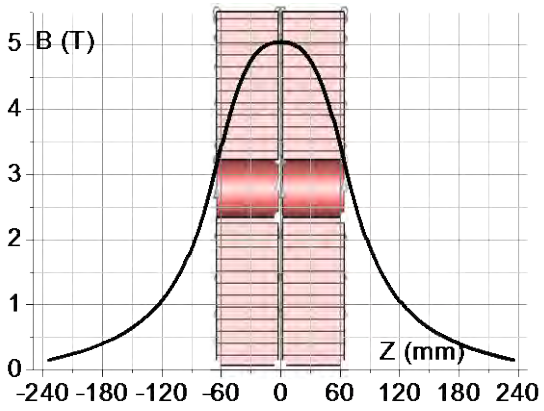


Рис. 2. Распределение продольной компоненты магнитного поля вдоль оси системы и вид системы в разрезе.

Fig. 2. The distribution of the magnetic field longitudinal component along the axis of the system and the cross section view of the magnetic system

Как было показано в работе [5] при ширине эмиттера порядка 15 мм продольная компонента магнитного поля по его ширине изменяется незначительно, и нет необходимости в использовании корректирующих соленоидов в области МИП, что облегчает конструкцию магнитной системы, но снижает максимальную величину питч-фактора. В расчетах показано, что использование корректирующего соленоида повышает величину питч-фактора в заданной геометрии пушки с 1.7 до 1.9, что может быть использовано при оптимизации системы.

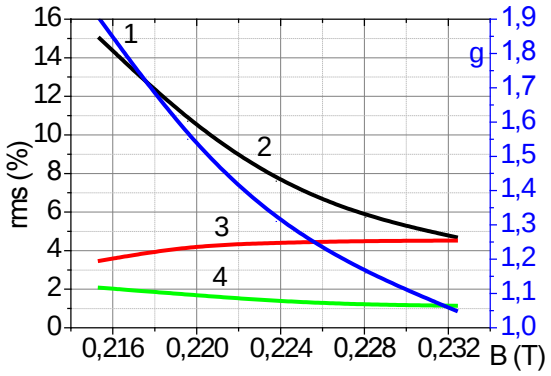


Рис. 3. Зависимость параметров ленточного ВЭП от величины магнитного поля в области эмиттера: 1 – питч-фактор, 2 – разброс продольной компоненты скорости электронов, 3 - разброс вращательной компоненты скорости электронов, 4 – разброс энергий электронов.

Fig. 3. Dependence of the HEB parameters on the magnetic field in the emitter region: 1 – pitch-factor, 2 - the spread of the electron drift velocities, 3 – the spread of the rotational electron velocities, 4 - energy spread of the electrons

Расчет формирования ленточного ВЭП планарной МИП в аналитическом виде затруднен сложной записью теоремы Буша в ортогональной системе координат. Для оценки параметров формируемого ленточного ВЭП в поле данной системы был проведен траекторный анализ с помощью методов прямого численного моделирования. Зависимость разбросов продольной и вращательной компонент скоростей электронов, энергий электронов и величины питч-фактора от величины магнитного поля в области эмиттера показаны на рис. 3.

Результаты траекторного анализа показали, что величина питч-фактора порядка 1,8 является максимальной для ленточного ВЭП, когда отраженные электроны отсутствуют. Как видно из рис. 3 сформированный ленточный ВЭП обладает высокой величиной питч-фактора и низкими разбросами скоростей и энергий электронов, что открывает возможность его эффективного использования в конфокальном гиротроне.

Профиль поперечного сечения ленточного ВЭП в области резонатора изображен на рис. 4, из которого видно, что ленточный ВЭП имеет минимальные искажения в профиле поперечного сечения.

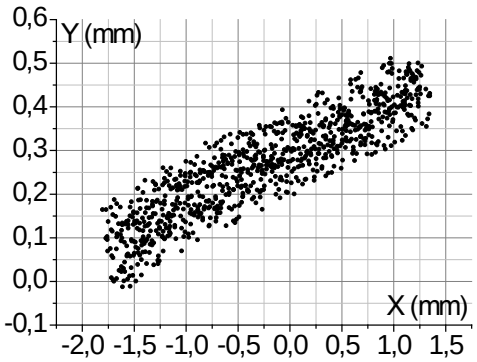


Рис. 4. Поперечное сечение ленточного ВЭП.

Fig. 4. The cross section of the sheet HEB

III. Заключение

1. Сформирован ленточный ВЭП с высокой величиной питч-фактора и низкими разбросами скоростей и энергий электронов в поле рассчитанной импульсной магнитной системы.

2. Благодаря проведенной оптимизации расстояния между соленоидами магнитной системы удалось добиться высокой однородности магнитного поля в области резонатора.

IV. References

[1] Kishko S.A., Kuleshov A.N., Ponomarenko S.S., Yefimov B.P. Magnetron injection gun for planar cyclotron resonance maser. *Vestnik V.N. Karazin KhNU, Ser. Radio physics and Electronics*, 2012, vol. 21. No 1038, pp. 83-88.

[2] Kishko S.A., Kuleshov A.N., Ponomarenko S.S., Yefimov B.P., Vlasenko S.A. Experimental investigation of the planar magnetron-injection gun for the cyclotron resonance maser. *Vestnik V.N. Karazin KhNU, Ser. Radio physics and Electronics*, 2013, vol. 23. No 1094, pp. 20-25.

[3] Zavolsky N.A., Zapevalov V.E., Moiseev M.A. Influence of the energy and velocity spread in the electron beam on the starting conditions and efficiency of a gyrotron. *Radiophysics and Quantum Electronics*, 2006, Vol. 49, No 2, pp. 108-119.

[4] Tsimring Sh.E. *Electron Beams and Microwave Vacuum Electronics.* John Wiley & Sons Inc, 2007. 576 p.

[5] Kovshov Yu.S., et. al. Transportation of the low voltage sheet helical electron beam for confocal gyrotron with pulsed magnetic system. *Journal of nano- and electronic physics*, (in press).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE FIELD EMISSION ELECTRON GUN WITH A WIDE AND THIN RIBBON BEAM

Davidovich M. V.[1,2], Bushuev N. A.[1,2]
[1]*JSC "Scientific-production enterprise "Almaz", Saratov*
[2]*Saratov State University named. N. G. Chernyshevsky*
83, Astrakhanskaya st., Saratov,110012, Russian Federation
Ph.: (845) 2514562, e-mail: davidovichmv@info.sgu.ru

Abstract — Presents evaluation results the possibility of creating a field emission electron gun for submillimeter and terahertz tubes and other vacuum devices with a ribbon electron beam with high current. These estimates of characteristics of the beam current per unit width and estimated results for the design of the shape of the electrodes, ensuring optimum beam passage through the channel.

АВТОЭМИССИОННАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ ПУШКА С ШИРОКИМ И ТОНКИМ ЛЕНТОЧНЫМ ПУЧКОМ

Давидович М. В.[1,2], Бушуев Н. А.[1,2]
[1]*АО "Научно-производственное предприятие "Алмаз"*
[2]*ФГБОУ ВПО Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского*
ул. Астраханская,82, Саратов, 110012, Россия
тел.: (845) 2514562, e-mail: davidovichmv@info.sgu.ru

Аннотация — Представлены оценочные результаты возможности создания автоэмиссионной электронной пушки для субмиллиметровых и терагерцовых ЛБВ и других вакуумных приборов с ленточным электронным пучком с большим током. Приведены оценочные характеристики тока пучка на единицу его ширины и оценочные результаты для проектирования формы электродов, обеспечивающих оптимальное прохождение пучка через канал.

I. Введение

Разработка миллиметровых и терагерцовых ЛБВ требует выполнения следующих задач: получение больших токов в пучке при малом размере пролетного канала, использование достаточно высоких анодных напряжений порядка 20 КВ и более, достаточную широкополосность ЗС, обладающую небольшим коэффициентом замедления *n* порядка 4 и менее. Использование широкополосных спиральной замедляющей системы (ЗС) для этих целей невозможно, поэтому целесообразно рассматривать другие ЗС, обладающие достаточной широкополосностью. Среди них перспективна ЗС типа “гребенки на подложке” [1] рис. 1. При этом для их производства обычно используют МЭМС-технологии. Замедление в такой симметричной ЗС в виде расположенных на подложках гребенок примерно наполовину обусловлено подложкой и слабо изменяется с частотой, а высота гребней (по сравнению с цельнометаллической гребенкой) меньше. Такая ЗС обладает большой шириной полосы при малой высоте канала, что увеличивает ток пучка. Основной задачей при создании терагерцовой ЛБВ является получение широкого и тонкого ленточного электронного пучка с энергией порядка 20 эВ и большим током. Для создания широкого ленточного пучка предлагается использовать широкий клиновидный автокатод, расположенный продольно так, что эмитирующая поверхность почти параллельна электронному пучку рис. 1, 2.

II. Основная часть

Конструкция имеет плоскость симметрии, при этом угол клина автокатода мал, а эмиссия происходит почти перпендикулярно поверхности с почти постоянной скоростью (скоростью Ферми v_F). Катод имеет сетку, поверхность которой по конфигурации конгруэнтна его поверхности рис. 2 (на рис. 1 изображена именно поверхность сетки). Считая, что с этой поверхности электроны вылетают почти нормально со скоростью Ферми, легко решить релятивистские уравнения движения с указанными начальными условиями и построить траектории. Сам катод может быть выполнен в виде матричного катода Спиндта с сеткой, или в виде напыления на стеклянную, стеклографитовую или графитовую основу наноалмазной фазы толщины от нескольких до одного-двух десятков нанометров с последующим нанесением на нее тонкой металлической сетки. Вторая конструкция, по-видимому, более эффективна, т.к. в эмиссии участвует почти вся поверхность катода, напряженность поля на ней варьируется несильно, а разброс углов вылета и скоростей меньше. Это позволяет избежать сильного разогрева, снизить требуемое напряжение на сетке [2-3], а также существенно упрощает расчет пушки. Поскольку ширина потенциального барьера, при котором имеет место существенная эмиссия, не превышает 20 нм, нанесенная на катод пленка с диэлектрическими свойствами должна иметь меньшую толщину, достаточно высокую диэлектрическую проницаемость и обладать большим удельным сопротивлением. Этим условиям удовлетворяет наноалмазная пленка толщины порядка 10 нм. Эмиссия в основном обусловлена напряжением между сеткой и катодом. Поскольку толщина наноалмазной пленки и ширина барьера малы, соответствующее напряжение, обеспечивающее высокую эмиссию, не превышает сотен вольт и может иметь порядок 10–30 В. Наноалмазная пленка, обладающая свойством высокоомного полупроводника и имеющая высокую диэлектрическую проницаемость, приводит к существенному увеличению поверхностной плотности тока. Это объясняется уменьшением ширины и высоты потенциального барьера [2–3]. Такой катод изображен на рис. 2. При толщине пленки 10 нм и зазоре между ней и сеткой 10 нм сеточное напряжение 30 В создает среднее поле чуть менее 3 В/нм, что почти в два раза выше,

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

чем в отсутствии пленки. Пленка с диэлектрической проницаемостью ε порядка 10 почти полностью уменьшает поле внутри нее. Соответственно возрастает поле вакуумном зазоре. Это приводит к уменьшению ширина барьера примерно в два раза и небольшому уменьшению его высоты. Точный расчет барьера основан на строгом решении электростатической задачи [2-3]. Соответственно возрастает плотность тока: для рассмотренного случая она имеет порядок 10^6А/м^2. Большой продольный размер катода позволяет на порядок и более по сравнению с традиционным автокатодом с нормально расположенной эмитирующей поверхностью увеличить интегральный ток пучка, при этом работают обе поверхности клина. Подбором конфигураций фокусирующего электрода и клина можно обеспечить компрессию пучка. образующая цилиндров направлена перпендикулярно потоку.

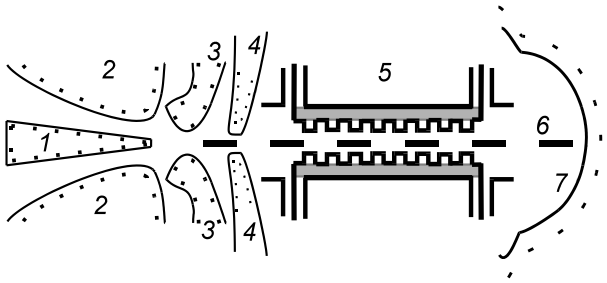


Рис. 1. Схематическая конфигурация электродов пушки и замедляющей системы (точками обозначены координаты вспомогательных фиктивных источников – зараженных нитей).

Fig. 1. Schematic configuration of the electrodes of the gun and slow-wave system (dots are the coordinates of the dummy auxiliary sources – charged threads)

Для начального расчета траекторий с хорошим приближением считаем, что электроны вылетают нормально к поверхности со скоростью Ферми ~10^6 м/с. Для получения ленточного пучка с хорошим прохождением необходим синтез конфигураций поверхностей фокусирующего и ускоряющего электродов, а также коллектора рис. 1. На рис. 1 изображены: 1 – катод, 2 – фокусирующий электрод, 3 – ускоряющий электрод (первый анод), 4 – второй анод, 5 – замедляющая система, 6 – ленточный электронный поток, 7 – коллектор. Можно ввести дополнительно второй фокусирующий электрод, что усложняет синтез. Наиболее простой метод расчета электростатического поля состоит в следующем. В силу симметрии расчет ведем в одной, например, верхней половине. Поскольку задача двумерная, используем метод вспомогательных (эффективных) источников в виде заряженных нитей, расположенных на поверхностях, подобных (конгруэнтных) искомым (положение нитей обозначено точками, расположенными коэнгруентно поверхностям). На нитях задаем неизвестные погонные заряды. Расстояния между соседними нитями примерно равно расстоянию от них до поверхности. В соответствующих точках задается потенциал и ищутся заряды нитей, что требует решения системы линейных алгебраических уравнений с порядком, равным числу нитей (в верхней области). Далее вычисляется электрическое поле, решаются уравнения движения и строятся траектории для серии точек вылета с катода. Для оптимизации пучка траекторий следует двигать точки расположения вспомогательных источников, т.е. производить оптимизацию поверхностей электродов. На каждом шаге оптимизации следует решать уравнения движения и определять траектории.

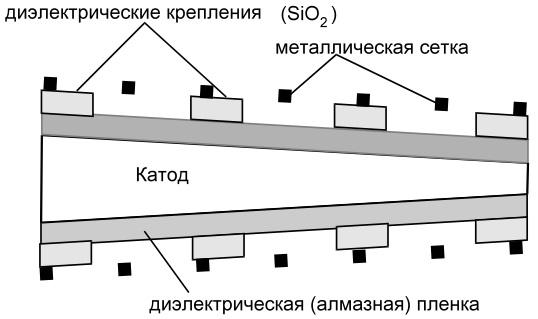


Рис. 2. Катод с наноразмерными диэлектрической пленкой и сеткой.

Fig. 2. The cathode with nanosized dielectric film and the grid
OR coupling parameters:
P1, I1 for (Δ = +1), P2, I2 for (Δ = 0), P3, I3 for (Δ = –1)

Оценим вычислительные затраты алгоритма. Минимальное число источников согласно рис. 1 порядка 40–50. В случае наличия второго анода число источников порядка 100. На каждом шаге решения уравнения при вылете из заданной точки необходимо решать СЛАУ порядка 100. Необходимо рассмотреть несколько десятков траекторий и решать уравнения движения, при этом число шагов может быть порядка нескольких тысяч. В магнитном поле траектория спиральная. Следует определить усредненную плоскую (осевую) траекторию. После необходимо решать численно уравнение Шредингера для туннелирования вдоль этой траектории. При 50 траекториях и 1000 шагов интегрирования получаем порядка 1000 операций для расчета параметров пучка. Это расчет для анализа. Для выбора конфигурации электродов необходима оптимизация по 100–200 параметрам.

III. Заключение

1. Предложена конструкция автоэмиссионной электронной пушки с ленточным пучком на большой ток и метод ее синтеза, основанный на решении электростатической задачи, уравнений движения, туннелирования и усреднения по траекториям.

2. Оценены параметры пушки и ЗС для проектирования терагерцовой ЛБВ.

IV. References

[1] Bushuev N.A., Davidovich M.V., Shilovsky P.A. Perspektivnye zamedlyaushie sistemy teragertzovogo diapazona dlya LBV [Perspective slow-wave terahertz system for TWT]. *Izvestiya of Saratov University. New series. Series Physics*, 2012, vol. 12. No. 2, pp. 64-75.

[2] Davidovich M. V., Yafarov R. K., Doronin D. M. Electron tunneling in the presence of dielectric films on the cathode. *2010 20nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012).* Sevastopol, 2012, pp. 733-734.

[3] Davidovich M.V., Bushuev N.A. Field Emission in Diode and Triode Vacuum Nanostructures. *2014 Tenth International Vacuum electron Sources Conference and Second International Conference on Emission Electronics.* Saint-Petersburg, Saint-Petersburg State University, pp. 58-59.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE STUDY OF THE LONGITUDINAL FIELD DISTRIBUTIONS IN DIFFERENT PERIODIC STRUCTURES WITH POWER PORTS

Nakrap I. A., Savin A. N.
Saratov State University
155, Moskovskaya Street, Saratov, 410012, Russian Federation
Ph.: +79276269677, e-mail: savinan@info.sgu.ru

Abstract — The results of the study of the longitudinal field distributions of various types periodic systems (one-dimensional - and two-dimensionally periodic) with waveguide power ports are presented. Estimation of disorders degree and factors of periodic field distribution of waveguide system in forced oscillations are conducted. It is established that the distortion of the longitudinal distribution of the field (the total field, the phase shift for the period and the reflectance) of periodic systems occurs at frequencies of forced oscillations not equal to own frequencies.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОДОЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЕЙ В ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ С ВЫВОДАМИ ЭНЕРГИИ

Накрап И. А., Савин А. Н.
Саратовский государственный университет
ул. Московская, 155, Саратов, 410012, Россия
тел.: +79276269677; e-mail: savinan@info.sgu.ru

Аннотация — Представлены результаты исследования продольных распределений полей периодических систем различного типа (одномерно- и двумерно-периодических) с волноводными выводами энергии. Проведена оценка степени и факторов нарушений периодического распределения поля волноведущих систем в режиме вынужденных колебаний. Установлено, что искажение продольного распределения поля (суммарного и особенно набега фазы на период и коэффициента отражения) периодических систем происходит на частотах вынужденных колебаний, отличных от собственных частот.

I. Введение

Поля периодических структур (ПС) конечной длины с переходными согласующими устройствами (выводами энергии) могут значительно отличаться от распределения полей в бесконечных периодических структурах с идентичными ячейками (или их аналогов – короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезков ПС). Это обусловлено как нарушением симметрии структуры, так и неоднородностями – случайными, обусловленными дефектами изготовления, и детерминированными в виде согласующих ячеек в местах ввода и вывода энергии. Причем, как известно, при комплексном характере нагрузок (связи с волноводными выводами энергии) коэффициент передачи и ширина полосы согласования волноведущей системы являются взаимосвязанными величинами [1]. Таким образом, отраженная волна (составляющая полного поля) будет зависеть от всех перечисленных факторов.

В докладе приведены результаты исследования продольных распределений полей ПС различного типа (одномерно- и двумерно-периодических) с волноводными выводами энергии. Проведена оценка степени и факторов нарушений периодичности поля волноведущих систем в режиме вынужденных колебаний. Установлено, что искажение продольного распределения поля периодических систем происходит на частотах вынужденных колебаний, отличных от собственных частот.

II. Основная часть

В работе [2] при исследовании вынужденного процесса в ЦСР, порождённого внешним воздействием в её начальной ячейке, установлено существование вынужденных и собственных волн на различных частотах основной полосы пропускания. В данной работе основное внимание уделено оценке степени и факторов нарушений периодичности поля волноведущих систем в режиме вынужденных колебаний.

Экспериментальные исследования полей проводились на системах типа: двумерно-периодической (многорядной встречно-штыревой) и одномерно-периодической (ЦСР).

Собственные частоты и соответствующие сдвиги фазы на период ПС определялись методом резонансного возмущения в короткозамкнутых по плоскостям симметрии макетах десятисантиметрового диапазона длин волн с определением номера резонансного вида по продольному распределению поля. Частоты вынужденных колебаний и сдвиги фаз поля ПС с выводами энергии определялись с использованием метода нерезонансных возмущений, а также данных спектрального анализа распределения полей систем на соответствующих частотах.

Вынужденные колебания многорядной системы с согласующими устройствами в виде экспоненциальных многогребенчатых *H*-волноводов исследовались при короткозамыкающей нагрузке выходного волновода. В данном случае при увеличении числа видов и возможности возбуждения на одной частоте нескольких типов колебаний, продольные фазовые сдвиги определялись с помощью спектрального анализа квадрата напряжённости электрического поля на оси системы. Распределения полей на некоторых частотах приведены на рис. 1. Продольные распределения полей ПС на частотах вынужденных колебаний, равных собственным частотам соответствующей короткозамкнутой системы, имеют периодический характер (частоты 2052 МГц, 2967 МГц). На частоте вынужденных колебаний, не равной собственной частоте, продольное распределение электрического поля ПС с выводами энергии имеет незначительное отклонение от периодического распределения по длине системы (рис. 1б).

Вынужденные волны в исследуемой ЦСР анализировались по характеру изменения продольного распределения амплитуды и фазы электрического

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

поля, а также коэффициента отражения основного типа волны системы на различных частотах в ее полосе согласования с волноводными устройствами. Поля измерялись на частотах, соответствующих минимальным значениям K_{ctU} входа согласованного макета, в редких случаях – максимальным значениям, не превышающим K_{ctU} =2.

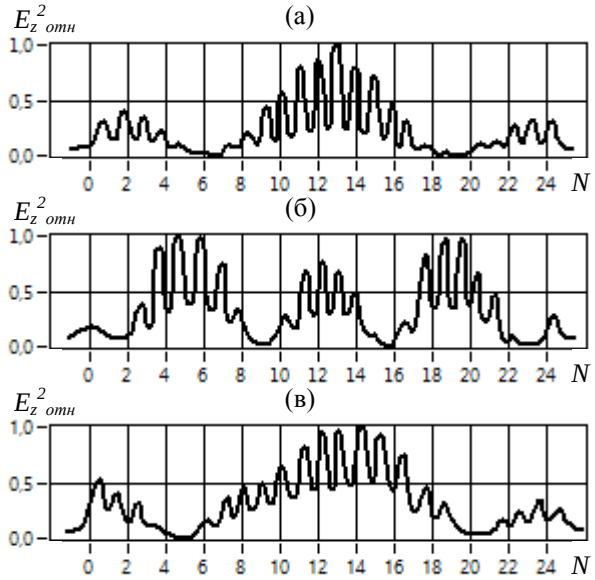


Рис. 1. Продольное распределение электрического поля в пятирядной ПС с выводами энергии. $f_{вын}=f_0=2052$ МГц (H_{20}) (а), $f_{вын}=2158$ МГц (H_{10}) (б), $f_{вын}=f_0=2967$ МГц (H_{30}) (в).

Fig. 1. Longitudinal distribution of the electric field of the fiverow PS. $f_{for}=f_0=2052$ MHz (H_{20}) (a), $f_{for}=2158$ MHz (H_{10}) (b), $f_{for}=f_0=2967$ MHz (H_{30}) (c)

В качестве примера на рис. 2 приведены распределения квадрата амплитуды продольной составляющей относительного электрического поля: суммарного, падающего и модуля коэффициента отражения и набега фазы на ячейку суммарного и падающего полей по резонаторам ПС на различных частотах, равных собственным и отличных от них. Поля приведены на частотах середины полосы согласования ПС с выводами энергии (K_{ctU}=1.2÷2). Амплитуда поля падающей волны и сдвиг фазы на период системы, а также коэффициент отражения постоянны на собственных частотах ПС (рис. 2б), что говорит о возбуждении в ПС только нормальных волн. Незначительные флуктуации поля около среднего значения объясняются отклонением размеров резонаторов от номинальных и влиянием оконечных ячеек.

На частотах вынужденных колебаний ($f_{вын}\neq f_0$) распределение амплитуды поля также постоянно по длине ПС. При этом распределение набега фазы и модуля коэффициента отражения не только флуктуирует по длине системы, но в некоторых случаях имеет выбросы в отдельных ячейках (рис. 2а, в).

Суммарное поле на всех частотах согласованной ЦСР сохраняет практически периодический характер при незначительных флуктуациях амплитуды поля.

Отличие распределения набега фазы падающей волны и коэффициента отражения от постоянных значений и нарушения периодического характера суммарного поля ПС связаны с отличием формы вынужденных колебаний от формы собственной волны [3].

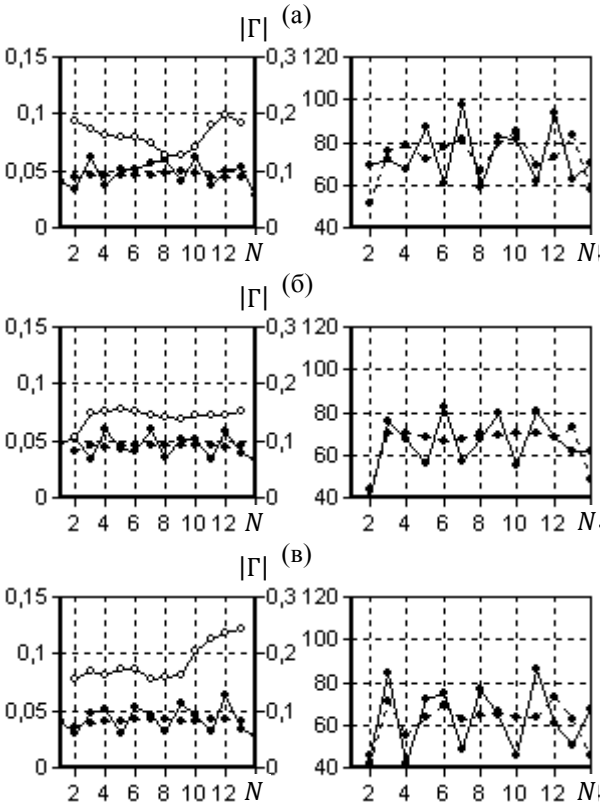


Рис. 2. Распределения поля и модуля коэффициента отражения по резонаторам ЗС на частотах 3877 МГц (а), 3982 МГц (б), 4028 МГц (с). ––●–– – суммарная волна; – – ● – – – падающая волна; ––o–– – коэффициент отражения.

Fig. 2. Distributions of field and the module of reflection coefficient on resonators PS on frequencies of 3877 MHz (a), 3982 MHz (b), 4028 MHz (c)

III. Заключение

Экспериментальными исследованиями распределения полей на частотах вынужденных колебаний полосы согласования ПС с выводами энергии установлен практически периодический характер распределения суммарного и падающего полей.

Установлено, что искажение продольного распределения поля (суммарного и особенно набега фазы на период и коэффициента отражения) ПС происходит на частотах вынужденных колебаний, отличных от собственных частот. Таким образом, основным фактором нарушения периодического характера поля согласованных систем с выводами энергии является отличие формы вынужденных колебаний от формы собственной волны [3].

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К.

IV. References

[1] Nakrap I.A., Savin A.N., Sharaevsky Yu.P. Forced and own waves of coupled cavity periodic structure. 2004 14th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2004). Sevastopol, 2004, pp. 197-198.
[2] Fano R.M. Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedance. Journal of the Franklin Institute, Vol. 249, pp. 57-84 and 139-154 (January-February 1950).
[3] Mandelshtam L.I. Lekcii po teorii kolebany. M.: Nauka, 1972.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE COMB-TYPE SLOW WAVE STRUCTURE IN A WAVEGUIDE WITH VARIABLE CROSS-SECTION PLATES

Nakrap I. A., Savin A. N.
Saratov State University
155, Moskovskaya Street, Saratov, 410012, Russian Federation
Ph.: +79276269677, e-mail: savinan@info.sgu.ru

Abstract — The results of the theoretical study of the dispersion characteristics of the slow wave system type comb in a waveguide with variable cross-section plates with a given law of the characteristic impedance change by the method of multiwire lines are presented. The estimation of the method and limits its applicability by comparison with the results of physical experiments are conducted.

ЗАМЕДЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА ТИПА ГРЕБЕНКА В ВОЛНОВОДЕ С ПЕРЕМЕННЫМ ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ ПЛАСТИН

Накрап И. А., Савин А. Н.
Саратовский государственный университет
ул. Московская, 155, Саратов, 410012, Россия
тел.: +79276269677; e-mail: savinan@info.sgu.ru

Аннотация — Представлены результаты теоретического исследования дисперсионной характеристики замедляющей системы типа гребенки в волноводе с переменным поперечным сечением пластин с заданным законом изменения волнового сопротивления методом многопроводных линий. Проведена оценка точности метода и границ его применимости путём сравнения с результатами физического эксперимента.

I. Введение

Замедляющая система типа «гребенка в волноводе» широко применяется в ЛОВ повышенной мощности миллиметрового диапазона длин волн, магнетронах, фильтрах, а также в приборах, работающих на высших типах колебаний – оротронах, умножителях частоты и др.

Особый интерес к этой системе обусловлен также необходимостью освоения субмиллиметрового диапазона длин волн. Кроме того, в данной системе пластинчатого типа с целью повышения эффективности взаимодействия могут быть использованы широкие ленточные пучки.

Исследованию основных электродинамических характеристик замедляющей системы (ЗС) типа гребенки в волноводе посвящено большое количество работ, использующих как приближенные методы расчета [1], так и универсальные трехмерные методы численного интегрирования уравнений Максвелла [2]. Тем не менее, оптимизация волноведущей системы со сложными граничными условиями и последующая оптимизация процесса взаимодействия с электронным пучком сохраняют актуальность. Задача усложняется также необходимостью синтеза формы и размеров системы с целью повышения сопротивления связи, расширения полосы пропускания и управления ее дисперсией.

Многие из названных проблем для ЗС типа гребенки в волноводе могут быть решены, если в качестве структурных элементов гребенки применить пластины переменной ширины – отрезки неоднородных линий передачи (НЛП). В этом случае характеристическое сопротивление эквивалентной многопроводной линии будет функцией пространственной координаты. Подобный прием был успешно применен в известных работах при изменении волнового сопротивления элементов гребенки по гиперболическому, параболическому или экспоненциальному законам, например, в [3].

Целью работы является теоретическое исследование приближенным методом многопроводных линий дисперсионной характеристики (ДХ) гребенки в волноводе с переменным поперечным сечением пластин с заданным законом изменения волнового сопротивления с оценкой точности метода и границ его применимости путём проведения физического эксперимента.

II. Основная часть

Поперечное и продольное сечения ЗС типа гребенки в волноводе с переменным поперечным сечением пластин (а) и её эквивалентное представление в виде многопроводной линии (б) приведены на рис. 1.

Теоретическое исследование ДХ исследуемой ЗС проводилось, как и в работе [3], методом многопроводных линий. При этом предполагалось, что в однородной области II (рис. 1) существует поле только ТЕМ типа. Высшие типы волн, возбуждающиеся вследствие краевых эффектов в линии конечной длины и поле в неоднородной области, учитываются при расчете эквивалентными сосредоточенными элементами. В точке $y = 0$ линия нагружена на проводимость, образуемую емкостью между концом линии и стенкой волновода, в точке $y = l$ линия короткозамкнута.

Изменение волнового сопротивления по высоте пластин ЗС задавалось по гиперболическому закону:

$$\rho(y,\varphi) = \rho(0,\varphi)\cdot(1 - S\cdot y/l)^{-2}, \qquad (1)$$

где l – высота пластины;

S – параметр, определяющий величину изменения волнового сопротивления.

Дисперсионное уравнение находится из условия равенства входной проводимости короткозамкнутого отрезка НЛП $Y(0,\varphi)$ и краевой емкостной проводимости промежутка между концом пластины и экраном, определяемой соответствующей емкостью $C_{\text{н}}(\varphi)$:

$$Y(0,\varphi) = i\omega C_{\text{н}}(\varphi). \qquad (2)$$

Тогда дисперсионное уравнение имеет вид:

$$\frac{1}{kl\tan(kl)} - \frac{S}{(kl)^2} = \frac{\hat{C}_{\text{н}}(\varphi)}{\hat{Y}(0,\varphi)}, \qquad (3)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

где $\hat{Y}(0,\varphi) = Y(0,\varphi)\sqrt{\mu/\varepsilon}$ и $\hat{C}_{\text{н}}(\varphi) = \frac{C_{\text{н}}(\varphi)}{\varepsilon l}$ – безразмерные проводимость и емкость;

ε и μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости среды;

$k = 2\pi/\lambda$ – волновое число;

λ – длина волны в свободном пространстве.

Величины $Y(0,\varphi)$ и $C_{\text{н}}(\varphi)$ вычислялись по методике [1] и формулам, приведенным в работе [4].

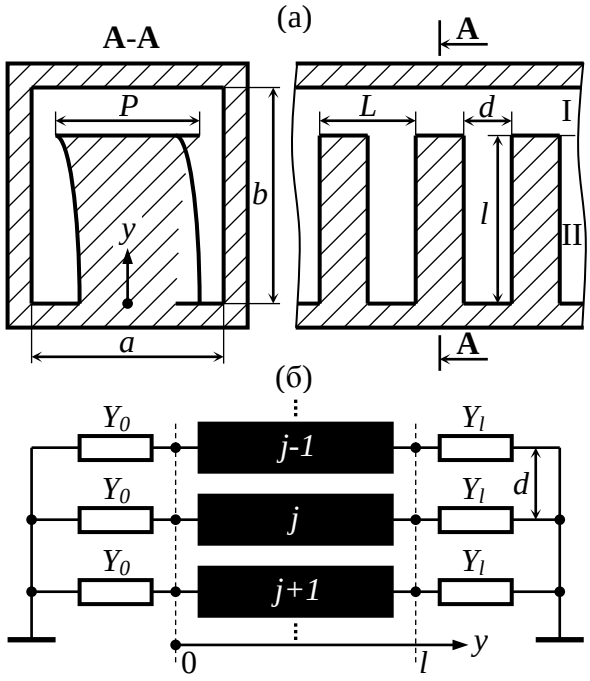


Рис. 1. Гребенка с переменным поперечным сечением пластин (а) и её эквивалентное представление в виде многопроводной линии (б).

Fig. 1. Comb with a variable cross-section plates (a) and its equivalent representation in the form of a multiwire line (b)

Результаты расчета ДХ ЗС с волновым сопротивлением, изменяющимся по закону (1), при различных величинах параметра S (формы пластин) и неизменных остальных размерах даны на рис. 2. Увеличение параметра S приводит к росту замедления волны и значительному расширению полосы пропускания по сравнению с однородной ЗС ($S = 0$). Так, при $S = 0.7$ полоса нерегулярной ЗС расширяется на 84 %.

Таким образом, нерегулярный профиль поперечного сечения пластин гребенки в случае широких ленточных пучков позволяет эффективно управлять характеристиками ЗС без изменения пространства взаимодействия.

С целью оценки точности метода расчета и границы его применимости были проведены измерения ДХ однородной и нерегулярных ЗС.

Экспериментальная апробация результатов расчета выполнялась на макетах десятисантиметрового диапазона длин волн, замкнутых по плоскостям симметрии, проходящим через середину зазора. Измерения ДХ проводились методом малых резонансных возмущений с определением номера вида колебаний по продольному распределению поля.

Однородная ЗС имела следующие размеры: $P = 62$ мм, $l = 30.3$ мм, $d = 5.1$ мм, $L = 10.1$ мм, $a = 78$ мм, $b = 51.6$ мм.

Экспериментальные ДХ однородной ЗС ($S = 0$) и одного из вариантов нерегулярной с $S = 0.2$ приведены на рис. 2. Из сравнения результатов расчета и экспериментальных данных для однородной ЗС следует, что максимальная погрешность расчета ДХ равна 3% при фиксированном замедлении и 13% при фиксированной длине волны.

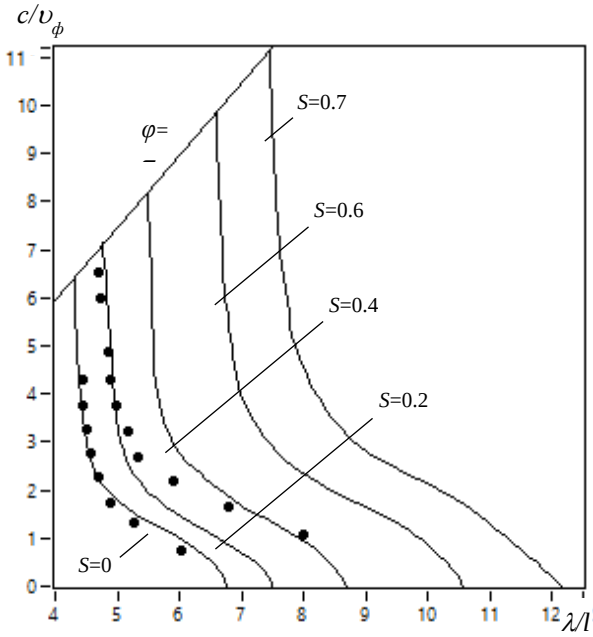


Рис. 2. Дисперсионные характеристики гребенки с переменным поперечным сечением пластин. ———— – расчётные, –●– – экспериментальные.

Fig. 2. Dispersion characteristics of the comb with variable cross-section plates

В случае нерегулярной ЗС при больших сдвигах фаз на период ЗС имеет место удовлетворительное совпадение расчетной и экспериментальной характеристик. При малых сдвигах фаз погрешность расчета ДХ возрастает и составляет 24% в области сдвига фаз $0.1 \div 0.2\,\pi$ при фиксированном замедлении и 35% при фиксированной длине волны.

III. Заключение

Экспериментальными исследованиями ДХ нерегулярной ЗС типа гребенка установлена приемлемая точность их расчета методом многопроводных линий в основной части полосы пропускания.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К.

IV. References

[1] Silin R.A., Sazonov V.P. Zamedlyayuschie sistemy. Moskva, Sov. Radio, 1966. 632 s.

[2] High Frequency Structure Simulator (HFSS). ANSYS Inc., Pittsburg, PA, USA. http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electronics/Signal+Integrity/ANSYS+HFSS

[3] Markov S.E., Soshnikova T.V. Issledovanie shtyrevoy zamedlyayuschey systemy typa “grebenka s peremennym poperechym secheniem shtyrey” // Elektronnaya tehnika. Ser. 1. Elektronika SVCH. 1974. Vyp. 7. S. 99-102.

[4] Beluga I.Sh. K raschetu poley poperechnyh elektromagnitnyh voln v shtyrevyh zamedlyayuschih systemah // Izv. vuzov. Radiofizika. 1959. T.2. N 1. S. 84-93.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

FOCUSING OF RADIATION OF A TERAHERTZ LASER BASED ON A CIRCULAR METAL WAVEGUIDE

Gurin O. V., Degtyarev A. V., Maslov V. A., Topkov A. N.
V.Karazin Kharkov National University, Department of the Quantum Radiophysics
Svobody Sq. 4, Kharkiv, 61022, Ukraine
Tel. +38 (057) 7075157, e-mail: v.a.maslov@mail.ru

Abstract — Theoretically on the basis of the vector theory of Rayleigh-Sommerfeld using terahertz radiation waveguide laser (λ = 0,4326 mm) investigated the physical characteristics moderate to sharp focusing of laser beams of radiation modes excited circular hollow metallic waveguide with different spatial polarization field.

ФОКУСИРОВКА ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕРАГЕРЦЕВОГО ЛАЗЕРА НА ОСНОВЕ КРУГЛОГО МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА

Гурин О. В., Дегтярев А. В., Маслов В. А., Топков А. Н.
Харьковский национальный университет имени В. Н. Каразина, кафедра квантовой радиофизики
пл. Свободы, 4, Харьков, 61022, Украина
тел.: +38 (057) 7075157 e-mail: v.a.maslov@mail.ru

Аннотация — Теоретически на основе векторной теории Рэлея-Зоммерфельда с использованием излучения волноводного терагерцевого лазера (λ = 0,4326 мм) проведено исследование физических особенностей умеренной и острой фокусировки лазерных пучков излучения, возбуждаемых модами круглого полого металлического волновода с различной пространственной поляризацией поля.

I. Введение

В последнее время всё большее внимание исследователей привлекают лазерные пучки с пространственно-неоднородным состоянием поляризации излучения. Для более детального изучения возможностей их применений в терагерцевом диапазоне необходимо провести исследование физических особенностей умеренной и острой фокусировки лазерных пучков излучения при различных состояниях поляризации излучения.

II. Теоретические соотношения

Рассмотрим особенности структуры полей TE_{0n}, TM_{0n} и TE_{1n} мод терагерцевого лазера на основе круглого металлического волноводного резонатора в области фокальной плоскости линзы при различных видах пространственной поляризации мод.

Применим к компонентам вектора напряженности электрического поля, найденным после фазовой коррекции, интегральные преобразования Рэлея-Зоммерфельда [1], получим аналитические выражения для поперечных и продольной компонент поля TM_{0n} мод на расстоянии z_2 от линзы:

$$E_x(\tau,\Theta,z_2)=\frac{-z_1z_2(ik\gamma-1)}{\gamma^3}e^{ik\gamma}A_{0n}\cos\Theta\times$$
$$\times\int_0^{a_l}\int_0^{a}\frac{(ikr-1)}{r^3}J_1\left(\chi_{0n}\frac{\rho_0}{a}\right)\exp\left(ik\frac{\rho_0^2}{2r}\right)J_1\left(\frac{k\rho_0\rho}{r}\right)\times$$
$$\times\exp\left(ik\frac{\rho^2}{2\gamma}\right)J_1\left(\frac{k\tau\rho}{\gamma}\right)T(\rho)\rho_0 d\rho\rho d\rho,$$

$$E_y(\tau,\Theta,z_2)=\frac{-z_1z_2(ik\gamma-1)}{\gamma^3}e^{ik\gamma}A_{0n}\sin\Theta\times$$
$$\times\int_0^{a_l}\int_0^{a}\frac{(ikr-1)}{r^3}J_1\left(\chi_{0n}\frac{\rho_0}{a}\right)\exp\left(ik\frac{\rho_0^2}{2r}\right)J_1\left(\frac{k\rho_0\rho}{r}\right)\times$$
$$\times\exp\left(ik\frac{\rho^2}{2\gamma}\right)J_1\left(\frac{k\tau\rho}{\gamma}\right)T(\rho)\rho_0 d\rho\rho d\rho,$$

$$E_z(\tau,\Theta,z_2)=\frac{(ik\gamma-1)}{\gamma^3}e^{ik\gamma}A_{0n}\int_0^{a_l}\int_0^{a}\frac{(ikr-1)}{r^3}J_1\left(\chi_{0n}\frac{\rho_0}{a}\right)\exp\left(ik\frac{\rho_0^2}{2r}\right)\times$$
$$\times J_1\left(\frac{k\rho_0\rho}{r}\right)\exp\left(ik\frac{\rho^2}{2\gamma}\right)\left[\tau J_1\left(\frac{k\tau\rho}{\gamma}\right)-i\rho J_0\left(\frac{k\tau\rho}{r}\right)\right]T(\rho)\rho_0 d\rho_0\rho d\rho,$$

где χ_{0n} – n-й корень уравнения $J_0(\chi)=0$, A_0 – нормирующий множитель, $k=2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны, ρ_0, φ_0 – цилиндрические координаты в области задания исходного поля и ρ, φ, z – полярные координаты в плоскости наблюдения, τ,Θ,z_2 – цилиндрические координаты в плоскости наблюдения за линзой, $r=\sqrt{\rho^2+z^2}$, $\gamma=\sqrt{\tau^2+z_2^2}$.

Аналогично с использованием преобразования Рэлея-Зоммерфельда получены аналитические выражения для всех компонент полей TE_{0n} и TE_{1n} мод в фокальной области линзы.

III. Результаты расчетов и их анализ

Используя полученные выражения были изучены поперечные распределения суммарной интенсивности поля и его отдельных компонент исходных резонаторных мод в области минимального размера сфокусированных пучков излучения. Фокусное расстояние линзы и её диаметр выбирались соответствующими условиям умеренной (числовая апертура ($NA \le 0{,}7$) и острой ($NA = 1$) фокусировок.

Расстояние от выходного зеркала терагерцевой ячейки до линзы выбиралось из условия практически неограниченного пучка L_1 = 640 мм. Диаметр круглого металлического волновода составил 19,92 мм.

На рис. 1 – 3 приведены распределения интенсивности сфокусированного поля для мод с различной пространственной поляризацией – симметричных азимутально поляризованной TE_{01q} и радиально поляризованной TM_{01q} мод а также несимметричной TE_{11q} моды поляризация которой близка к линейной.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

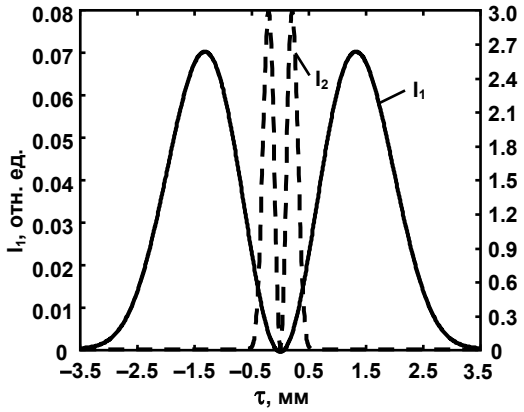


Рис. 1. Расчетные поперечные распределения суммарной интенсивности поля TE_{01q} моды при умеренной I_1 и острой I_2 фокусировке.

Fig. 1. The calculated transverse distributions of the total field intensity for TE_{01q} mode at moderate I_1 and sharp I_2 focusing

Отметим некоторые характерные особенности. В области минимального размера сфокусированных пучков излучения TE_{01q} мода сохраняет кольцеобразный вид (рис. 1) как при умеренной так и при острой фокусировках.

Для моды TM_{01q} при острой фокусировке в распределении поля наблюдается значительный рост осевой интенсивности, который отсутствует при умеренной фокусировке. Это объясняется тем, что продольная компонента TM_{01q} моды имеет максимум

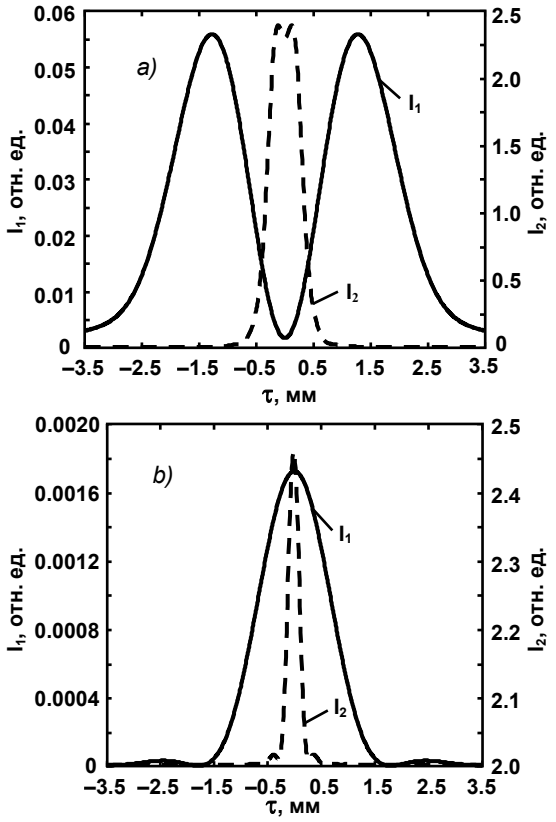


Рис. 2. Расчетные поперечные распределения суммарной интенсивности поля TM_{01q} моды (a) и интенсивности поля ее продольной компоненты (b) при умеренной I_1 и острой I_2 фокусировке.

Fig. 2. The calculated transverse field distributions of the total intensity for TM_{01q} mode (a) and the field intensity of the longitudinal component (b) at a moderate I_1 and sharp I_2 focusing

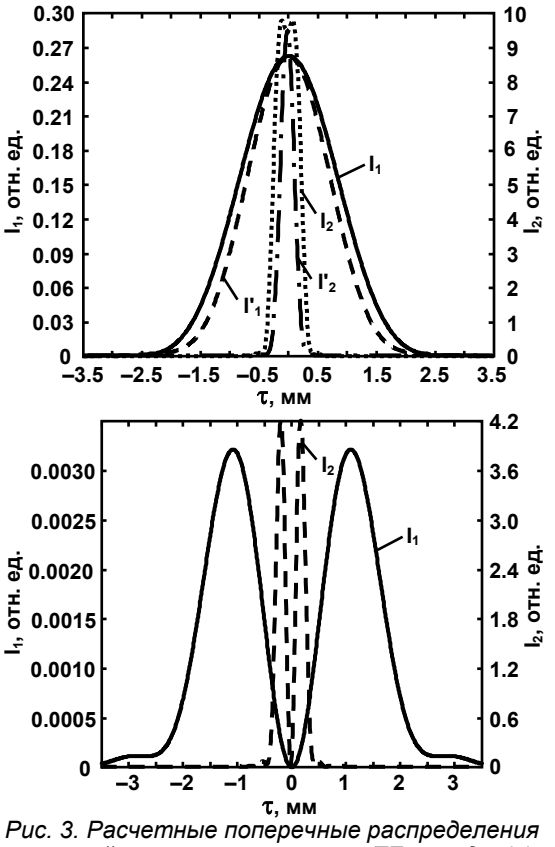


Рис. 3. Расчетные поперечные распределения суммарной интенсивности поля TE_{11q} моды (a) и интенсивности поля ее продольной компоненты (b) при умеренной I_1 и острой I_2 фокусировке.

Fig. 3. The calculated transverse field distributions of the total intensity for TE_{11q} mode (a) and the field intensity of the longitudinal component (b) at a moderate I_1 and sharp I_2 focusing

поля на оси пучка (рис. 2,б). При этом, если при NA = 0,19 ее величина составляет ~0,0018, то при NA = 1 она возрастает до 2,2.

Существенный рост интенсивности (с 0,003 при NA = 0,19 до 4,2 при NA = 1) продольной компоненты наблюдается для несимметричной TE_{11q} моды. Однако форма поперечного распределения суммарной интенсивности поля этой моды изменяется несущественно и максимум распределения находиться на оси. Лишь при острой фокусировке появляется незначительный провал в центре (рис. 3 а).

IV. Заключение

В работе теоретически исследованы физические особенности умеренной и острой фокусировки в свободном пространстве лазерных пучков терагерцевого излучения, возбуждаемых модами круглого полого металлического волновода с различной пространственной поляризацией поля.

Показано, что в фокальной области линзы в случае острой фокусировки исходной радиально поляризованной TM_{01q} моды для пучка излучения наблюдается значительный рост его осевой интенсивности, обусловленный резким возрастанием в этом случае продольной компоненты поля.

V. References

[1] Luneburg R. K. *Mathematical theory of optics* / R. K. Luneburg. – University of California Press, Berkeley, Calif., 1996. 448 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CAVITIES CLUSTERS FOR WIDEBAND MULTIBEAM KLYSTRONS

Galdetskiy A. V., Morozova V. A.
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
2a, Vokzalnaya Str., Fryazino, Moscow region, 141190, Russia
Phone: +7(495) 465-86-20, e-mail: galdetskiy@mail.ru

Abstract — The possibility of bandwidth increasing of multibeam klystron up to 5% by the use of cluster cavities. The new design of double-gap cluster cavity is proposed which provides further increase of R/Q bandwidth of the tube.

КЛАСТЕРЫ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ

Галдецкий А. В., Морозова В. А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
ул. Вокзальная, 2а, Фрязино, Московской обл., 141190, Россия
тел.: +7(495) 465-8620, e-mail: galdetskiy@mail.ru

Аннотация — Рассмотрена возможность расширения полосы частот клистрона до 5% за счет использования кластерных резонаторов. Предложена новая конструкция кластера двухзазорных резонаторов, позволяющая дальнейшее увеличение характеристического импеданса и полосы частот.

I. Введение

Основные параметры клистрона: полоса частот, усиление, массогабариты существенно зависят от характеристического импеданса его резонаторов ρ (в зарубежной литературе R/Q). Этот параметр определяется только геометрией резонатора и всегда имеется его дефицит, особенно в широкополосных клистронах в высокочастотных диапазонах. Для увеличения ρ обычно используют многозазорные резонаторы (в том числе в клистронах с распределенным взаимодействием) [1]. Однако некоторая «сверхразмерность» таких резонаторов часто приводит к плотному спектру собственных колебаний и требует дополнительных усилий для обеспечения стабильной работы и плоской АЧХ клистрона. Другой путь увеличения ρ состоит в использовании кластера из близко расположенных независимых резонаторов (Рис. 1) [2, 3]. Такой подход продемонстрировал достижение полосы частот клистрона до 20%.

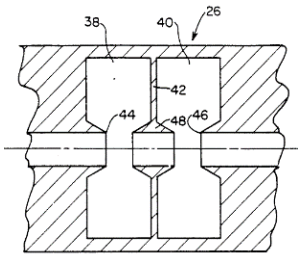


Рис. 1. Однолучевой однозазорный кластерный резонатор [2].

Fig. 1. Single-gap single-beam cluster caviy [2]

II. Клистрон с кластерами однозазорных резонаторов

Для анализа эффекта от использования резонаторного кластера сравним параметры традиционного клистрона X-диапазона с 5 лучами, 5 резонаторами (ток 11.2 А, напряжение 23 кВ, расстояние между центрами резонаторов 23 мм, рабочие зазоры 1.8 мм, диаметр канала 2.7 мм) и аналогичной конструкции, в которой 2-4 резонаторы заменены на кластеры из двух однозазорных резонаторов (Рис. 2).

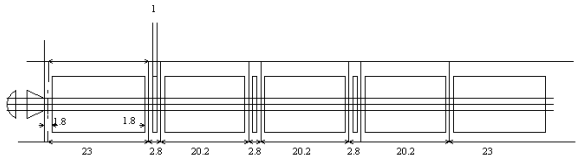


Рис. 2. Схема клистрона с тремя промежуточными кластерными резонаторами.

Fig. 2. Circuit of klystron with three intermediate cavities in the form of clusters of two single-gap cavities

Сравнение АЧХ выходной мощности прототипа и кластерного клистрона показано на Рис. 3.

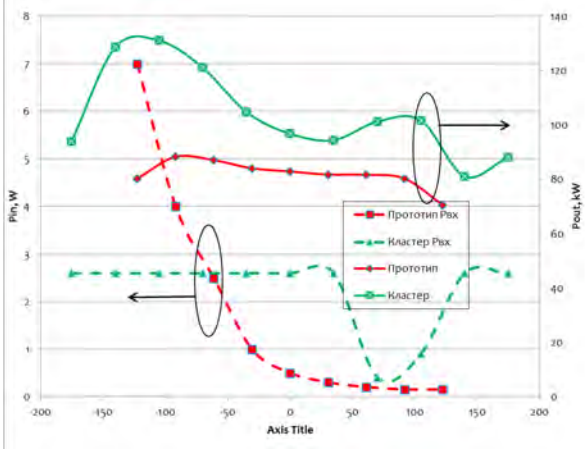


Рис. 3. АЧХ выходной и входной мощности прототипа и кластерного клистрона.

Fig. 3. Frequency response of output and input power for prototype and klystron with cluster cavities

Очевидно, что использование кластеров однозазорных резонаторов позволяет значительно расширить полосу частот и поднять кпд и выходную мощность лампы без увеличения ее массогабаритных параметров. Кроме того значительно уменьшается перепад входной мощности в полосе частот.

III. Кластер двухзазорных резонаторов

Мы рассмотрели новую конструкцию многозазорного кластерного резонатора для мощных многолу-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

чевых клистронов, который сочетает преимущества многозазорных и кластерных резонаторов (Рис. 4).

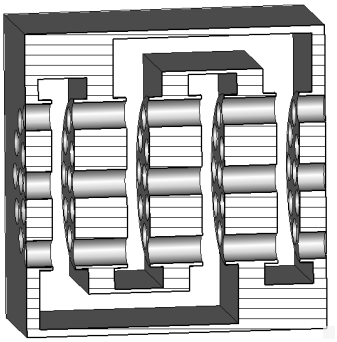


Рис. 4. 19-лучевой двухзазорный кластерный резонатор.

Fig. 4. 19-beam double-gap cluster cavity

Такой подход основан на том факте, что при большом числе лучей увеличенная емкость рабочего зазора приводит к значительному уменьшению высоты резонатора, что позволяет «вставить» два двухзазорных резонатора друг в друга.

В данной конструкции соседние зазоры работают при сдвиге фаз π (вместо 2π в обычном многозазорном резонаторе), так что длина кластера лишь ненамного превышает длину традиционного двухзазорного резонатора. Длина и характеристический импеданс ρ (усредненный по всем лучам) для различных типов 19-лучевых резонаторов с резонансной частотой 5 ГГц сравниваются в таблице:

	1 зазор	2-зазорный	Кластер 2x1 зазор	Кластер 2x2 зазора	4-зазорный
$\rho_{сред}$, Ом	28	52	56	104	108
Длина, мм	6.5	26.5	16	36.5	66.5

Импеданс ρ двухзазорного кластера в 4 раза выше чем импеданс однозазорного резонатора.

Спектр частот кластера двухзазорных резонаторов заметно реже чем спектр четырехзазорного резонатора, работающего на 2π виде (Рис. 5):

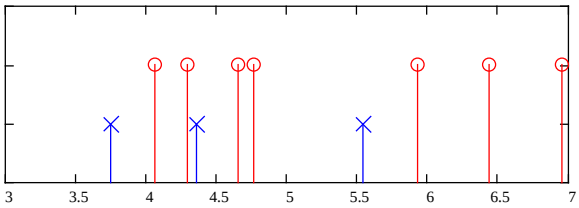


Рис. 5. Спектры резонансных частот четырехзазорного резонатора (o) и кластера двухзазорных резонаторов (x).

Fig. 5. Spectra of eigenmodes frequencies of 4-gap cavity (o) and cluster of 2-gap cavities (x)

IV. Заключение

Предложенная новая конструкция двухзазорного кластерного резонатора позволяет значительно поднять импеданс резонатора ρ (и, следовательно, полосу частот клистрона) без увеличения длины лампы и при сохранении разреженного спектра и уменьшенной опасности самовозбуждения лампы. Моделирование клистрона с кластерными резонаторами показало возможность достижения полосы до 5%.

V. References

[1] *M. Chodorow, T. Wessel-Berg, "A high-efficiency klystron with distributed interaction," Electron Devices, IRE Transactions on, vol. 8, no. 1, pp. 44-55, 1961*

[2] R. S. Symons, "Broadband klystron cavity arrangement", Patent US 4800322,to Litton Systems Inc., 1989

[3] А. С. Догадин, И. Ш. Белуга, В. А. Морозова, А. С. Победоносцев, В. И. Пугнин, С. А. Румянцев, А. Н. Юнаков, «Оптимизация в полосе частот мощного многолучевого клистрона со сдвоенными несвязанными резонаторами (кластерами)" 14-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. 13-17сентября 2004г. с. 191-192.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CONVERSION OF TM-WAVES ON STRIP DIAPHRAGMS

Shcherbak V. V.
Usikov Institute of Radiophysics and Electronics NASU
12, Ak. Proskury st., Kharkiv, 61085, Ukraine
Ph.: (057) 7199159, e-mail: shcherbak@ire.kharkov.ua

Abstract — Optimization problem for efficient transmission of energy *TEM*–wave of the planar waveguide in the higher wave $TM_{n,o}$ on the cascade of strip diaphragms is solved. Or such problem is strictly solved for coupling between two different waves $TM_{n,o}$.

КОНВЕРСИЯ *TM*-ВОЛН НА ЛЕНТОЧНЫХ ДИАФРАГМАХ

Щербак В. В.
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина
Тел: 057-7199159, E-mail: shcherbak@ire.kharkov.ua

Аннотация — Решена проблема эффективной передачи энергии между двумя разными волнами TM_n на каскаде ленточных диафрагм. Также оптимизирована эффективная передача энергии волны *TEM* плоского волновода в одну из волн $TM_{n,o}$.

I. Введение

В радиофизике актуальна проблема преобразователей волн с высоким КПД передачи энергии возбуждающей волны в энергию только одной из возбужденных волн. Известные разработки таких устройств ([1] и др.) относились к $TE_{n,}$–волнам. В то же время существуют применения (включая электронику), требующие создания аналогичных устройств с *H*–волнами, включая *TEM*. При решении этой проблемы мы столкнулись с трудностями обеспечения широкополосности рассмотренных устройств.

II. Решение задач дифракции

Рассмотрим структуры для нужных нам трансформаций волн плоского волновода. Например, для конверсии 1⇒3 волн *TM* служит структура **рис. 1.** Начнем с более сложной задачи о конверсии 1⇒11. Импеданс стенок волновода -нулевой. Т.е. в отличие от ситуации [1] предполагаем наличие в полях нулевой (*TEM*) волны. Так что далее рассмотрим и ситуацию 1⇒0. Обозначив $g_n = n+s$ и $\gamma_n = \sqrt{\kappa^2 - g_n^2}$, ищем поля при $r_k = r1\hat{}r2$ в виде рядов Фурье (1) **:**

$$\Pi_k = \sum_n \{C_n^k \exp[i\gamma_n(Z_{k-1} - z)] - D_n^k \exp[i\gamma_n(z - Z_k]\}\exp[ig_n x]$$

Π_k - это компонента H_y, перпендикулярная плоскости чертежа. Здесь $\kappa = 2a/\lambda$ –безразмерное волновое число ($a=\pi$); λ –длина волны; $e_n^k = exp(2i\gamma_n r_k \pi/a)$;

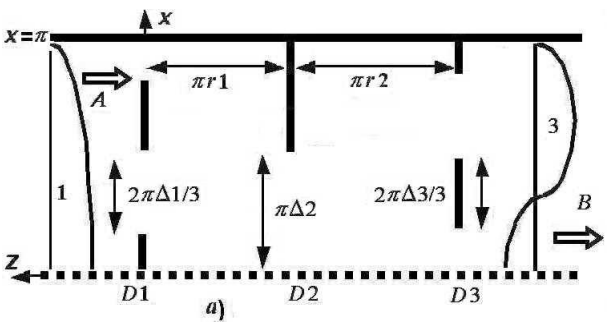


Рис. 1. Конвертор 1⇒3 (верхняя x>0 часть)

Fig. 1. Converter 1⇒3 *(upper x>0 half)*

$$(C + De)_n^k = (Ce + De)_n^{k-1};\ \ C, D_n^k = \pm C, D_{n-2S}^k \text{ ; (2)}$$

Сшивая поля на границах *z*=0, -*r*1,-*r*1-r2 и используя метод матричных операторов [2], получим для расчета искомых амплитуд *C,D* бесконечную СЛАУ

$$\begin{aligned} C_m^2 &= (\delta_m^p \pm \delta_m^{-p-2s})T_{m\leftarrow p}^1 + \sum_n R_{m\leftarrow n}^1 D_n^2 e_n^1; \\ D_m^2 &= \sum_n (R_{m\leftarrow n}^2 C_n^2 e_n^1 + T_{m\leftarrow n}^2 D_n^3 e_n^2); \\ C_m^3 &= \sum_n (R_{m\leftarrow n}^2 D_n^3 e_n^2 + T_{m\leftarrow n}^2 C_n^2 e_n^1);\ \ D_m^3 = \sum_n R_{m\leftarrow n}^3 C_n^2 e_n^2. \end{aligned} \quad (3)$$

с экспонентной сходимостью и похожие прямые равенства для расчета амплитуд $A_m = D_m^1$ и $B_m = C_m^4$ отраженных и прошедших волн для каскада в целом *(p≥0 –номер дифрагирующей волны). Коэффициенты* $\delta_m^n + R_{m\leftrightarrow n}^k = T_{m\leftrightarrow n}^k$ *рассеяния на любой из диафрагм находим из эффективных алгоритмов* [3].

III. Конверсия высших волн

В каскаде рис. 1 диафрагмы *D*1 и *D*3 не связывают волны TM_1 и TM_3 (эпюры “1” и “3”). Они хорошо пропускают одну из них. Смеситель *D*2 связывает эти волны. Так что возможен выбор параметров Δ*k* и дистанций *r*1,*r*2, обеспечивающих в двухмодовом диапазоне 1<*κ*<2 максимальную передачу энергии волны TM_3 вправо (при возбуждении каскада волной TM_1 слева). Для конверсии 1⇒11 имеем аналогичное нужное нам взаимодействие волн, используя вместо этих диафрагм с числом периодов 3,1 и 3 на сечении *x*=-$\pi \div \pi$ волновода диафрагмы с числом периодов 12, 6 и 12. Это приводит к данным расчета Рис. 2.

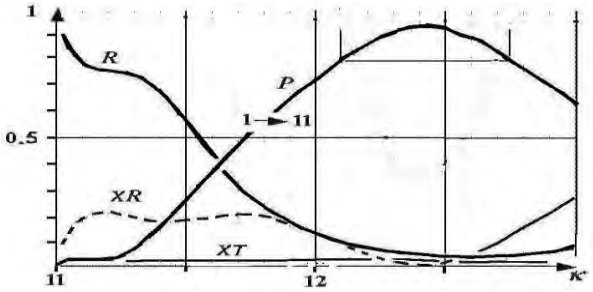


Рис. 2. *Данные конверсии* 1⇒11.

Fig. 2. *Data conversion* 1⇒11.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Т. е. в полосе 12.1<*к*<12.75 имеем КПД конверсии *P*>≥80% для r_k=0.094, 0.194 и аналогов величин Δ*k*=0.88, 0.5, 0.32. Резонансные минимумы кривой *R* отражения волны TM_1 служат указателем к поиску интересующего нас максимума *P* Комплексные частоты собственных колебаний и соответствующие им значения безразмерного волнового числа *к* вычисляем из уравнения det[СЛАУ(3)]=0. Их реальные части (указаны стрелками ↑ на рис. 6) также репер для поиска оптимума конверсии. В силу теоремы взаимности данные для конверсии $TM_1 \Rightarrow TM_{11}$ совпадают с данными $TM_{11} \Rightarrow TM_1$ при падении волны TM_{11} справа.

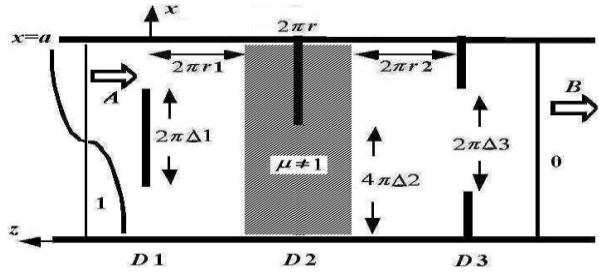


Рис. 3. Конверсия 1⇒0 с одномодовым выходом.

Fig. 3. Conversion 1⇒0 with single-mode exit

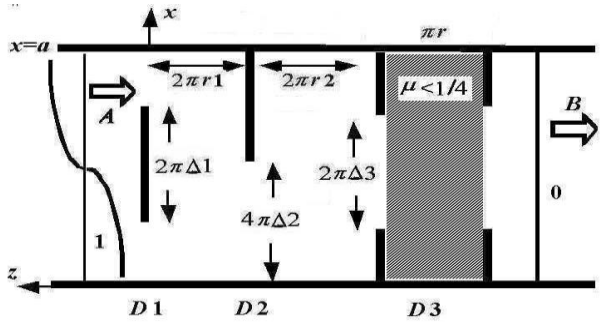


Рис. 4. Конверсия 1⇒0 с одномодовым выходом.

Fig. 4. Conversion 1⇒0 with single-mode exit

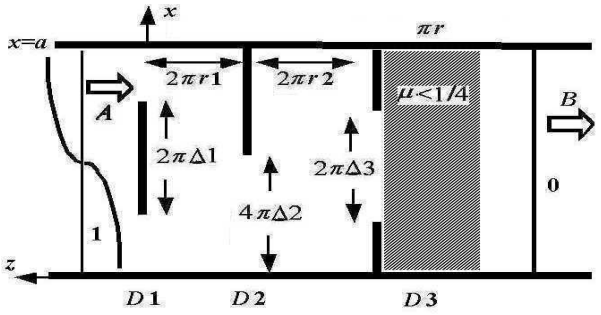


Рис. 5. Конвертор 1⇒0 с одномодовым выходом.

Fig. 5. Converter 1⇒0 with single-mode exit

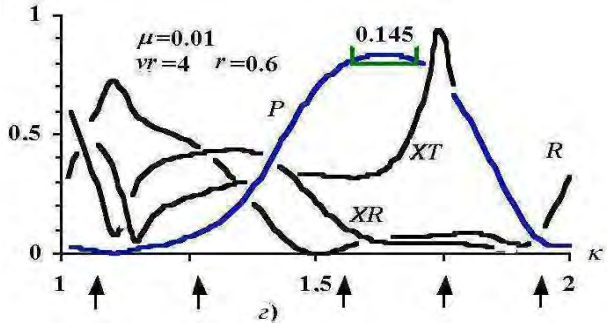


Рис. 6. Конверсия 1⇒0 с одномодовым выходом.

Fig. 6. Conversion 1⇒0 with single-mode exit

IV. Модификация конструкций

Перейдем к анализу конверсии в волну *TEM*. Сравнение с работой [1] свидетельствует о худших результатах по широкополосности или КПД для конверсии *H*-волн, особенно для *TEM*. Т.е. возникли трудности обеспечения плосковершинной и отсюда широкополосной) АЧХ конверторов. Нужна модификация устройств для преодоления этой трудности. Одна из конструкций рис. 3 служит для более интенсивного взаимодействие волн *TEM* и TM_1 на смесителе *D*2. Другая идея –модифицирование фильтра *D*3, задерживающего волну TM_1 (рис.4.). Выполним его в виде двойной диафрагмы со слоем среды с оптической плотностью меньшей единицы, достаточной для запредельности в ней TM_1–волны и отсюда к снижению ее прохождения через узел *D*3. В обоих модификациях используем среду с неединичной магнитной проницаемостью *μ*, с *μ*=2 и *μ*≤1/4. (Алгоритмы [3] дополнили построениями [4]).

Интересен и случай, когда выходной канал конвертора одномодовый при двухмодовом входном. ля этого, например, мы расположим слева от диафрагмы *D*3 полубесконечный слой среды с *μ*≤1/4 Найден оптимум, когда при КПД≥0.9 полоса частот конвертора равна 9%. Если вместо двойной диафрагмы *D*3 с запредельным для TM_1 волны слоем среды (~~рис~~. 5) берем одиночную диафрагму с таким слоем, то имеем данные рис. 6. Осуществимость ситуаций *μ*≤1 следует из леммы [6] о пропорциональном изменении *ε*,*μ*. Более важно то, что полученные для них данные прогнозируют возможность аналогичных достижений при замене участков тракта с *ε*,*μ*≤1 на суженные в два или более раза отрезки волноводов с вакуумом.

V. Выводы

Приобретенный в [1] опыт оптимизации конверторов *TE*–волн в плоском волноводе использован для создания конверторов *TM* волн, более интересных для электроники. Указаны также пути оптимизации взаимодействия *TEM* волны с *TM* волнами, чтоб создать конверторы на основе каскада из разнопериодных решеток в свободном пространстве. Однако, возникли трудности обеспечения широкополосной плосковершинной АЧХ конверторов для *TEM* волны с КПД>90 %. Для их преодоления использованы дополнительные резонансные и селективные элементы в наших структурах.

VI. References

[1] Щербак В.В., Режимы чистого преобразования волн TE_n с высоким номером на каскаде из трех разнопериодных ленточных диафрагм// Радиофизика и электроника, ИРЭ НАНУ, т.13,№ 1, 2008 С. 20-28.

[2] Шестопалов В.П., Щербак В.В., Матричные операторы в задачах дифракции Теор. откр. рез. // Изв.вуз., Радиофизика, Изд-во Горьк. ун-та, 1968, т.11, № 2, С. 296-305.

[3] Щербак В.В., Решение задач дифракции волн на неоднородностях с произвольным числом лент и щелей на периоде // ДАН УССР, сер. А, 12, 1982, С.53-56.

[4] Щербак В.В., Дифракция э.м. волн на двойной равнощелевой диафрагме с магнитодиэлектриком// Радиотехника. Изд-во ХГУ, 1966, .2, С. 18-29.

[5] Вайнштейн Л.А., Электромагнитные волны. – М. **:** Сов. радио, 1957. - 582 с.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

COMPLEX WAVES IN THE CIRCULAR TWO-LAYER WAVEGUIDE PARTIALLY FILLED WITH A METAMATERIAL

Zhukov A. A., Meshcherykov V. A.
Tomsk State University
36, Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russian Federation
Ph.: (3822) 413973, e-mail: gyk@mail.tsu.ru

Abstract — The results of the calculation of the propagation constant E_{01} and H_{01} modes circular two-layer waveguide with metamaterial filling are presented. Complex waves can exist in such waveguide.

КОМПЛЕКСНЫЕ ВОЛНЫ В ДВУХСЛОЙНОМ ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННОМ МЕТАМАТЕРИАЛОМ

Жуков А. А., Мещеряков В. А.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
тел.: (3822) 413973, e-mail: gyk@mail.tsu.ru

Аннотация — Проведено моделирование затухания волн E_{01} и H_{01} в двухслойном запредельном круглом волноводе частично заполненном метаматериалом. Показано, что при определенных параметрах слоев в такой структуре возможно существование комплексных волн.

I. Введение

Запредельные цилиндрические волноводы с радиально ступенчатыми на поперечном сечении неоднородностями обладают рядом особенностей, что позволяет создавать на их основе преобразователи для контроля диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов и сред [1]. При заполнении слоев волновода средами с положительными диэлектрической и магнитной проницаемостями в таких структурах возможно существование комплексных волн в отсутствии потерь в заполняющих средах. Причем комплексными становятся только волны с числами вариации поля по азимутальной координате отличными от нуля (несимметричные волны). Например, комплексными могут быть волны HE_{11} и EH_{11} [2,3], но не волны E_{01} и H_{01}.

В работе показано, что при заполнении одного из слоев двухслойного цилиндрического волновода метаматериалом, т.е. средой с отрицательными диэлектрической и магнитной проницаемостями, постоянные распространения симметричных волн (E_{01} и H_{01}) могут принимать комплексные значения в отсутствии потерь в заполняющих средах.

II. Основная часть

На рис. 1 приведено поперечное сечение круглого двухслойного волновода. Постоянная распространения электромагнитной волны в такой структуре определяется из решения уравнений Максвелла для поставленной граничной задачи [4].

Предполагается, что электромагнитное поле в волноводе описывается функцией вида:

$$E,H \sim \Phi(\rho)\exp[\,j(\omega t + n\varphi + k_0\Gamma z)],$$

где ω – круговая частота; Γ – постоянная распространения, нормированная на волновое число свободного пространства k_0; $j=\sqrt{-1}$ – мнимая единица, z – направление распространения (ось волновода) в цилиндрической системе координат (ρ,φ,z).

В этом случае уравнения Максвелла сводятся к системе к системе обыкновенных дифференциальных уравнений второго порядка относительно продольных составляющих электрического E_z и магнитного полей H_z.

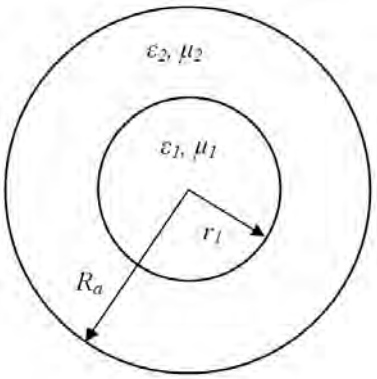


Рис. 1. Круглый двухслойный волновод.
Fig. 1.Two-layer circular waveguide

$$\xi^2\frac{d^2e_z}{d\xi^2}+\xi\frac{de_z}{d\xi}+(\xi^2-n^2)e_z=0,$$

$$\xi^2\frac{d^2h_z}{d\xi^2}+\xi\frac{dh_z}{d\xi}+(\xi^2-n^2)h_z=0,$$

где $\boldsymbol{h}=\rho_0\boldsymbol{H}$ – нормированный вектор магнитного поля; $\boldsymbol{e}=j\boldsymbol{E}$ – нормированный вектор электрического поля; ρ_0=120π(Ом) – волновое сопротивление свободного пространства; ξ=ρχ; $\chi^2=\varepsilon\mu-\Gamma^2$; ρ= k_0r – нормированная радиальная координата; ε, μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости. Поперечные составляющие электромагнитного поля выражаются через продольные составляющие и их производные.

В работе проведено численное решение системы обобщенных волновых уравнений и рассчитаны зависимости постоянной распространения Γ волн E_{01} и H_{01} от изменения геометрических и материальных параметров волновода в запредельной области частот.

На рис. 2 приведены зависимости мнимой (сплошные линии) и действительной (пунктирные линии) частей постоянной распространения Γ волны

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

E_{01} двухслойного волновода от отношения радиусов слоев при различных значениях диэлектрической проницаемости внутреннего слоя. Расчеты проведены для случая $\mu_1=1$, $k_0R_a=0.09$. Кривые 1, 2 рассчитаны для $\mu_2=\varepsilon_2=-1$ и диэлектрической проницаемости ε_1 внутреннего слоя равной 2 и 20 соответственно. Кривые 3, 4 рассчитаны для $\mu_2=\varepsilon_2=1$ и диэлектрической проницаемости ε_1 внутреннего слоя равной 2 и 20 соответственно. Кривые 1.1, 1.2 и 2.1, 2.2 соответствуют действительным частям постоянной распространения рассчитанным для случаев $\mu_2=\varepsilon_2=-1$, $\varepsilon_1=2(1)$, $\varepsilon_1=20(2)$ соответственно. Как видно из рисунка характер зависимости мнимой частей постоянной распространения от отношения радиусов слоев волноводе со слоем метаматериала качественно отличается поведения мнимых частей постоянных распространения в двухслойном волноводе, заполненном диэлектриком. Кроме этого, при определенных значениях отношения радиусов слоев в волноводе со слоем метаматериала постоянная распространения становится комплексной величиной.

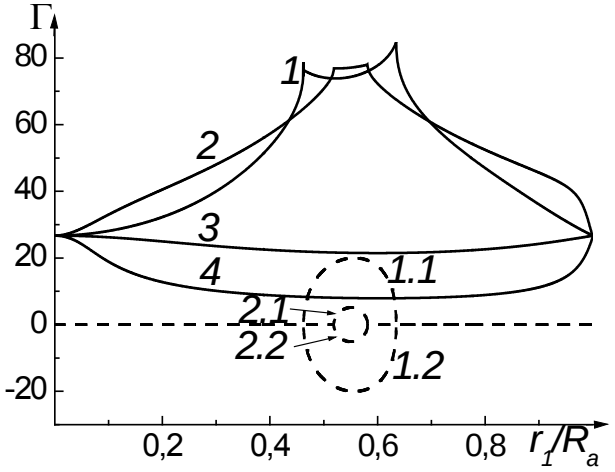


Рис. 2. Зависимости постоянной распространения волны E_{01} в двухслойном волноводе от отношения радиусов и диэлектрической проницаемости внутреннего слоя.

Fig. 2. The propagation constant E_{01} mode as function of relations radiuses layers and the of permittivity ε_1 inner layer

На рис. 3 приведены зависимости мнимой и действительной частей постоянной распространения Г волны H_{01} двухслойного волновода от отношения радиусов слоев для различных значений магнитной проницаемости μ_2 внешнего слоя. Расчеты проведены для случая $\varepsilon_2=2$, $k_0R_a=0.09$. Кривые 1 (пунктирная линия) и 2 (сплошная линия) рассчитаны для случая $\mu_1=\varepsilon_1=-1$ и магнитной проницаемости μ_2 внешнего слоя равной 4 и 20 соответственно. Кривые 3, 4 рассчитаны для $\mu_1=\varepsilon_1=1$ и магнитной проницаемости μ_2 внешнего слоя равной 4 и 20 соответственно. Кривые 1.1, 1.2 и 2.1, 2.2 (пунктирные линии) соответствуют действительным частям постоянной распространения рассчитанным для случаев $\mu_1=\varepsilon_1=-1$, $\varepsilon_2=2$, $\mu_2=4(1)$, $\mu_2=20(2)$ соответственно. Значения Г при $r_1/R_a=0$ и $r_1/R_a=1$ равны затуханию волны в однородно заполненном волноводе с диэлектрической и магнитной проницаемостями заполнения равными μ_2,ε_2 и μ_1,ε_1 соответственно.

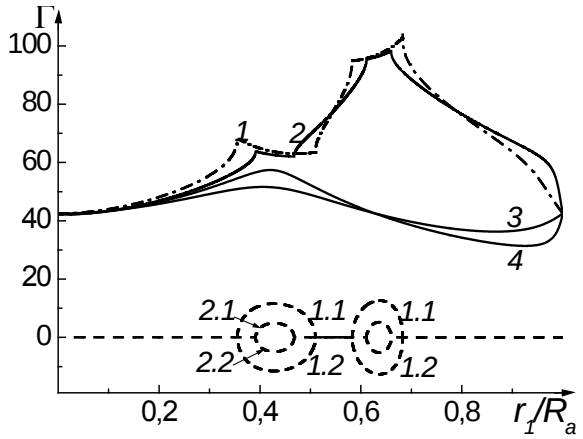


Рис. 3. Рис. 3. Зависимости постоянной распространения волны H_{01} в двухслойном волноводе от отношения радиусов слоев и магнитной проницаемости внешнего слоя.

Fig. 3. The propagation constant H_{01} mode as function of relations radiuses layers and the of magnetic permeability μ_2 of the outer layer

Как видно из рисунка характер зависимости мнимой части постоянной распространения от отношения радиусов слоев волноводе со слоем метаматериала качественно отличается от поведения мнимых частей постоянных распространения в двухслойном волноводе, заполненном средой с положительными значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей. При определенных значениях отношения радиусов слоев в волноводе со слоем метаматериала постоянная распространения волны становится комплексной величиной. Причем при изменении отношения радиусов слоев область комплексных волн появляется дважды, в отличие от волны E_{01}.

III. Заключение

Основываясь на результатах расчетов можно сделать вывод, что в цилиндрическом двухслойном запредельном волноводе, частично заполненном метаматериалом при определенных параметрах заполнения волновода постоянная распространения волны становится комплексной величиной (появляются окна прозрачности). При этом комплексные волны возникают при размещении метаматериала как во внутреннем, так и во внешнем слое двухслойного волновода.

Работа поддержана государственным заданием РФ 2015 г. в сфере научной деятельности.

IV. References

[1] Raevskij A.S., Raevskij S.B. *Kompleksnye volny* [Complex wave]. Moscow, Radiotehnika, 2010. 224 p.

[2] Pollock J.G., Iyer A.K. Below-cutoff propagation in metamaterial lined circularwaveguides, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, vol. 61, No. 9, pp.3169 -3178.

[3] Dunaevskii G.E., Meshcheryakov V.A. , Zhuravlev V.A., Suslyaev V.I., Bashlykov A.K. Special features of electromagnetic wave propagation in a two-layered cylindric waveguide with right- and left-handed media*. Russian Physics Journal,* 2009, Vol. 52, No. 12, pp. 1325-1330.

[4] Red'kin G.A., Meshcheryakov V.A., Zhukov A.A. Natural electromagnetic waves in round inhomogeneous layered waveguides. *Russian Physics Journal,* 2006, Vol. 49, No. 9, pp. 917-922.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

O-TYPE SECTIONALIZED AMPLIFIERS OF SUBMILLIMETER WAVE BAND

Aksenchyk A. V.
Byelarus State University of Informatics and Radioelectronics
P.Brovky str., 6, Minsk-220013, Republic Byelarus
Ph.:017-2938956, e-mail: aksenchik@bsuir.by, kurayev@bsuir.by
Kirinovich I. F.
Minsk state higher radio engineering college,
Independence avenue, 62, Minsk, 220013, Republic Byelarus
kirinovich.irina@yandex.ru

Abstract — The analysis processes of interaction in multisection amplifiers of O-type of various construction is carried out: with a consecutive and parallel arrangement of sections concerning electronic beams. The mathematical model multisection on folded TWT is formulated. Calculations of frequency characteristics TWT of various construction on frequencies 140, 220 and 600 GHz are carried out. The analysis of features and advantages of construction a TWT with consecutive and parallel arrangement of sections concerning electronic beams is carried out. It is shown, that gain of two- or three-section the TWT can reach 25-40 dB in the band of frequencies 0,14-0,6 THz.

СЕКЦИОНИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ О-ТИПА СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Аксенчик А. В.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П.Бровки 6, Минск-220013, Беларусь
тел.:017-2938956, e-mail: aksenchik@bsuir.by, kurayev@bsuir.by
Киринович И. Ф.
Минский государственный высший радиотехнический колледж
пр-т Независимости, 62, г. Минск, 220013, Беларусь
kirinovich.irina@yandex.ru

Аннотация — Проведен анализ процессов взаимодействия в многосекционных усилителях О-типа различных конструкций: с последовательным и параллельным расположением секций относительно электронных лучей. Сформулирована математическая модель многосекционных ЛБВ на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах. Проведены расчеты частотных характеристик ЛБВ различных конструкций на частотах 140, 220 и 600 ГГц. Проведен анализ особенностей и преимуществ конструкций ЛБВ с последовательным и параллельным расположением секций относительно электронных лучей. Показано, что коэффициент усиления двух-, трехсекционных ЛБВ может достигать 25—40 дБ в диапазоне частот 0,14—0,6 ТГц.

I. Введение

Для усиления сигналов субиллиметрового диапазона применяются многосекцонные ЛБВ с последовательным [1, 2, 4] и параллельным [3] расположением секций относительно электронных лучей..

На рис. 1. приведена схема двухсекционной ЛБВ на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах с последовательным расположением секций относительно электронного луча.

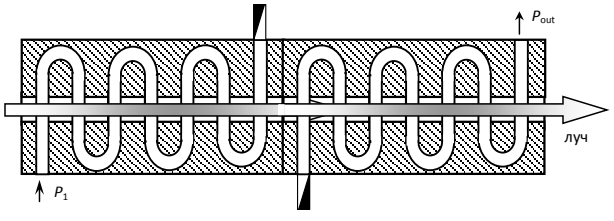


Рис. 1. Двухсекционная ЛБВ с последовательным расположением секций относительно электронного луча.

Fig. 1. Two-section a TWT with a consecutive arrangement of sections concerning an electronic beam

Как видно из рис. 1, секции по ЭМ волне не связаны, а связаны по электронному потоку. Смежные концы волноводов этих секций нагружены на согласованные нагрузки. В первой секции электронный поток получает предварительную модуляцию по скорости и плотности.

Во второй секции модулированный электронный поток возбуждает ЭМ волну с нарастающей амплитудой и с выходного конца второй секции усиленная ЭМ волна мощностью P_{out} поступает в нагрузку (антенну, волновод и т.д.). Развязка секций по ЭМ полю позволяет значительно уменьшить возможность самовозбуждения ЛБВ и, следовательно, значительно увеличить коэффициент усиления.

На рис. 2. приведена схема трехсекционной ЛБВ на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах с параллельным расположением секций относительно электронных лучей. В данной конструкции сигнал с выхода 1-й секции поступает на вход 2-й секции и т.д., с выходного конца третьей секции усиленная ЭМ волна мощностью P_2 поступает в нагрузку (антенну, волновод и т.д.).

В отличие от традиционной конструкции на рис. 2 изображена схема ЛБВ на встречных пучках, в которой отсутствуют встречные волноводные тракты связи секций, что существенно снижает потери сигнала в субмиллиметровом диапазоне.

Недостатком этой конструкции является то, что самовозбужденный сигнал в 1-й или во 2-й секциях усиливается в последующих секциях и появляется на выходе прибора в нагрузке.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

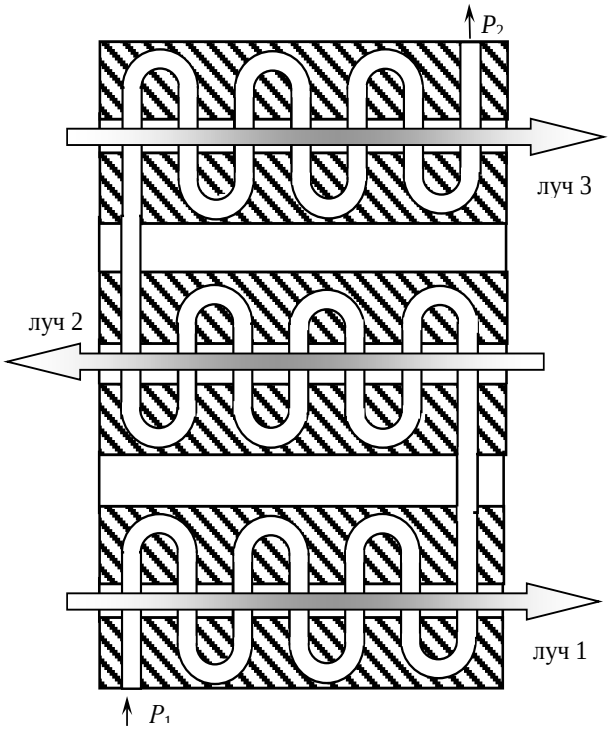


Рис. 2. Трехсекционная ЛБВ с параллельным расположением секций относительно лучей.

Fig. 2. Three-section TWT with a parallel arrangement of sections concerning beams

II. Основная часть

Математическая модель. Одна секция описанных приборов, рис.1 или рис.2, моделируется цепочкой эквивалентных четырехполюсников, где один четырехполюсник моделирует один изогнутый отрезок волновода. В работах [2, 4] сформулирована самосогласованная нелинейная математическая модель ЛБВ и ЛОВ на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах: описаны уравнения возбуждения волновода, уравнения возбуждения цепочки эквивалентных четырехполюсников, кратко описаны уравнения движения электронов.

Рассчитан вариант двухсекционной ЛБВ с последовательным расположением секций (рис. 1) (вариант С2, N=60+60): ускоряющее напряжение U_0=20 кВ, ток электронного луча I_0=0,1 А, f_0=220,11 ГГц (длина волны λ_0 =1,3620 мм).

Размеры волновода *a*= 0,80мм, *b*= 0,12мм, эквивалентное сопротивление волновода Z_w =210 Ом, радиус трубки дрейфа R=0,09 мм, радиус электронного луча r= 0,07 мм, длина зазора *d*=*b*. Волновод изготовлен из меди.

В результате оптимизации параметров ЛБВ получен коэффициент усиления по мощности K_p =31,6 дБ, электронный КПД η_e =0,0718, волновой КПД η_w =0,0579, выходная мощность ЛБВ P_{out}= 115 Вт, входная мощность P_{in} =0,08 Вт. Частотные характеристики варианта С2 приведены на рис. 3, полоса частот усиления равна 6-7%.

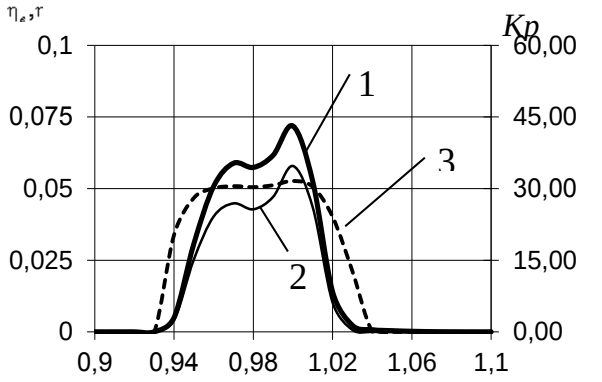


Рис. 3. Зависимости электронного, волнового КПД и коэффициента усиления по мощности Kp от относительной частоты w двухсекционной ЛБВ (вариант С2, N=60+60): кривая 1 - электронный КПД, кривая 2 - волновой КПД, кривая 3 - коэффициент усиления по мощности K_p.

Fig. 3. Dependences of electronic, wave efficiency and gain Kp from relative frequency w two-section TWT (variant C2, N=60+60): curve 1 - electronic efficiency, curve 2 - wave efficiency, curve 3 - gain K_p

Для тех же параметров электронного пучка и размеров волновода рассчитана трехсекционная ЛБВ с параллельным расположением секций (трехлучевая, рис. 2) (вариант С4, N=45+45+45).

В результате оптимизации параметров ЛБВ получен коэффициент усиления по мощности K_p =28,5 дБ, электронный КПД η_e =0,074, волновой КПД η_w =0,0713, выходная мощность ЛБВ P_{out}= 142 Вт, входная мощность P_{in} =0,2 Вт.

В докладе приведены оптимальные параметры и частотные характеристики вариантов двух- и трехсекционных ЛБВ различных конструкций, проведена оценка влияния потерь в стенках волновода.

III. References

[1] Aksenchyk A.V., Kirinovich I.F., Kurayev A.A. Self-excitation suppression in a TWT on wavy bent rectangular waveguides in a submillimetric waves band, *News of Belarus NAS, Ph.Tech. series*, 2009, № 4, pp. 102-110.

[2] Aksenchyk A.V. Broadband amplifiers of O-type of teragerts band frequencies, *News of Belarus NAS, Ph.Tech. series*, 2013, № 3, pp.108-116.

[3] 220 GHz Power Amplifier Development at Northon Grumman / Tucek John C. [et al.] // 12-th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC 2012), Monterey, USA, April 24-26, 2012. - P. 553-554.

[4] Aksenchyk A.V., Kurayev A.A., Kirinovich I.F. Amplifiers and generators of O-type of millimetric and submillimetric ranges of waves lengths (the theory and optimisation), Germany: Palmarium Academic Publishing, 2014. - 154 c. – ISBN 987-3-639-74531-3.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DOUBLE-BEAM TWT ON A SPIRAL FOLDED RECTANGULAR WAVEGUIDE

Kurayev A. A., Rak A. O.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics 6, P.Brovki, Minsk, 220013, Republic of Belarus
Ph.:(017)-2938498, e-mail: kurayev@bsuir.by

Abstract — A new design of the TWT-O terahertz range with two wide tape electronic beam is proposed. As the electrodynamic structure TWT-O proposed to use spiral folded waveguide on fundamental mode H_{10}. In contrast to existing designs TWT-O on the wavy folded waveguide [1-4] proposed TWT-O has two advantages: 1) tape electron beam may have a width $l \gg \lambda_в$ ($\lambda_в$ - wavelength in the waveguide), whereas in the TWT-O on wavy folded waveguide $l \ll \lambda_в$ because opposite direction of wave propagation in the waveguide adjacent sections; This opens the opportunity to significantly increase the current electron optics and thus significantly improve the output characteristics of the TWT-O; 2) when $l = m \cdot \lambda_в / 2$ the electron beams excite only the forward wave reverse wave is absent, thus preventing self-excitation TWT, in contrast to the TWT on wavy folded waveguides, where the narrow electron beam is equally exciting and forward and reverse wave.

ДВУХЛУЧЕВАЯ ЛБВ НА СПИРАЛЬНО ИЗОГНУТОМ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

Кураев А. А., Рак А. О.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ул. П.Бровки 6, Минск-220013, Беларусь, тел.:(017)-2938498, e-mail: kurayev@bsuir.by

Аннотация — Предложена новая конструкция ЛБВ-О терагерцового диапазона с двумя широкими ленточными электронными потоками. В качестве электродинамической структуры ЛБВ-О предложено использовать спирально изогнутый волновод на основной моде H_{10}. В отличие от существующих конструкций ЛБВ-О на волнообразно изогнутом волноводе [1-4] предложенная ЛБВ-О имеет два преимущества: 1) ленточный электронный поток может иметь ширину $l \gg \lambda_в$ ($\lambda_в$ – длина волны в волноводе), в то время как в ЛБВ-О на волнообразно изогнутом волноводе $l \ll \lambda_в$ из-за встречного направления распространения волны в смежных секциях волновода; благодаря этому открывается возможность существенно повысить ток электронной оптики и, соответственно, значительно улучшить выходные характеристики ЛБВ-О; 2) при $l = m \cdot \lambda_в / 2$ электронные лучи возбуждают только прямую волну, обратная волна отсутствует, что предотвращает самовозбуждение ЛБВ, в отличие от ЛБВ на волнообразно изогнутых волноводах, где узкий электронный поток одинаково возбуждает и прямую, и обратную волны.

I. Введение

В докладе рассмотрена новая конструкция ЛБВ-О терагерцового диапазона с двумя широкими ленточными электронными потоками. В качестве электродинамической структуры ЛБВ-О предложено использовать спирально изогнутый волновод на основной моде H_{10}. В отличие от существующих конструкций ЛБВ-О на волнообразно изогнутом волноводе [1-4] предложенная ЛБВ-О имеет два преимущества: 1) ленточный электронный поток может иметь ширину $l \gg \lambda_в$ ($\lambda_в$ – длина волны в волноводе), в то время как в ЛБВ-О на волнообразно изогнутом волноводе $l \ll \lambda_в$ из-за встречного направления распространения волны в смежных секциях волновода; благодаря этому открывается возможность существенно повысить ток электронной оптики и, соответственно, значительно улучшить выходные характеристики ЛБВ-О; 2) при $l = m \cdot \lambda_в / 2$ электронные лучи возбуждают только прямую волну, обратная волна отсутствует, что предотвращает самовозбуждение ЛБВ, в отличие от ЛБВ на волнообразно изогнутых волноводах, где узкий электронный поток одинаково возбуждает и прямую, и обратную волны.

II. Конструкция ЛБВ-О на спирально изогнутом волноводе

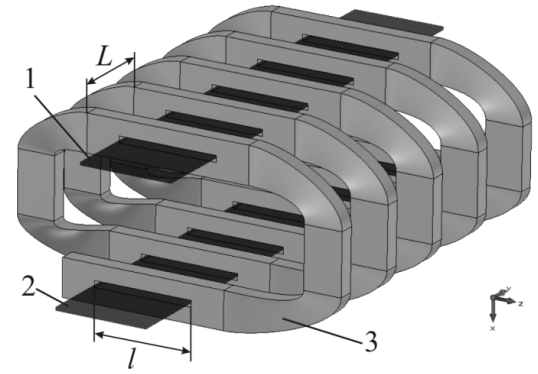
Конструкция ЛБВ-О изображена на рис. 1, а. Здесь 1,2 – электронные потоки, проходящие через неизлучающие щели 3 в стенках спирально изогнутого волновода 4 в максимуме электрической напряженности волны E_y. Направления векторов расчетной прямоугольной системы координат относительно стенок волновода в области взаимодействия и размеры волновода указаны на рис. 1, б. Рабочая мода волновода – H_{10}. Направление распространения волны во всех верхних секциях электродинамической структуры в областях взаимодействия пучка 1 – слева направо с фазовой скоростью $\upsilon_Ф = c \Big/ \sqrt{1-(\lambda/2a)^2}$ (c – скорость света в пустоте, λ – длина волны в свободном пространстве). Направление распространения волны во всех нижних секциях волновода в областях взаимодействия пучка 2 – справа налево с той же фазовой скоростью $\upsilon_Ф$. Ширина ленточного пучка 1 и пучка 2 $l_{1,2} = n\lambda_в/2$, $\lambda_в = \lambda \Big/ \sqrt{1-(\lambda/2a)^2}$, n – целое число, L – расстояние между центрами смежных секций волновода.

III. Особенности дискретного взаимодействия электронов с полем спирально изогнутого волновода

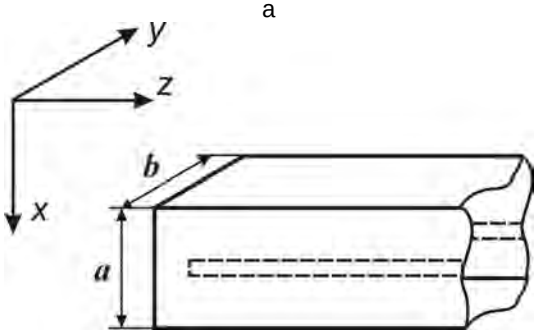
1. Модуляция по скорости электронов в зазорах секций волновода. Как в первом, так и во втором ленточном пучке модуляция скорости электронов развивается вдоль ширины пучка l с фазовой скорость $\upsilon_Ф$, равной фазовой скорости распростране-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ния волны H_{10} в волноводе при коэффициенте взаимодействия $M = \sin(\theta_0/2)/(\theta_0/2)$ где $\theta_0 = \omega b/\upsilon_0$, υ_0 – скорость электронов. Если волновод ребристый, то b следует заменить на d – зазор между ребрами.



a



b

Рис. 1. Конструкция ЛБВ-О.

Fig. 1. Design of TWT-O

2. Возбуждение электромагнитных волн в секциях волновода. Механизм каскадного группирования электронов в областях дрейфа между секциями подробно описан и рассчитан в [1], поэтому мы сразу положим (в одномерном приближении), что к зазору *n*-й секции волновода подходит сгруппированный поток с плотностью тока на первой гармонике ω:

$$\dot{\delta}_y^n = \dot{\delta}_m^n e^{j(\omega t - hz)}, \quad (1)$$

где $h = \omega/\upsilon_\Phi$, z – координата вдоль ширины зазора l.

Форма (1) отвечает фазовой скорости υ_Φ распределения по *z* модуляции пучка в предыдущих зазорах. Предполагается также, что длина витка волновода равна целому числу $\lambda_в$, а скорость электронов υ_0 отвечает условию синхронизма:

$$L\frac{\omega}{\upsilon_0} = 2\pi n,\ n = 1,2,3...$$

Воспользуемся теперь уравнениями возбуждения регулярного волновода поперечным электронным током [5].

$$\dot{\vec{E}} = \dot{C}_s\dot{\vec{E}}_s + \dot{C}_{-s}\dot{\vec{E}}_{-s}, \quad \dot{\vec{H}} = \dot{C}_s\dot{\vec{H}}_s + \dot{C}_{-s}\dot{\vec{H}}_{-s}, \quad (2)$$

$$\frac{d\dot{C}_s}{dz} = \frac{1}{N_s}\int_0^b \dot{\delta}_y^n E_{-sy}dy, \quad (3)$$

$$\frac{d\dot{C}_{-s}}{dz} = -\frac{1}{N_s}\int_0^b \dot{\delta}_y^n E_{sy}dy, \quad (4)$$

$$\dot{E}_{-sy} = \dot{E}_y e^{+jhz}, \quad \dot{E}_{sy} = \dot{E}_y e^{-jhz}, \quad h = 2\pi/\lambda_в,$$

$$N_s = \int_0^a\int_0^b \left\{\left[\dot{\vec{E}}_s, \dot{\vec{H}}_{-s}\right] - \left[\dot{\vec{E}}_{-s}, \dot{\vec{H}}_s\right]\right\}\vec{z}_0 dxdy.$$

Подставляя (1) в (3) и (4) имеем ($E_y = const$):

$$\frac{d\dot{C}_s}{dz} = b\frac{\delta_m e^{j\omega t}}{N_s}ME_y, \quad (5)$$

$$\frac{d\dot{C}_{-s}}{dz} = b\frac{\delta_m e^{j\omega t}}{N_s}ME_y\, e^{-j2h_s z}, \quad (6)$$

Пусть ширина пучка по *z* равна l. Тогда приращение C_s и $\dot{C}_{-s}$ в n-м зазоре составляет

$$\Delta C_s^n = \frac{lb\delta_m e^{j\omega t}}{N_s}ME_y, \quad (7)$$

$$\Delta C_{-s}^n = \frac{lb\delta_m e^{j\omega t}}{N_s 2h}M\left(e^{-j2hl} - 1\right). \quad (8)$$

Из (8) следует, что при $2hl = 2\pi m$ $\Delta C_{-s}^n = 0$. Таким образом при $l = \frac{\pi m}{h} = \frac{\lambda_в}{2}m$ обратная волна не будет возбуждаться потоком, промодулированным прямой волной.

IV. Заключение

Таким образом, подтверждены два существенных преимущества ЛБВ на спирально изогнутом прямоугольном волноводе по сравнению с ЛБВ на змееобразно изогнутом волноводе: возможно использование широких ленточных электронных пучков со значительно большей величиной тока, чем в иголчатых; при ширине ленточного пучка $l = m\lambda_в/2$ имеет место одностороннее возбуждение только прямой волны, обратная волна не возбуждается, что повышает устойчивость ЛБВ к самовозбуждению.

IV. References

[1] Aksenchyk A.V., Kurayeva A.A., Kirinivich I.F. Millimeter and Submillimeter O-type Amplifiers and Oscillators. The Theory and optimization. Germany: Palmarium Academic Publishing. 2014. – 154 p.

[2] 220 GHz Power Amplifier Development at Norton Grumman / Tucek John C. at al. // 12-th IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). Monterey, USA, 2012 - pp 553-554

[3] Kory G. et al. Overview of W-Band Travelling Wave Tube Programs. – IVEC – 2006, 2006, pp 447 - 448.

[4] Huarong Gong et al. High Power Ka-band Folded Waveguide Travelling-Wave Tube. – IVEC–2010, 2010, PP. 499-500.

[5] Kurayev A.A., Popkova T.L., Sinitsyn A.K. Electrodynamics and Electromagnetics Wave Propogation. – Moscow, INFRA-M, 2013. – 424 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SUBMILLIMETER OROTRON WITH A DOUBLE-ROW PERIODIC STRUCTURE AND A FIVE-FOCUSE SPHEROCYLINDRICAL MIRROR

Myasin E. A., Evdokimov V. V., Il'yin A. Yu.
Fryazino Branch of the Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS
1, Vvedenskogo sq., Fryazino, Moscow reg.
141190, Russian Federation
Ph.: (496) 5652454, e-mail: eam168@ms.ire.rssi.ru

Abstract — Investigation of the possibility of advance the high frequency tuning limit into sub millimeter region is carried out in orotron with double-row periodic structure (DRPS) made by electro-spark technology. It is shown that the realization of this idea is possible on condition that the increase of electron beam current and use of complicated multifocuse mirrors are performed simultaneously. Experimental data on frequency tuning of the orotron with periodic structure period 0.182 mm are demonstrated in 160…380 GHz frequency range.

СУБМИЛЛИМЕТРОВЫЙ ОРОТРОН С ДВУХРЯДНОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СТРУКТУРОЙ И ФОКУСИРУЮЩИМ ПЯТИФОКУСНЫМ СФЕРОЦИЛИНДРИЧЕСКИМ ЗЕРКАЛОМ

Е. А. Мясин, В. В. Евдокимов, А. Ю. Ильин
Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки
Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
141190, Российская Федерация, Московская обл., г.Фрязино, пл. Введенского, д. 1
Тел. (496)5652454, e-mail: eam168@ms.ire.rssi.ru

Аннотация — Проведено исследование возможности продвижения высокочастотной границы перестройки в оротроне с двухрядной периодической структурой (ДРПС), выполненной с помощью электроискровой технологии, в субмиллиметровый диапазон. Показано, что реализовать такую возможность можно только при условии одновременного увеличения рабочего тока и использования сложных многофокусных фокусирующих зеркал. Приведены экспериментальные результаты по исследованию перестройки частоты генерации оротрона с ДРПС с периодом 0.182мм в диапазоне 160...380 ГГц.

I. Введение

Цель нашей работы – продолжение исследования возможности создания оротрона с двухрядной периодической структурой в субмиллиметровом диапазоне волн, начатое в работе [1]. В [1] была получена генерация на высокочастотной границе перестройки (ВЧГП), равной 360 ГГц (λ = 0.83 мм), и было показано, что малая мощность генерации обусловлена неоднородностью ВЧ поля по ширине электронного потока. Кроме того, ограничение ВЧГП частотой 360 ГГц было связано с недостаточной величиной рабочего тока. В работе [2] было показано, что можно продвинуть ВЧГП до частоты 402.6 ГГц, увеличив ширину плоского зеркала и применив в качестве фокусирующего зеркала - двухфокусное сфероцилиндрическое зеркало («сдвоенный сфероцилиндр»). При этом оси цилиндров, параллельны оси ДРПС, расстояние между ними 3 мм, и рабочий ток порядка 250 мА. Мощность генерации на частоте 360 ГГц составляла ~ 25мВт, а на частоте 350 ГГц ~ 50 мВт. В данной работе экспериментально показана возможность существенного увеличения мощности генерации в диапазоне 300—345 ГГц.

II. Основная часть

Для этого была использована та же конструкция ДРПС, что и в работе [2]. Её параметры: период l = 0.182 мм, высота рядов b_1 = 0.154 мм, b_2 = 0.147 мм, высота пролётного канала 2H = 0.11 мм, общая высота $b_0 = b_1 + 2H + b_2$ = 0.411 мм, длина L = 33 мм, ширина плоского зеркала 13 мм**,** длина 33 мм, поперечное сечение отверстия вывода энергии из плоского зеркала 0.8х 2.4 мм^2 (вместо 1.2 х2.4 мм^2 в [1]). Это изменение позволило более точно настраивать связь ОР с нагрузкой вблизи ВЧГП оротрона. Ширина электронного потока 2C = 5.3 мм.

Следующим шагом по устранению неоднородности распределения ВЧ поля по ширине электронного потока по сравнению с работой [2] было использование 5-ти фокусного сфероцилиндрического зеркала с ориентацией осей цилиндров поперёк движения электронного потока. Расстояние между фокусами d = 4.75 мм, длина цилиндрической части $L_ц$ = 4 мм, общая длина зеркала L = 34 мм, поперечный размер $A = L_ц + 2r = 4 + 2(7.5) = 19$ мм, $R_ц = R_{сф}$ = 65 мм. Так как ширина электронного потока 2C = 5.3 мм, то на сферическую часть распределения ВЧ поля (на Гауссово распределение) осталось только $\varepsilon = 2C - L_ц = 1.3$ мм.

На Рис. 1 приведено распределение ВЧ поля для трёх длин волн λ =1 мм, 0.9 мм и 0.8 мм вдоль пространства взаимодействия на его оси при симметричном расположении зеркала относительно центра периодической структуры, что соответствует расстоянию последнего максимума ВЧ поля от центра щели вывода энергии D = 3 мм.

На Рис.1 видно, что общая длина распределения ВЧ поля с уровнем амплитуды ~ 1 соответствует этому уровню для сдвоенного сфероцилиндра [2] и составляет ~ 20мм. Однако в отличие от случая оротрона со сдвоенным сфероцилиндром, в распределении ВЧ поля имеются глубокие минимумы амплитуды до уровня 0.8, и, следовательно, ещё большее уменьшение эффективной длины взаимодействия. Поэтому пусковой ток для оротрона с этим зеркалом для λ = 0.8 мм и более коротких длин волн должен быть выше, чем для оротрона со сдвоенным сфероцилиндром [2]. В результате верхняя граница перестройки должна сместиться вниз по частоте. Это подтверждают результаты эксперимента по комбинированной перестройке оротрона с параметрами, указанными выше, (Рис.2), как при D = 3.0 мм (пунк-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

тирные кривые), так и при D = 3.5 мм (сплошные кривые), т.е. смещённого от симметричного положения в сторону электронной пушки.

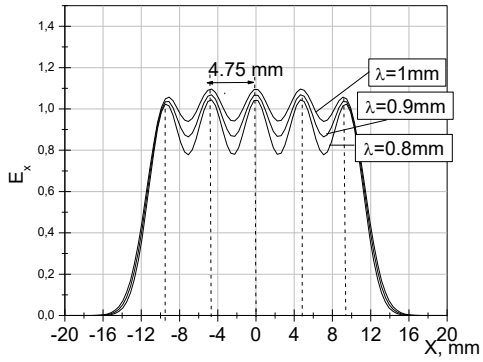


Рис. 1. Продольное распределение ВЧ электрического поля на оси ОР.

Fig. 1. HF electric field distribution in OR along the interaction space

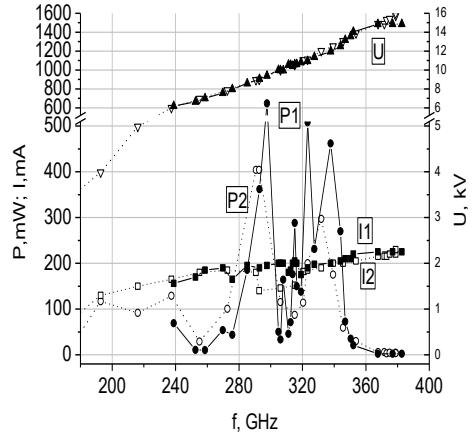


Рис. 2. Комбинированная перестройка оротрона по частоте.

Fig. 2. Orotron combined frequency tuning

Как видно на Рис.2, оптимальным является положение фокусирующего зеркала при D = 3.5 мм. Видно также существенное увеличение мощности генерации в диапазоне 298—345 ГГц на отдельных частотах от 150 мВт до 600 мВт, причём минимальная мощность генерации составляет не менее 50 мВт. Увеличение мощности в этом диапазоне по сравнению с [2] связано, во-первых, с существенным уменьшением неоднородности ВЧ поля по ширине электронного потока, и, следовательно, с увеличением эффективности взаимодействия. Действительно, вычисленные величины радиуса каустики для экспериментальных значений частот (длин волн) Рис.2 составляют для λ (мм) = 0.984, 0.96, 0.88, 0784 соответственно $r_к$ (мм) = 2.69, 2.61, 2.542, 2.50, 2.40 при этом отношение ширины пучка к радиусу каустики $\varepsilon/r_к = (2C - L_ц)/r_к = 1.3/r_к$ уже составляет соответственно: 0.446, 0459, 0472, 0.480, 0,5, т.е. в 2 раза меньше $r_к$, а не $2C/r_к = 1.93$—2.21 при отсутствии цилиндрического участка на фокусирующем зеркале. Во-вторых, увеличению мощности генерации способствовало, как показывают расчёты, некоторое уменьшение эффективной длины взаимодействия за счёт формы распределения ВЧ поля вдоль пространства взаимодействия. В-третьих, существенную роль, по-видимому, играет положение, которое занимает фокусирующее зеркало при перестройке ОР, на что указывают резкие изменения мощности генерации на соседних частотах.

III. Заключение

Проведенные экспериментальные исследования показывают, что при одновременном увеличении длины взаимодействия за счёт применения многофокусных фокусирующих зеркал ОР и устранения неоднородности ВЧ поля по ширине электронного потока в оротроне с ДРПС, изготовленной с помощью электроискровой технологии, возможно существенное увеличение мощности генерации до сотен мВт вблизи полуволнового резонанса, когда b_0/λ = 0.5. Для ДРПС с высотой рядов 0.154 мм и 0.147 мм и высотой пролётного канала 0.11 мм эта область смещена в сторону меньших значений b_0/λ от 0.4—0.47. Это связано с тем, что высота рядов сравнима с высотой пролётного канала.

В заключение отметим, что данная работа выполнена при частичной поддержке Программы ОФН РАН «Современные проблемы радиофизики».

IV. References

[1] Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю. /Оротрон с двухрядной периодической структурой субмиллиметового диапазона // *Труды 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». (КРЫМИКО-2014), 7-13 сентября 2014, г. Севастополь. Крым. Т.1. С.163*

[2] Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю. Оротрон с двухрядной периодической структурой диапазона 150...400 ГГц.// *Матер. 2-й Всеросс. Микроволновой Конфер. ИРЭ РАН, Москва, 26-28 ноября 2014г. С. 322.*

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

2-mm WAVELENGTH CLINOTRON WITH OPTIMIZED SLOW-WAVE STRUCTURE

Kovshov Yu. S., Starokozhev S. V., Kishko S. A., Ponomarenko S. S., Kuleshov A. N.
O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics National Academy of Sciences of Ukraine
12, Ac. Proscura st., Kharkov, 61085, Ukraine
Ph.: (057) 7203570, e-mail: sergyonomarenko@gmail.com

Abstract — BWO-Clinotron experimental characteristics operating in 2 millimeter wavelength range were analyzed in the paper. The length of the slow-wave structure, space charge parameter and the elaboration of the phase shift of backward harmonics have been experimentally defined as optimal parameters for 2 mm wavelength band clinotron with respect to output power. Based on carried out research the simulation methodology and the method for electromagnetic system specification for 2 mm wavelength range clinotrons was proposed and discussed.

КЛИНОТРОН 2-мм ДИАПАЗОНА ВОЛН С ОПТИМИЗИРОВАННОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ

Ковшов Ю. С., Старокожев С. В., Кишко С. А., Пономаренко С. С., Кулешов А. Н.
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова Национальной академии наук Украины
ул. Ак. Проскуры,12, Харьков, 61085, Украина
тел.: (057) 7203570, e-mail: sergyonomarenko@gmail.com

Аннотация — В работе проанализированы экспериментальные характеристики ЛОВ-клинотронов 2 миллиметрового диапазона длин волн. Определены значения длины замедляющей системы, величины пространственного заряда, а также уточнена величина фазового сдвига обратной пространственной гармоники на период замедляющей системы, оптимальная по уровню выходной мощности. На основании проведенных исследований предложена методика расчета и уточнения параметров электродинамических систем клинотронов 2 миллиметрового диапазона длин волн.

I. Введение

При разработке ЛОВ-клинотронов с требуемыми рабочими характеристиками в заданном диапазоне частот приходится решать как задачу формирования электронного потока, так и производить расчет электродинамической системы, способной обеспечивать эффективный отбор энергии от пучка к высокочастотному полю. Современные численные методы расчета электронно-волнового взаимодействия требуют значительных затрат машинного времени и являются дорогостоящими [1-2]. Известные модели, основанные на численно-аналитических методах, используют ряд приближений и позволяют лишь качественно оценить некоторые происходящие процессы [3-4]. Поэтому было проведена статистическая обработка результатов экспериментального исследования клинотронов 2 мм диапазона волн с целью определения оптимальных рабочих параметров генератора данного типа.

II. Основная часть

Эффективность возбуждения колебаний в ЛОВ-клинотронах преимущественно зависит от величины и профиля магнитного фокусирующего поля, длины замедляющей системы, пространственного заряда пучка (*QC*) и его параметра связи с высокочастотным полем синхронной пространственной гармоники. Для определения оптимальных значений таких параметров для реальных приборов 2 мм диапазона волн было отобрано порядка 200 ЛОВ-клинотронов.

При проведении экспериментов происходила настройка клинотронов по максимуму выходной мощности в магнитном поле величиной 0,4-0,5 Т. Оценка длины замедляющей системы произведена по значению произведения параметра усиления Пирса на число замедленных волн вдоль пространства взаимодействия *CN*. Сопротивление связи в рабочих режимах генераторов определено в процессе решения дисперсионного уравнения, полученного электродинамическим методом частичных областей.

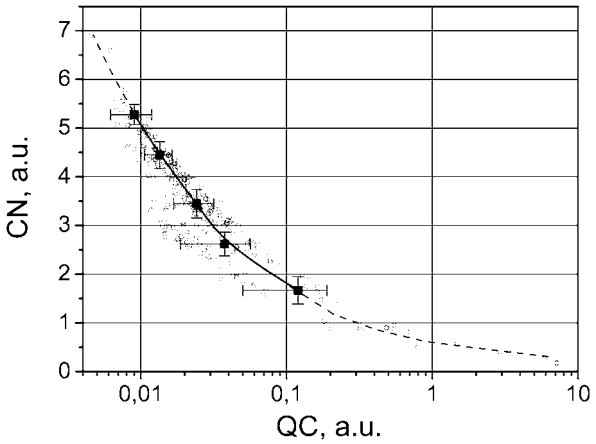


Рис. 1. Зависимость CN от пространственного заряда QC для клинотронов 2 мм диапазона: точки — рабочие режимы генераторов.

Fig. 1. Dependence of CN on QC for 2 mm wavelength range clinotrons: dots are for clinotron's operation regimes

На рис. 1 приведена зависимость параметра *CN* от пространственного заряда *QC*. Характеристика построена по средним значениям параметра *CN* с указанием стандартного отклонения. Существующий разброс величины пространственного заряда может объясняться погрешностями, неизбежно происходящими в процессе изготовления узлов генератора и обработки материалов. Тем не менее, данная характеристика обладает монотонным характером и наглядно показывает рост пространственного заряда, необходимого для генерации колебаний, при

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

снижении электрической длины пространства взаимодействия прибора. Как видно, для реальных клинотронов 2 мм диапазона волн параметр пространственного заряда может принимать большие значения. Однако большинство ламп работают в диапазоне *QC* 0,01 – 0,07.

На рис. 2 приведены зависимости длины волны излучения, нормированной на период замедляющей системы, от угла сдвига фазы колебаний для трех различных периодов системы. Для всех рассматриваемых ламп отношение глубины резонатора к периоду замедляющей системы приблизительно одинаково и лежит в диапазоне 2,28 – 2,32. На данном графике видно, что для клинотронов существует определенный рабочий диапазон по величине сдвига фазы на период замедляющей системы, что соответствует результатам, полученным в работе [5]. При этом с ростом периода системы происходит смещение этого диапазона в сторону меньших углов.

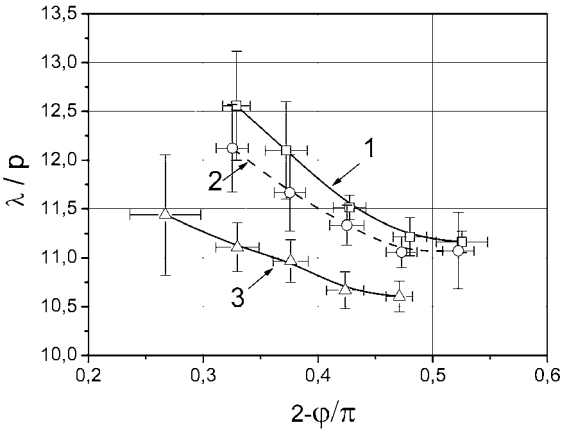


Рис. 2. Зависимость длины волны (λ / p) излучения от угла сдвига фазы (2-φ / π) на период замедляющей системы (p):
1 — (p = 0,195 мм), 2 — (p = 0,197 мм),
3 — (p = 0,2 мм).

Fig. 2. Wavelength of radiation (λ / p) dependence on phase shift (2-φ / π) per slow-wave structure period:
1 — (p = 0,195 mm), 2 — (p = 0,197 mm),
3 — (p = 0,2 mm)

На рис. 3 показаны величины средней выходной мощности клинотронов с различными периодами замедляющей системы в диапазоне рабочих углов сдвига фазы. Следует отметить, что для рассматриваемых приборов, уровень максимальной выходной мощности составляет более 2 Вт. Диапазон электронной перестройки частоты при этом обычно более 13%. Существенное повышение выходной мощности клинотронов наблюдается как с увеличением периода замедляющей системы, так и с ростом угла сдвига фазы колебаний. Эффективное же возбуждение колебаний в клинотронах 2 мм диапазона волн наблюдается при углах более 0,4. Рост периода системы приводит к снижению частоты генерируемых колебаний, таким образом, накладывая ограничение на его оптимальные значения.

Таким образом, приведенные в работе характеристики, основанные на анализе рабочих режимов клинотронов 2 мм диапазона, позволяют определить длину пространства взаимодействия для заданных параметров электронного пучка, а также период замедляющей системы, оптимальный по уровню выходной мощности. В частности, для генератора, рассчитанного на центральную частоту 130 ГГц, период замедляющей системы должен быть в пределах 0,2-0,22 мм, а глубина резонатора 0,45-0,52 мм. Точные параметры замедляющей системы определяются исходя из режимов используемой электронной пушки, а также необходимой крутизны дисперсионной характеристики.

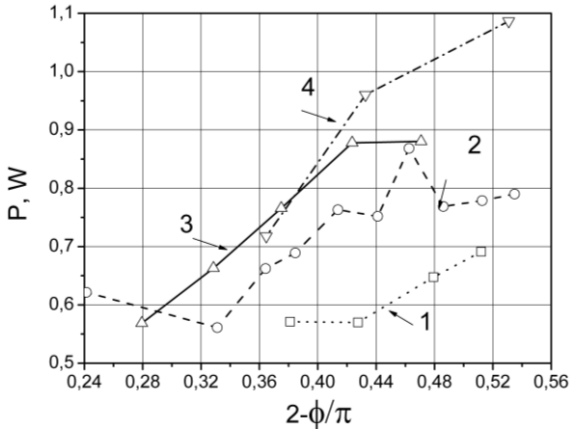


Рис. 3. Зависимость средней выходной мощности (P) от угла сдвига фазы (2-φ / π) на период замедляющей системы (p):
1 — (p = 0,195 мм), 2 — (p = 0,197 мм),
3 — (p = 0,2 мм), 4 — (p = 0,225 мм).

Fig. 3. Averaged output power (P) dependence on phase shift (2-φ / π) per slow-wave structure period
1 — (p = 0,195 mm), 2 — (p = 0,197 mm),
3 — (p = 0,2 mm), 4 — (p = 0,225 mm)

С учетом рабочего ускоряющего напряжения более 3 кВ и тока пучка 60-150 мА, обычно используемых в реальных клинотронах, параметр *CN* имеет значение порядка 3 – 4 единиц, что соответствует длине замедляющей системы 14,5 – 15 мм.

III. Заключение

1. Проведен анализ экспериментальных характеристик клинотронов 2 мм диапазона длин волн и уточнены оптимальные по уровню выходной мощности параметры электродинамической системы.

2. Предложена методика по определению параметров замедляющей системы, оптимальных по уровню выходной мощности для клинотронов 2 мм диапазона длин волн.

IV. References

[1] Qing-Lun L., Zi-Cheng W., Pu-Kun L., Chao-Hai D., Hai-Qiang L., An-Yu X. A THz backward-wave oscillator based on a double-grating rectangular waveguide. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2013, Vol 60, No. 4, pp. 1463-1468.

[2] Mineo M., Paolini C. Double-corrugated rectangular waveguide slow-wave structure for terahertz vacuum devices. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2010, Vol 57, No. 11, pp. 3169-3175.

[3] Sattorov M., Khutoryan E, Lukin K., Kwon O., Min S., Bhattacharya R., Baek I., Kim S., Yi M., So J, Park G. Automodulation processes in clinotrons with low-focusing magnetic field. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2015, Vol 62, No. 5, pp. 1617-1621.

[4] Schunemann K., Vavriv D.M. Theory of the clinotron: A grating backward-wave oscillator with inclined electron beam. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1999, Vol 46, No. 11, pp. 2245-2252.

[5] Levin G.Ya., Borodkin A.Ya., Kirichenko A.Ya., Usikov A.Ya., Churilova S.A. *Klinotron* [The clinotron]. Kiev, Naukova Dumka, 1992. 200 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

GAP LOADING BY A ELECTRON BEAM WITH HIGH MICROWAVE VOLTAGE AMPLITUDES

Remizova T. S., Fedyaev V. K., Yurkin V. I.
Ryazan State Radioengineering University
59, Gagarin's st., Ryazan, 390005, Russian Federation
Ph.: (4912) 460338, e-mail: fedyaev.v.k@rsreu.ru

Abstract — Different electron conductivity dependences from the static electron transit angle with AC voltage that smaller and more DC voltage value have founded. The rode of fluctuated and reflected electrons has shown in this process.

НАГРУЗКА ЗАЗОРА ЭЛЕКТРОННЫМ ПОТОКОМ ПРИ БОЛЬШИХ АМПЛИТУДАХ СВЧ НАПРЯЖЕНИЯ

Ремизова Т. С., Федяев В. К., Юркин В. И.
Рязанский государственный радиотехнический университет
ул. Гагарина, 59, Рязань, 390005, Россия
тел.: (4912) 460338, e-mail: fedyaev.v.k@rsreu.ru

Аннотация — Установлен разный вид зависимости электронной проводимости от «статического» угла пролета электронов при амплитудах переменного напряжения меньше и больше ускоряющего напряжения. Показана роль колеблющихся и отраженных электронов в этом процессе.

I. Введение

Активная составляющая электронной проводимости G_e как мера обмена энергией между электронами и полем исследовалась с учетом различных факторов: неравномерного распределения электрических полей, релятивистских поправок, пространственного заряда и т.д. Во всех случаях исследователи для получения аналитических соотношений вынуждены были использовать линейное приближение. При этом пропадает зависимость электронной проводимости от амплитуды переменного напряжения U_m и при стремлении статического угла пролета $\theta_d=\omega d/v_0$ к нулю проводимость монотонно стремится к нулю (d – длина зазора, ω – круговая частота, v_0 – постоянная составляющая скорости электронов). В [1] методом последовательных приближений для динамического угла пролета электронов в зазоре была получена зависимость G_e от нормированной амплитуды $\xi=U_m/U_0$ при использовании статического угла пролета θ_d в качестве первого приближения. Были даны количественные оценки, но монотонное стремление G_e к нулю при уменьшении θ_d осталось.

При проведении численных расчетов G_e при $\xi>1$ [2] была обнаружена «нестабильность» в характере зависимости G_e от θ_d при $\xi>1$. Это явление было устранено использованием в качестве параметра кривых величины $\delta=\xi/\theta_d$. Здесь представлены результаты исследования явлений, приводящих к сложной зависимости G_e от θ_d при использовании значений $\xi\geq1$, как параметра кривых.

II. Теоретическая часть

Из определения активной электронной проводимости как $G_e=2P_e/U_m$, где P_e – электронная мощность взаимодействия, следует:

$$\frac{G_e}{G_0}=\frac{2}{\xi^2}\frac{W_{вых}-W_0}{W_0}. \qquad (1)$$

Здесь W_0 – кинетическая энергия электронов, входящих в зазор со скоростью v_0, $W_{вых}$ – выходящих из зазора со скоростью $v_{вых}$ в течение одного периода переменного напряжения. При использовании модели из N крупных частиц на периоде уравнение (1) примет вид:

$$\frac{G_e}{G_0}=\frac{2}{\xi^2 N}\sum_{n=1}^{N}(V_{вых\,n}^2-1). \qquad (2)$$

В соотношении (2) нормированные скорости крупных частиц $V_{вых}=v_{вых}/v_0$ определяются численным решением уравнений движения для плоского зазора без учета пространственного заряда и релятивистских поправок [2].

Для предельного случая при θ_d, стремящемся к нулю, и $\xi\geq1$ получено аналитическое соотношение

$$\frac{G_e}{G_0}=-\frac{1}{\pi}\sin2\theta_{отс}=\frac{2}{\pi\xi^2}\sqrt{\xi^2-1}, \qquad (3)$$

где $2\theta_{отс}$ – интервал прохождения электронов через зазор в прямом направлении. Из соотношения (3) следует, что $G_e=0$ при $\xi=1$ и ξ, стремящемся к бесконечности. Максимальное значение электронной проводимости $G_e=G_0/\pi$ будет при $U_m=\sqrt{2}U_0$.

III. Основная часть

На рис. 1 приведены зависимости электронной проводимости от угла пролета θ_d при изменении ξ от 1 до 12. Кривая 1 при $\xi=1$ монотонно стремится к нулю подобно тому, как это происходит при $\xi<1$. При $\xi>1$ характер зависимостей существенно меняется.

Для объяснения этих зависимостей рассмотрим физические процессы при $\xi=1{,}3$ (N=120). На рис. 2 для $\xi=1{,}3$ и $\theta_d=0{,}82$ (рис. 2а) и $\theta_d=0{,}7$ (рис. 2б) приведены траектории электронов, влетающих в зазор в тормозящий полупериод переменного напряжения при $\omega t=\pi\ldots2\pi$. Точка А (рис.1а) при $\theta_d=1{,}26$ рад соответствует режиму, когда появляется электрон, имеющий на выходе из зазора нулевую скорость. Правее этой точки при изменении θ_d в зазоре нет колеблющихся электронов, левее – появляются колеблющиеся электроны. Время пролета в зазоре для них увеличивается, они выходят из зазора при более высоких значениях напряжения ускоряющего полупериода следующего периода ($\omega t>2\pi$), чем при прямом пролете, отбирают от переменного электрического поля больше энергии и величина G_e/G_0 при уменьшении θ_d растет до точки F. В точке F при $\theta_d=0{,}82$ рад появляется колеблющийся электрон с $n=70$, траектория ко-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

торого касается входной плоскости при Z=0 (рис. 2а), его скорость в этой точке стремится к нулю. При уменьшении θ_d и переходе через точку F колеблющиеся электроны становятся отраженными. Скачкообразно изменяется их энергия. Дополнительная энергия, приобретаемая в зазоре, уменьшается от конечного значения при вылете через выходную плоскость до значений, близких к нулю при выходе через входную плоскость. В результате в точке F (рис. 1а) появляется излом кривых зависимостей $G_e/G_0=f(\theta_d)$.

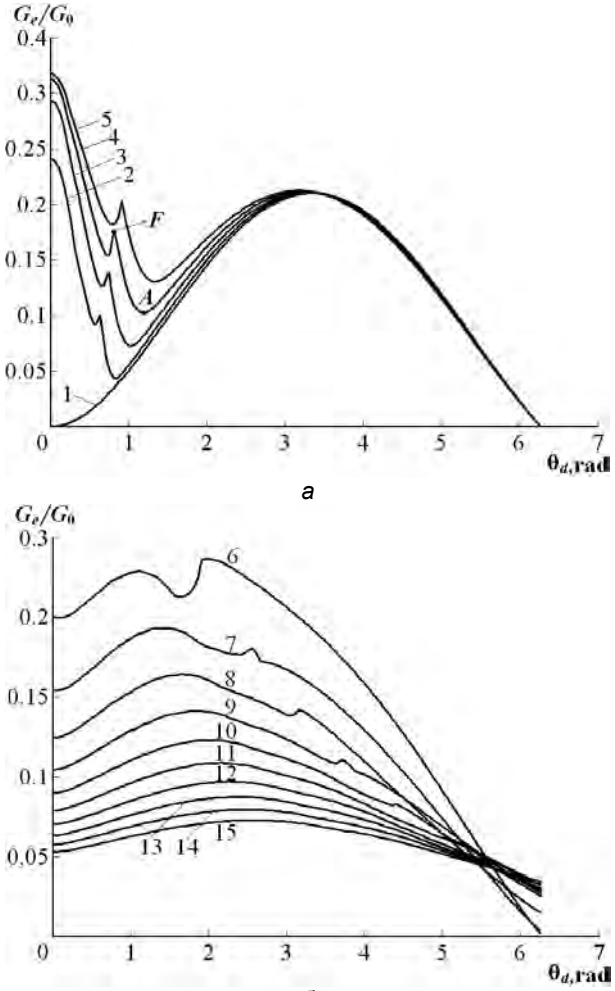


Рис. 1. Зависимость электронной проводимости G_e/G_0 от статического угла пролета θ_d: а − кривые 1−5 соответствуют ξ=1;1,1;1,2;1,3;1,4; б − кривые 6−15 соответствуют ξ=3;4;5;6;7;8;9;10;11;12.

Fig. 1. The dependence of the electronic conductivity of G_e/G_0 from the static angle-of-flight θ_d: a − curves 1-5 correspond to ξ=1;1,1;1,2;1,3;1,4; b − curves 6-15 correspond to ξ=3;4;5;6;7;8;9;10;11;12

При дальнейшем уменьшении θ_d (левее точки F) колеблющиеся электроны попадают на выходе из зазора в фазы ωt>2π, для которых напряжение ускоряющей фазы оказывается больше, чем для отраженных (рис. 2б). В результате этого после небольшого уменьшения электронная проводимость продолжает нарастать. Это приводит к появлению на кривых зависимостей $G_e/G_0=f(\theta_d)$ характерных ступенек. Значения G_e/G_0 при угле пролета θ_d, стремящемся к нулю, соответствуют значениям этих величин, рассчитанных по уравнению (3). При ξ>1,4 и θ_d<5 рад характер изменения электронной проводимости от θ_d при изменении ξ существенно меняется – при увеличении ξ электронная проводимость непрерывно уменьшается (рис. 1с).

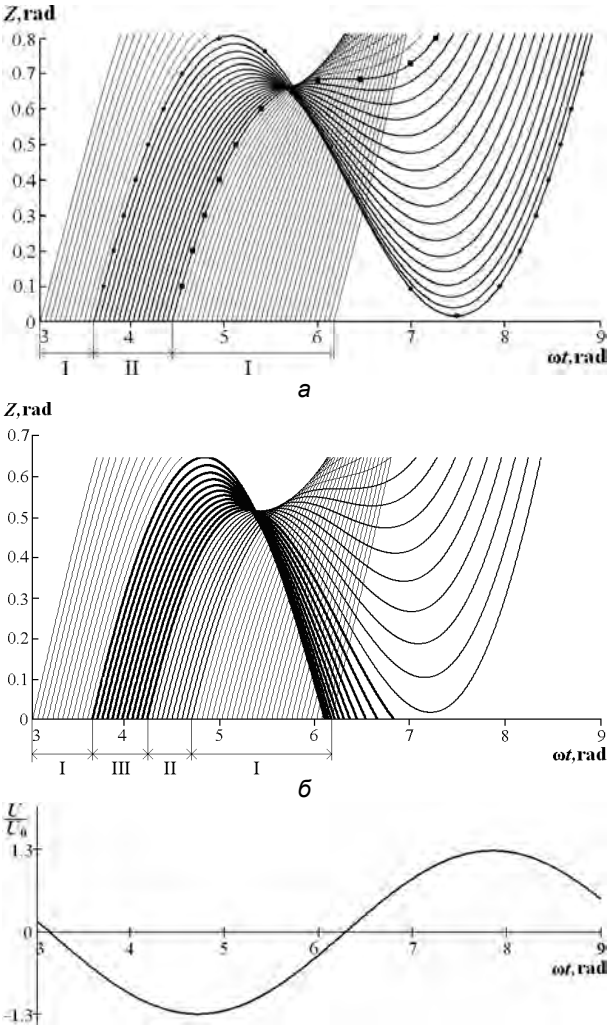


Рис. 2. Графики движения электронов при ξ=1,3: а − θ_d=0,82 рад, –•–•– 70-ый электрон, –■–■– 86-ой электрон; б − θ_d=0,7 рад; с – изменение переменного напряжения на зазоре.

Fig. 2. Graphs of the motion of electrons at ξ=1,3: a − θ_d=0,82 rad, –•–•– 70th electron, –■–■– 86th electron; b − θ_d=0,7 rad; c – change AC voltage on the gap

IV. Заключение

Установлен различный характер изменения электронной проводимости от «статического» угла пролета электронов в зазоре при амплитудах переменного напряжения меньше и больше ускоряющего напряжения. Объяснено влияние колеблющихся и отраженных электронов на величину электронной проводимости. Проведенные исследования дополняют сведения об электронной проводимости СВЧ зазоров в режиме больших амплитуд.

V. References

[1] Zyrin S. S., Petrov D. M. Elektronnaya nagruzka zazora rezonatora nemodulirovannym potokom pri bol'shikh amplitudakh SVCH napryazheniya. Elektronika SVCH, 1969, Vol. 50. No 5, pp. 26 – 34.

[2] Fedyaev V. K., Pashkov A. A. Electronic conductivity and efficiency of a even superhigh-frequency gap in a nonlinear mode. Radiotechnology and electronics, 2005, Vol. 50. No 3, pp. 361 – 365.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CASCADE KLYSTRON AUTOGENERATOR OF CHAOTIC UHF RADIOIMPULSES

Dmitriev B. S., Zharkov Ju. D., Sadovnikov S. A., Skorokhodov V. N.
Saratov State University
Moskovskaya str., 156, Saratov, 410026, Russia
Ph.: +7 (8452) 516947, e-mail: DmitrievBS@info.sgu.ru

Abstract — This work presents results of UHF pulse generation by suppression of chaotic mode in cascade klystron auto generator. System consists of two five resonant factory made klystrons connected in parallel to each other. This helps in achievement of wide chaotic band. It is shown that in such auto generator one can get chaotic radio impulses with 70 MHz band, output power of 4 watts and duration of few microseconds.

КАСКАДНЫЙ КЛИСТРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР ХАОТИЧЕСКИХ СВЧ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Дмитриев Б. С., Жарков Ю. Д., Садовников С. А., Скороходов В. Н.
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
Московская ул., д.156, Саратов, 410026, Россия
тел.: +7 (8452) 516947, e-mail: DmitrievBS@info.sgu.ru

Аннотация — В работе приводятся результаты по получению СВЧ хаотических радиоимпульсов путем подавления хаоса в каскадном клистронном автогенераторе. Система состоит из промышленных пятирезонаторных клистронов, подключенных параллельно друг другу для получения широкой полосы частот хаотического сигнала. Показано, что в таком автогенераторе получены хаотические радиоимпульсы с полосой частот до 70 МГц, мощностью 4 Вт и длительностью несколько микросекунд.

I. Введение

Исследование сложной динамики хаотических колебаний и механизмов их развития проводились в генераторах на основе полупроводниковых элементов [1], спин-волновых линий передач [2] и в вакуумных СВЧ приборах [3,4], Известно, что в клистронном автогенераторе изменение характера колебаний может происходить под влиянием внешнего сигнала при изменении его частоты и амплитуды [5]. Подобная схема переключения режимов внешним управляющим сигналом может найти своё применение для изучения динамики колебаний, в лабораторных установках и в прямохаотических системах связи. Путём модуляции параметров внешнего источника сигнала информация вводится непосредственно в хаотический сигнал, генерируемый в СВЧ диапазоне. Такая схема передачи обладает следующими преимуществами - высокая скорость передачи информации, помехоустойчивость, стабильность спектра широкополосных хаотических радиоимпульсов при изменении длительности. Использование автогенераторов хаоса электровакуумных приборов обеспечивает высокий уровень мощности и возможность работы в условиях электромагнитного и радиационного излучений.

Как было доказано в автогенераторе с параллельным соединением многорезонаторных клистронов наблюдается увеличение выходной высокочастотной мощности и расширение спектра хаотических колебаний [6]. В настоящей работе приведены результаты исследований каскадного генератора СВЧ хаотических радиоимпульсов на основе промышленных клистронов.

II. Основная часть

На рис. 1 приведена принципиальная схема для исследования основных характеристик автогенератора хаотических радиоимпульсов с параллельным соединением промышленных клистронов средней мощности десятисантиметрового диапазона (К). В цепь обратной связи через направленные ответвители (DC) включены анализатор спектра (SA), осциллограф (DSO) для наблюдения временной реализации и гистограммы распределения вероятностей сигналов. Глубина обратной связи менялась с помощью поляризационного аттенюатора (ATT). Периодическая последовательность хаотических радиоимпульсов в разработанном генераторе создавалась за счет подачи импульсного гармонического сигнала от генератора стандартных сигналов (SG) в общую цепь обратной связи через тройник (Т) и ферритовые вентили (FI). Таким образом осуществлялся режим внешней модуляции.

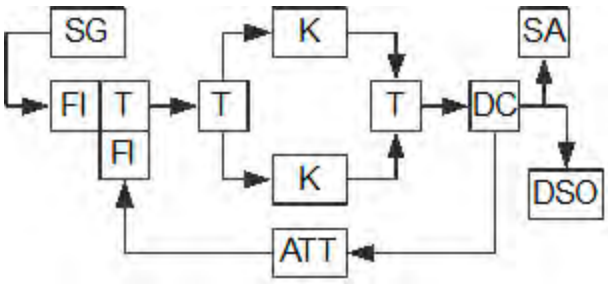


Рис. 1. Принципиальная схема установки.

Fig. 1. Scheme of measuring complex

Ускоряющие напряжения составляли 2000 – 2500 В, а токи до 60 мА. Затухание в цепи обратной связи составляло 2 дБ, мощность гармонического сигнала, применявшегося для подавления хаоса, была равна 150 мВт.

Механической перестройкой резонансных частот резонаторов клистронов был подобран наиболее оптимальный вид частотных характеристик коэффициентов усиления, при котором их перекрытие обеспечивало наиболее широкую полосу хаоса в режиме автогенератора. Зависимости коэффициентов усиления от частоты при токах по 5 мА представлены на рис. 2.

Также на рисунке показан спектр хаотического каскадного автогенератора при токах по 60 мА и ускоря-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ющих напряжениях 2200 В. Интегральная мощность хаоса на выходе такой системы составляла 4 Вт.

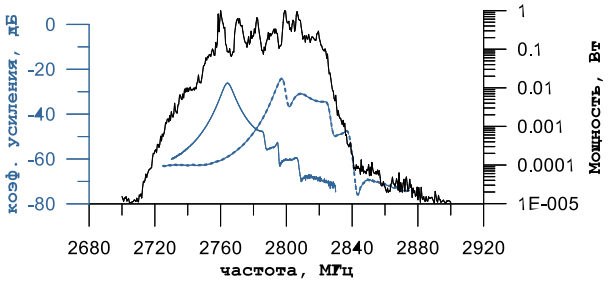


Рис. 2. Зависимость коэффициентов усиления (левая ось) при 5 мА для каждого из клистронов от частоты, спектр хаотического сигнала каскада (правая ось).

Fig. 2. Power gain for each of klystrons at current 5 mA (left axis), chaotic spectrum (right axis)

Длительность радиоимпульсов может варьироваться от 1.5 мкс до 200 мкс с различной скважностью. На рис. 3 показана осциллограмма последовательности хаотических радиоимпульсов длительностью 3 мкс со скважностью 2, а на рис 4. импульс отдельно.

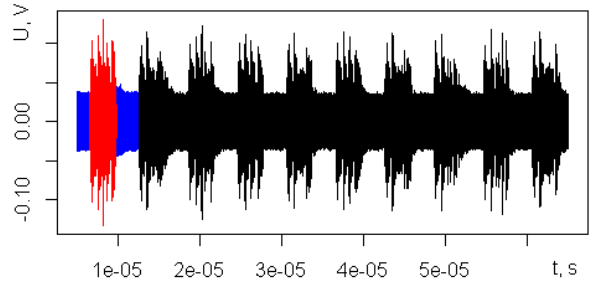


Рис. 3. Осциллограмма последовательности хаотических радиоимпульсов скважности 2.

Fig. 3. Chaotic pulses with duty cycle of 2

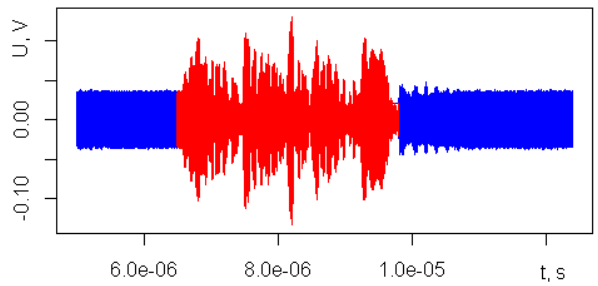


Рис. 4. Осциллограмма хаотического импульса.

Fig. 4. Oscillogramm of one chaotic pulse

На рис. 5 показана гистограмма распределения вероятности одного хаотического импульса из серии и сигнала между ними. Степень отличия характера распределения вероятностей импульсного хаотического сигнала от гауссова распределения незначительна.

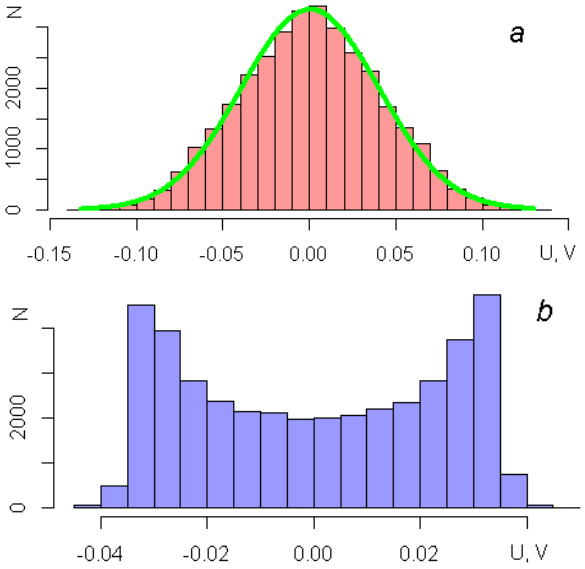


Рис. 5. Гистограмма одного из импульсов (a) и гармонического сигнала между ними (b).

Fig. 5. Probability distribution of one chaotic pulse (a) and leftover signal between them (b)

III. Заключение

Проведены исследования по созданию генератора хаотических СВЧ радиоимпульсов на основе каскадного клистронного автогенератора с внешней модуляцией мощностью до 4 Вт и полосой до 70 МГц. Внешняя модуляция обеспечивала получение хаотических импульсов длительностью от 1.5 до 100 мкс с регулировкой скважности.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ (проекты №14-02-00329) и в рамках президентской программы поддержки ведущих научных школ РФ (проект №НШ-828.2014.2)

IV. References

[1] Dmitriev A. S., Efremova E. V., Maksimov N. A., Panas A. I. Generacija haosa [Generation of Chaos]. Moscow, Tehnosfera, 2012. 424 p.

[2] Grishin S. V., Grishin V. S., Romanenko D. V., Sharaevskii Yu. P. An ultrawideband spin-wave medium-power chaos generator based on field-effect transistors. Technical Physics Letters, 2014, Volume 40, Issue 10, pp 853-856.

[3] Dmitriev B. S., Zharkov Yu. D., Sadovnikov S. A., Skorokhodov V. N., Yakovlev V. A. Wide band TWT generator of UHF chaotic impulses 22th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2012). Sevastopol, 2012, pp 205-206.

[4] Dmitriev B. S., Zharkov Yu. D., Sadovnikov S. A., Skorokhodov V. N. UHF electron chaotic radio-impulse generators. Journal of radio electronics, 2012, №12, pp 1-13.

[5] Дмитриев Б. С., Жарков Ю. Д., Скороходов В. Н. Патент на изобретение № 2349027 (РФ). Способ генерации хаотических радиоимпульсов большой мощности для прямохаотических систем связи. Опубл. 10.03.2009. Бюл. № 7.

[6] Дмитриев Б. С., Жарков Ю. Д., Скороходов В. Н., Садовников С. А. Патент на полезную модель № 148722 (РФ). Широкополосный каскадный клистронных генератор хаотических колебаний в СВЧ диапазоне. Опубл. 13.11.2014.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE METHOD OF CURRENTLESS FREQUENCY CHANGE AND CONTROL OF A SELF-OSCILLATION TERAHERTZ RANGE KLYNOTRON

Victor D. Yeryomka, Igor M. Mytsenko
A. Usikov Institute for Radiphysics and Electronics of NAS of Ukraine
12, Academician Proskura str. Kharkiv, 61085, Ukraine, e-mail: v.yeryomka@gmail.com

Abstract — Backward-wave tubes (BWT) terahertz range - carcinotrons and klynotrons widely used in radioelectronic systems for solving fundamental and applied problems. The instability of the output signal oscillation frequency of said tubes is not less than 10^{-4}. Frequency change of carcinotrons and klynotrons output signal usually carried out with the expense of power, namely, by changing the operating voltage and current. We have a teraherts range klynotron design and method of change and control its frequency of oscillation, i.e, method of change and control frequency loss-free of power in the control circuit. It is shown that the proposed method allows change frequency self-oscillations in the range hundreds MHz - units GHz, and its control close to the stability of the reference resonator. resonance frequency. Unlike traditional, the method does not contribute to the emission spectrum of the additional spectral components. output signal.

СПОСОБ БЕСТОКОВОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ И СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ АВТОКОЛЕБАНИЙ КЛИНОТРОНА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

Виктор Д. Ерёмка, Игорь М. Мыценко
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова, НАН Украины
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина
E-mail: v.yeryomka@gmail.com

Аннотация — Лампы обратной волны (ЛОВ) терагерцового диапазона - карсинотроны и клинотроны находят широкое применение в радиоэлектронных системах при решении фундаментальных и прикладных задач. Нестабильность частоты выходного сигнала упомянутых ламп не меньше 10^{-4}. Перестройку частоты их выходного сигнала, как правило, осуществляют с затратами мощности, а именно, путем изменения величины рабочих напряжения и тока. Нами предложены устройство клинотрона терагерцового диапазона и способ бестоковой перестройки и стабилизации частоты его автоколебаний, т.е. способ перестройки и стабилизации частоты без затрат мощности в цепи управления. Показано, что предложенный способ обеспечивает возможность перестройки частоты автоколебаний в интервале сотни МГц - единицы ГГц, а также её стабильность, близкую к стабильности резонансной частоты колебаний эталонного резонатора. В отличие от традиционных, предложенный способ не способствует увеличению в спектре излучения выходного сигнала дополнительных спектральных составляющих.

I. Введение

Существуют разнообразные способы повышения стабильности частоты автоколебаний генераторов. Значительный вклад в развитие теории и техники стабилизации частоты источников высокочастотных электромагнитных колебаний сделали пионерские работы многочисленных ученых и радиоинженеров XX века. В статье мы упоминаем ряд работ, в которых сделана попытка систематизировать материалы, касающиеся вопросов стабилизации частоты выходного сигнала генераторов высокочастотных электромагнитных колебаний [1-3]. Большинство способов стабилизации являются универсальными для всех диапазонов частот. Однако существуют и особенности применения способов стабилизации частоты колебаний в коротковолновых диапазонах. Например, возбудить кварцевый резонатор в терагерцовом диапазоне затруднительно. Поэтому для переноса кварцевой стабильности колебаний в коротковолновые диапазоны применяют различные системы умножения частоты.

Эффективным способом стабилизации частоты в коротковолновых диапазонах является применение пассивных эталонов частоты в виде объемных или высокодобротных открытых резонаторов. Разумеется, что обеспечить стабилизацию в интервале частот сложнее, чем на фиксированной частоте. Способы стабилизации частоты автоколебаний генераторов микроволнового излучения непрерывного действия с большой и малой мощностью выходного сигнала, а также генераторов импульсного действия имеют специфические особенности. Среди существующих способов стабилизации частоты автоколебаний генераторов микроволнового излучения можно выделить три характерных группы: а) способы параметрической стабилизации; б) способы стабилизации с помощью электромеханических систем; в) стабилизация автоматической подстройкой частоты.

Для параметрических способов стабилизации частоты характерным является стремление по возможности сохранять неизменными параметры тех элементов и узлов генераторов, которые наиболее ощутимо влияют на их частоту автоколебаний. Резонаторная система стабилизируемого генератора должна обладать высокой эталонной добротностью. С этой целью применяют резонаторные системы с термокомпенсацией или термостабилизацией, осуществляемые различными способами. Способы термокомпенсации и термостабилизации обеспечи-вают достижение относительной нестабильности частоты ~10^{-8}-10^{-4}.

Относительная нестабильность ~10^{-8}-10^{-9} достижима путем термостабилизации резонатора из материала, который становится сверхпроводящим при криогенных температурах. В предложенном нами способе стабилизации частоты достигается высокая добротность объемного резонатора при температуре окружающей среды, что обеспечивает относительную нестабильность частоты ~10^{-4}-10^{-5}. Стабилизацию питающих микроволновый генератор источников напряжений можно отнести к параметрическим способам стабилизации частоты его автоколебаний [4].

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Стабилизация частоты автоколебаний микроволновых генераторов с помощью электромеханических колебательных контуров основана на применении высоких эталонных колебательных свойств ряда минералов: кварц, сегнетова соль, титанат бария, турмалин. Резонаторы из упомянутых материалов могут обеспечить высокую добротность $Q_0 \sim 10^6$. Применение таких резонаторов в схемах стабилизации частоты автоколебаний клинотронов терагерцового диапазона весьма затруднительно из-за сложностей, возникающих при создании умножителей частоты с высоким коэффициентом умножения.

Способ стабилизации автоматической подстройкой частоты (АПЧ) является наиболее распространенным. Генераторы, частоту автоколебаний которых стабилизируют с помощью способа АПЧ, могут работать не только в режиме генерирования автоколебаний с частотой повышенной стабильности, но и в режиме фазовой и частотной модуляции. Принцип стабилизации частоты автоколебаний по схеме АПЧ основан на сравнении частоты или фазы автоколебаний стабилизируемого генератора с частотой или фазой колебаний эталонного резонатора. В предложенном нами способе стабилизации частоты автоколебаний клинотронов терагерцового диапазона в качестве эталонного резонатора применен высокодобротный открытый резонатор, обладающий высокими эталонными качествами (пассивный эталон). Цель данной статьи – представить информацию для потребителей вакуумных источников микроволнового излучения терагерцового диапазона на основе клинотронов о том, что создан новый ТГц-клинотрон с управляющим электродом и разработан способ бестоковой перестройки и стабилизации частоты его автоколебаний, т.е. перестройки и стабилизации частоты автоколебаний упомянутого генератора без затрат мощности в цепи управления.

II. Устройство клинотрона для реализации способа бестоковой перестройки и стабилизации частоты его автоколебаний

Клинотронный эффект в ЛОВО миллиметрового диапазона с ленточным электронным потоком и замедляющей системой (ЗС) в виде плоской гребенки первыми наблюдали А.Я. Кириченко, Г.Я. Левин и А.Я. Усиков в 1956 г., исследуя в эксперименте характеристики разрабатываемых генераторов миллиметрового диапазона [5-7]. Клинотронный эффект проявляется в значительном увеличении мощности генерируемых электромагнитных колебаний при наличии острого угла α между рабочей поверхностью ЗС и направлением движения ленточного электронного потока. В клинотроне функция периодической ЗС - гребенки совмещена с функцией коллектора электронов [5-12]. Необходимость наклона ленточного электронного потока к рабочей поверхности плоских периодических ЗС для повышения эффективности энергообмена электронов с электрической компонентой замедленной волны электромагнитного поля в ЛОВ О-типа (ЛОВО) миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов в настоящее время является неоспоримым требованием [7]. Известно, что в традиционных ЛОВО мм и субмм диапазонов, таких как клинотрон [5, 6] и карсинотрон [13] электрическая перестройка и стабилизация частоты автоколебаний осуществляется путем изменения величин рабочего (высоковольтного) напряжения и рабочего тока. В ИРЭ им. А.Я. Усикова Косая гребенка, рассчитанная для работы на длине волны $\lambda = 0{,}8$ мм при $\theta_0 \approx 78^0$ обеспечивает НАН Украины предложен генераторный клинотрон с бестоковой перестройкой частоты автоколебаний, реализована его конструкция, исследованы энергетические и частотные характеристики экспериментальных образцов таких генераторов [9, 10].

На рис. 1 показана схема конструкции клинотрона с электронноoптической системой (ЭОС) 1, формирующей ленточный электронный поток 2, падающий под острым углом α на рабочую поверхность плоской косой гребенки 3 (рис. 2). Над рабочей поверхностью косой гребенки 3 установлен плоский управляющий электрод 4 с вводом 5 управляющего сигнала, изолированным от вакуумплотного корпуса 6 клинотрона. Плоский управляющий электрод 4 установлен параллельно оси ЭОС 1. Путем подачи на ввод 5 управляющего сигнала обеспечивают бестоковую перестройку частоты автоколебаний клинотрона [9, 10]. Для обеспечения однозначности изменения частоты автоколебаний клинотрона под действием управляющего сигнала и независимости от его полярности и направления вектора магнитного поля в зазоре, а также для увеличения крутизны частотно-вольтовой характеристики генератора при бестоковой перестройке частоты, ламели гребенки выполнены перпендикулярными к рабочей поверхности структуры и под углом θ_0 к её продольной оси (рис.2).. На рис.2. представлена векторная диаграмма скоростей электронов ленточного электронного потока 2 в системе координат косой гребенки. Такой клинотрон терагерцового диапазона пакетирован с магнитной системой (на рис.1 не показана). Если на электрод 4 с помощью ввода 5 подают управляющий сигнал, изменяющийся по заданному закону, то электрон e, перемещающийся со скоростью $\vec{v}$ над рабочей поверхностью гребенки 3 в продольном магнитном поле $\vec{B}$ и поперечном электрическом поле $E_{упр}$ управляющего сигнала, испытывает воздействие силы Лоренца:

$$\vec{F} = e\left[\vec{v} \times \vec{B}\right] \qquad (1)$$

Под действием силы Лоренца в плоскости периодической замедляющей структуры – гребенки 3 происходит отклонение направления движения ленточного электронного потока 2 на угол от направления движения при отсутствии управляющего сигнала (рис.2). При $\vec{E}_{упр} = 0$ заряженные частицы электронного потока 2 перемещаются со скоростью $\vec{v}_0$.

Так как электроны посредством компоненты скорости взаимодействуют с электрической компонентой замедленной волны электромагнитного поля, то при изменении напряженности поля $\vec{E}_{упр} = \vec{E}$ управляющего сигнала характеристики клинотрона с электродом 4 изменятся, изменится также компонента $\vec{v}_z$ скорости. Величину угла θ_0 нарезки прямоугольных щелевых резонаторов гребенки выбирают исходя из необходимой крутизны частотно-вольтовой (по величине напряжения управляющего сигнала) характеристики генераторного клинотрона. Чем меньше угол θ_0, тем больше крутизна частотно-вольтовой.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

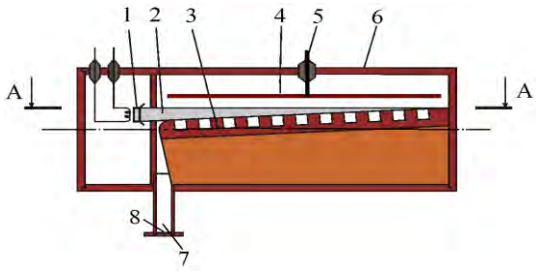


Рис. 1. Схематическое изображение клинотрона с бестоковым управлением частотой автоколебаний: 1 – ЭОС; 2 - ленточный электронный поток; 3 – ЗС – плоская косая гребенка; 4 – плоский управляющий электрод; 5 – ввод управляющего сигнала; 6 – вакуумплотный корпус клинотрона, 7 – волноводный вывод энергии; 8 – окно вывода энергии.

Fig. 1. Schematic representation of a klynotron with currentless self-oscillation frequency change: 1 - EOS; 2 – sheet electron flow; 3 - SWS - flat oblique comb; 4 – flat control electrode; 5 – lead-in control signal; 6 - vacuum-tight klynotron chassis; 7 - wave energy output; 8 - power output window

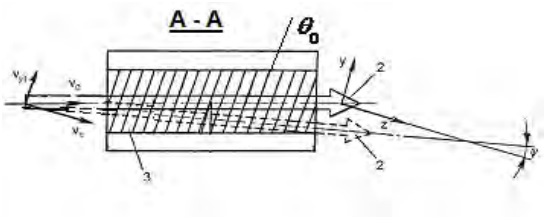


Рис. 2. Схематическое изображение перемещения ленточного электронного потока над рабочей поверхностью плоской косой гребенки в пространстве взаимодействия клинотрона ТГц интервала частот с управляющим электродом.

Fig. 2. Schematic representation of movement tape electronic stream of labor flat surface oblique comb interaction space klynotron THz frequency range with a control electrode

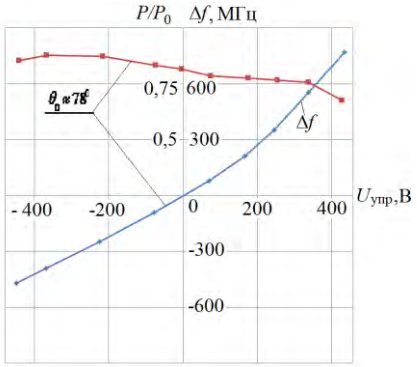


Рис. 3. Зависимость изменения частоты автоколебаний генераторного клинотрона терагерцового диапазона от величины напряжения $U_{упр}$ управляющего сигнала на плоском управляющем электроде.

Fig. 3. The dependence of the oscillation frequency changes klynotrona terahertz generator on the magnitude of the voltage c $U_{control}$ control signal to the flat control electrode

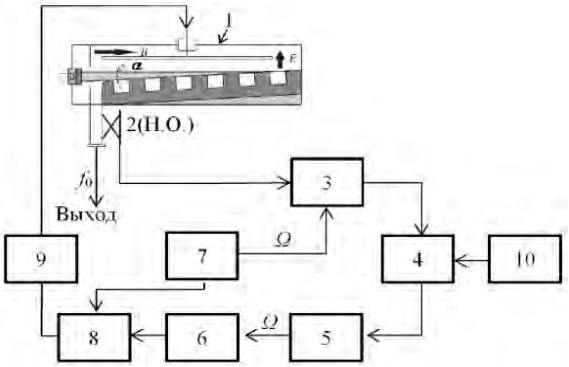


Рис. 4. Схема бестоковой стабилизации частоты автоколебаний клинотрона терагерцового диапазона: 1 – клинотрон с косой ЗС и ленточным электронным потоком; 2 – направленный ответвитель (НО); 3 – амплитудный модулятор (АМ); 4 – эталонный резонатор (ЭР); 5 – амплитудный детектор АД); 6 – избирательный усилитель; 7 – опорный генератор (ОГ); 8 – фазовый детектор (ФД); 9 – усилитель постоянного тока (УПТ); 10 – источник управляющего сигнала.

Fig. 4. Shema current- stabilize the frequency of oscillation klinotrona terahertz 1 - klinotron with AP and oblique belt electron flux; 2 - directional coupler; 3 - amplitude modulator; 4 - a reference cavity; 5 - amplitude detector; 6 - selective amplifier; 7 - a reference oscillator; 8 - a phase detector; 9 - DC amplifier; 10 - control signal source

характеристики клинотрона терагерцового диапазона с управляющим электродом.

Изменение частоты выходного сигнала клинотрона терагерцового диапазона (рис.1) при повороте ленточного электронного потока в скрещенных электрическом и магнитном полях на угол φ относительно оси гребенки игнала можно определить с помощью выражения:

$$\Delta f = f - f_0 = \pm\gamma U_{упр} \cos^2\varphi \quad (2)$$

Диапазон бестоковой перестройки частоты автоколебаний клинотрона терагерцового диапазона с управляющим электродом составляет примерно 0,3% рабочей частоты и определяется, в основном, шириной резонансного участка дисперсионной характеристики ЗС.

При упрощенном описании физики процессов бестоковой перестройки частоты автоколебаний клинотроне с управляющим электродом 4 мы пренебрегали влиянием величины напряжения управляющего сигнала на клинотронный эффект, не учитывали имеющий место снос електронного потока, не учитывали влияние ортоклинотронного эффекта на эффективность електронноволнового взаимодействия, не рассматривали явления в пространстве взаимодействия клинотрона при изменеии направления вектора магитного поля в зазоре магнита. Зависимость измене-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ния частоты автоколебаний $\Delta f = f(U_{упр})$ клинотрона с рабочей частотой $f_0 = 0,5ТГц$ представлена на рис.3.

III. Схема бестоковой стабилизации частоты автоколебаний клинотрона терагерцового диапазона

Создание конструкции клинотрона терагерцового диапазона с управляющим электродом 4 позволило реализовать оригинальный способ стабилизации частоты его автоколебаний без затрат мощности в цепи управления. В работах [14,15] рассмотрен способ, где используется амплитудная модуляция части сигнала стабилизируемого генератора. Для этого способа стабилизации частоты характерным является возможность реализовать высокий коэффициент стабилизации при наличие затрат мощности в цепи управления, но без добавления в спектр автоколебаний дополнительных составляющих. Нами предложена схема стабилизации путем фазовой автоподстройки частоты автоколебаний клинотрона терагерцевого диапазона без добавления в их спектр дополнительных составляющих и без затрат мощности в цепи управления. Новая схема стабилизации частоты автоколебаний клинотрона терагерцевого представлена на рис.4.

Она содержит генераторный клинотрон 1 непрерывного действия, волноводный НО 2, АМ 3, ЭР 4, АД 5, избирательный усилитель 6, ОГ 7, ФД 8, УПТ 9. Устройство работает следующим образом. Сигнал стабилизируемого генератора 1

$$U_H(t) = U_H \cos(\omega_H t + \psi_0), \qquad (3)$$

где ψ_0 - начальная фаза колебания, через направленный ответвитель 2 поступает на вход амплитудного модулятора 3, где осуществляется его амплитудная модуляция сигналом ОГ 7

$$U_\Omega(t) = U_\Omega \cos(\Omega t + \gamma_0), \quad (4)$$

На выходе амплитудного модулятора 3 формируется сигнал, состоящий из трех гармонических составляющих

$$U(t) = U_H \cos(\omega_H t + \psi_0) + \\ + \frac{MU_H}{2}\cos\left[(\omega_H + \Omega)t + \psi_0 + \gamma\right] + \\ + \frac{MU_H}{2}\cos\left[(\omega_H - \Omega)t - \psi_0 - \gamma\right] \qquad (5)$$

где M аргумента $\varphi(\omega)$ входной проводимости резонатора для этого случая изображены на рис.5, *а* и *б*. [16, 17]. После прохождения через эталонный резонатор 4 сигнал (3) приобретает следующий вид:

$$U(t) = U_H \cos(\omega_H t + \theta_0) + \frac{M' U_H}{2}\cos\left[(\omega_H + \Omega)t + \theta_0 + \gamma\right] + \\ \frac{M' U_H}{2}\cos\left[(\omega_H - \Omega)t - \theta_0 - \gamma\right] \qquad (6)$$

где $M' = M \Big/ \sqrt{1 + 2Q\Omega/\omega_H}$ (7)

коэффициент модуляции в резонаторе 4.

Из формулы (7) видно, что M'<M, т.е. глубина модуляции меньше глубины модуляции приложенного напряжения. Кроме этого, необходимо отметить, что огибающая выходного напряжения сдвинута по фазе относительно огибающей входного напряжения на угол $\phi_Б$. Этот сдвиг по мере увеличения частоты опорного генератора 7 стремится к $\pi/2$. В отличие от LC – контуров, для резонаторов не существует простых аналитических выражений этих величин, справедливых в широкой полосе частот. Эти соотношения приемлемы при небольших расстройках $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ по сравнению с ω_0 [12, 13].

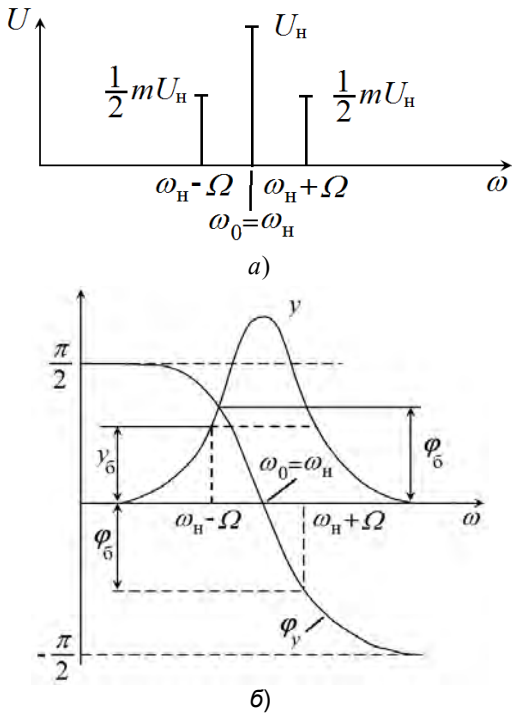


Рис. 5. Спектральная диаграмма входного напряжения и частотная зависимость модуля $y(\omega)$ и аргумента $\varphi(\omega)$ входной проводимости резонатора (при $\omega_0 = \omega_H$).

Fig. 5. The spectral diagram of the input voltage and the frequency dependence of the modulus $y(\omega)$ and argument $\varphi(\omega)$ of the resonator input conductance (at $\omega_0 = \omega_H$)

В том случае, если резонансная частота резонатора 4 $\omega_Д$ не совпадает с несущей частотой генератора 1 ω_i, характер явлений изменяется. Расположение спектра входного колебания относительно резонансной кривой резонатора 4 иллюстрируется рис.5. Несовпадение этих частот приводит к асимметрии боковых частот на выходе резонатора 4.

Итак, схема бестоковой стабилизации частоты автоколебаний клинотрона (рис.4) работает следующим образом. Сигнал с выхода резонатора 4 подается на амплитудный детектор 5, выходное напряжение которого пропорционально огибающей модулированного колебания. Нарушение симметрии амплитуд и фаз колебаний боковых частот приводит к нелинейным искажениям. Эти искажения проявляются в возникновении новых частот, кратных частоте Ω опорного генератора 7. Далее сигнал с выхода амплитудного детектора 5 поступает на вход избирательного усилителя 6, который настроен на частоту Ω опорного генератора 7. Усилитель выделяет и усиливает первую гармонику Ω, фаза которой зависит от расстройки $\Delta\omega$. Сигнал после усилителя 6

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

применяют в системе автоподстройки частоты генератора 1. Это происходит следующим образом.

Уход частоты стабилизируемого генератора 1 и несовпадение частот ω_H и ω_P приводит к асимметрии боковых частот $\omega_H - \Omega$ и $\omega_H + \Omega$ на выходе резонатора 4. При этом огибающая выходного сигнала получает дополнительный угол сдвига фаз $\Delta\gamma(\Delta\omega)$, являющийся функцией расстройки $\Delta\omega$ и изменяющий знак при переходе через точку, соответствующую резонансной частоте ω_P. Выходной сигнал избирательного усилителя подается на один из входов фазового детектора 8, а на другой вход подается сигнал частотой Ω от опорного генератора 7. В состав опорного генератора 7 входит регулируемый фазовращатель, который позволяет исключить влияние набега фаз и при $\Delta\omega = 0$ установить выходное напряжение фазового детектора 8 равным нулю. Далее сигнал рассогласования усиливается (усилитель 9) до необходимой величины и подается на ввод 5 управляющего электрода 4 (рис.1) клинотрона 1.

Перестройку частоты автоколебаний клинотрона осуществляют путем изменения резонансной частоты ω_D ЭР 4. Для этого служит источник управляющего сигнала 10, напряжение которого воздействует на реактивность ЭР 4. Кроме этого, не исключена механическая перестройка его резонансной частоты.

Описанная выше схема была протестирована при стабилизации частоты генератора дифракционного излучения ($\lambda = 8мм$) [14] и способствовала процессу изучения спектра генерируемых колебаний. Кроме того, было проведено макетирование схемы стабилизации на более низких частотах [15]. Как видно из рис. 5 и проведенной экспериментальной проверки, частота модуляции Ω должна быть соизмерима с полосой пропускания ЭР. Её можно определить с помощью соотношения $\Omega = \omega_H / 2\vartheta$. В этом случае боковые частоты $\omega_H \pm \Omega$ при $\omega_H = \omega_P$ попадут на склон амплитудно-частотной характеристики ЭР с наибольшей крутизной, где будем наблюдать максимальное изменение их амплитуд, а, следовательно, угла ϑ сдвига фаз огибающей. В терагерцовом диапазоне радиоволн при реальных добротностях эталонных резонаторов частота модуляции может быть выбрана в пределах 100—1000 МГц, что требует применения высокочастотного фазового детектора.

IV. Заключение

Предложена и описана оригинальная схема фазовой автоматической безтоковой стабилизации частоты автоколебаний клинотронов терагерцового диапазона. Описана конструкция ТГц-клинотрона, с управляющим электродом и возможностью бестоковой перестройки частоты автоколебаний в полосе 0,3% относительно выбранной рабочей точки, а также бестоковую стабилизацию частоты его автоколебаний без добавления в их спектр дополнительных составляющих. Показано, что описання схема стабилизации частоты автоколебаний клинотрона ссспособна обеспечить относительную нестабильность не больше относительной нестабильности резонансной частоты колебаний эталонного резонатора.

V. References

1. *Нейман М.С.* Стабилизация частоты в радиотехнике. Связьиздат. 1937. - с.
2. *Я. Грошковский.* Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты. М.: -Изд. иностранной литературы. 1953..
3. *Бычков С.И., Буренин Н.И., Сафаров Р.Т.* Стабилизация частоты генераторов СВЧ.М.: -Изд. «Советское радио». 1962, 376с
4. *Ковшов Ю.*С., *Иванов А.И., Кишко С.А., Пономаренко С.С., Кулешов А.Н.* Стабилизация частоты электромагнитных колебаний в ЛОВ-генераторах субмиллиметрового диапазона // Вісник Харківського національного університету ім. В.Н. Каразіна №1094. Сер. «Радіофізика та електроніка», вип..23, 2013. – С.77-83
5. А.с. СССР №341113 от 17.12.1956,. Лампа обратной волны / *Г Я Левин* // Открытия, изобретения - 1972. - №25. - С.201
6. Клинотрон / *Г.Я.Левин. А.И.Бородкин, А.Я.Кириченко и др. Под ред. А.Я. Усикова.* - Киев: Наук, думка,1992. 200 с.
7. *Кириченко А.Я., Яковенко В.М.* Клинотрону – 50 // Радиофизика и электроника. Сб. научн. тр./НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова . Харьков, 2007. Т.12, - спец. вып. –С.5-13.
8. *Ерёмка В.Д..* Умножители частоты с наклонным электронным потоком. // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. -2007, 12 , спец. вып. – С.81-103.
9. *Ерёмка В.Д.* Умножители частоты с наклонным електронным потоком: перспективы работы в диапазоне ТГц // Труды 17-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007). Севастополь, 10-14 сетября 2007. Т.1 - С.173-175
10. *Ерёмка В.Д.* Вакуумные источники электромагнитного излучения терагерцового интервала частот: зигзаги развития от клинотрона до клиноорбиктрона // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2013, т.21,№1. –С.7-28.
11. А. с. СССР №555751, МКИ H01 J 25|00/ Лампа обратной волны /В.Д. Ерёмка, А.Я. Кириченко, В.А. Солодовник // БИ, №44, С.227, 1976.
12. *Ерёмка В.Д., Кириченко А.Я., Солодовник В.А.* Исследование возможности бестокового управления частотой автоколебаний ЛОВО – клинотрона // Труды Института радиофизики и электроники АНУССР. – 1977. - Т.23. – С..60-79.
13. Лампы обратной волны миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн I Е.М.Гершензон, М.Б.Голант. А.А.Негирев, В.С.Савельев. Под ред. Н.Д.Девяткова. - М.: Радио и связь. 1985. - 136с.
14. Авт. св. СССР №892741, МКИ H03 L 7/06.Устройство стабилизации частоты генератора/ И.М. Балаклицкий, Ю.В. Майстренко, И.М. Мыценко // БИ №47, 1981.
15. *Мыценко И.М., Роенко А.Н., Чернявский И.Ю.* Устройство для стабилизации частоты генераторов СВЧ. Зб. Наукових праць Харківський військовий університет. 2002, вип.. 3(41). Харків. – С.108-109.
16. *Гоноровский И.С.*Радиотехнические цепи и сигналы.М.: . «Советское радио». 1971, 672с.
17. *Семенов А.Н.* Техническая электроодинамика. М.: -Изд. «Связь». 1973, 480 с.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

W-BAND TWT WITH A PLANAR SLOW-WAVE STRUCTURE ON A DIAMOND SUBSTRATE

Galdetskiy A. V., Rakova E. A.
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
2a, Vokzalnaya Str., Fryazino, Moscow region, 141190, Russia
Phone: +7(495) 465-86-20, e-mail: galdetskiy@istokmw.ru

Abstract — The design of TWT in W-band is considered. It is based on planar slow wave system on diamond substrate. Main parts of the tube are simulated. Interaction impedance of SWS achieves 20 Ohms. The tube provides output power 17 W, gain 17 dB, electron efficiency 6-7%.

ЛБВ W-ДИАПАЗОНА С ПЛАНАРНОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА АЛМАЗНОМ ТЕПЛООТВОДЕ

Галдецкий А. В., Ракова Е. А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
ул. Вокзальная, 2а, Фрязино, Московская область, 141190, Россия
тел.: +7(495) 465-86-20, e-mail: galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация — Представлен проект ЛБВ в W-диапазоне длин волн на основе планарной ЗС, расположенной на алмазной подложке. Промоделированы основные узлы лампы. Оптимизированы конструкции ЗС и ввода-вывода энергии. Импеданс взаимодействия ЗС достигает 20 Ом. Лампа обеспечивает выходную мощность 17 Вт, усиление 17 дБ, кпд 6-7%.

I. Введение

Необходимость разработки и производства мощных ЛБВ миллиметрового диапазона определяется потребностями современной радиолокации и связи. В последние годы в качестве перспективной замедляющей системы (ЗС) в W-диапазоне как правило рассматривается петляющий волновод [1-3]. Эта ЗС обеспечивает хороший теплоотвод и широкую полосу рабочих частот, однако ее изготовление (как и других типов ЗС в мм и субмм диапазонах) требует сложной прецизионной технологии. В «Истоке» существуют и широко применяются прецизионные технологии лазерной резки, а также роста размерных алмазных элементов с последующей металлизацией. На основе данных технологий мы предложили конструкцию широкополосной ЗС в W-диапазоне, использующей нулевую пространственную гармонику с высоким сопротивлением связи и способной обеспечить хороший теплоотвод.

II. Моделирование лампы

Планарная ЗС представляет собой два ленточных меандра, расположенных на поверхности алмазных пластин с двух сторон от ленточного пучка внутри прямоугольного волновода (Рис.1, 2).

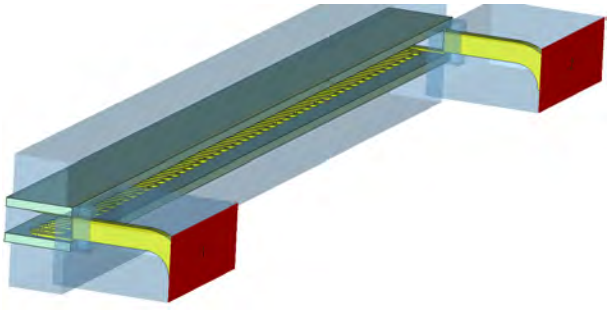


Рис. 1. Геометрия расчетной области.

Fig. 1. Geometry of simulation region

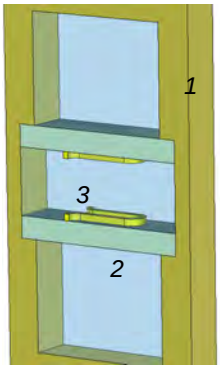


Рис. 2. Один период ЗС: 1 – корпус, 2 – алмазная пластина, 3 – металлический меандр.

Fig. 2. Single period of slow-wave structure: 1 – envelope, 2 – diamond wafer, 3 – metal meander

Геометрия ЗС подбиралась так, чтобы обеспечить высокое сопротивление связи (не менее 20 Ом) в полосе частот не менее 1 ГГц и рабочее напряжение пучка 15 кВ. Период ЗС составил 190 мкм. Характеристики ЗС представлены на Рис. 3-4. Благодаря толщине меандра 40 мкм предотвращается токооседание на поверхность алмазных пластин.

Для первых образцов изделия предполагается использовать имеющуюся электронно-оптическую систему от ЛОВ, выпускаемых «Истоком», с прямоточной оптикой и иммерсионными катодами с плотностью тока 100 А/см^2. Сечение пучка 100х300 мкм, ток 30 мА. Фокусировка электронного потока осуществляется магнитной системой на постоянных магнитах, обеспечивающих амплитуду магнитного поля 0.8 Тл. Впоследствии планируется переход на оптику с экранированным катодом и компрессией пучка.

В одномерной программе по расчету взаимодействия были выходные характеристики лампы, представленные на Рис. 5. Выходная мощность составляет около 17 Вт в полосе 1 ГГц при длине области взаимодействия 24 мм.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Был промоделирован тепловой режим лампы. При расчете учитывалось тепловыделение от вероятного токооседания электронного потока на элементы ЗС из-за несовершенства сборки лампы (была принята ориентировочная величина токооседания 10%), а также омические и диэлектрические потери мощности СВЧ волны в ЗС. Распределение температуры в элементах ЗС показано на (Рис. 6). Максимальный температурный перепад между ЗС и корпусом составил всего 3^0C благодаря высокой теплопроводности алмаза.

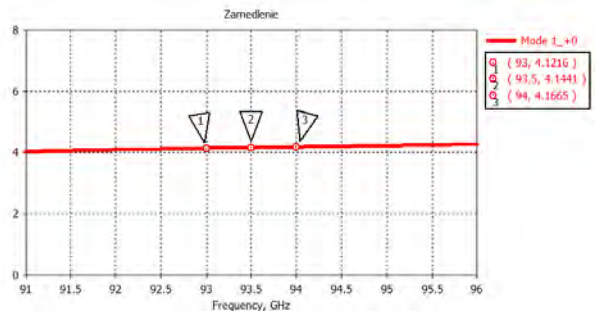


Рис. 3. АЧХ замедления ЗС.

Fig. 3. Dispersion of slow-wave factor

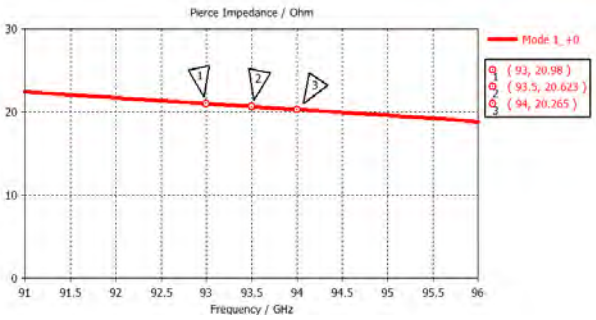


Рис. 4. Импеданс взаимодействия.

Fig. 4. Pierce impedance

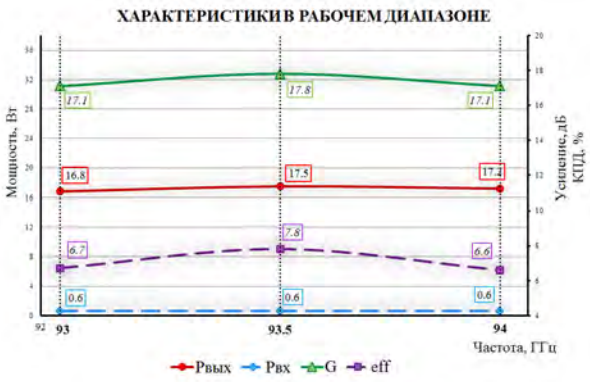


Рис. 5. Расчетные выходная мощность, кпд и усиление ЛБВ.

Fig. 5. Calculated output power, efficiency and gain of TWT

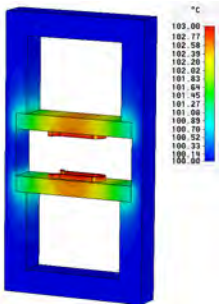


Рис. 6. Распределение температуры в элементах ЗС.

Fig. 6. Temperature distribution inside SWS

Спроектированы выводы энергии из ЗС на стандартный прямоугольный волновод. Входное и выходное устройства СВЧ ввода идентичны и состоят из: волновода, согласующей петли и вакуумного окна. (Рис. 1). Данная геометрия позволяет минимизировать уровень КСВ в рабочей полосе. Максимальное расчетное значение КСВ всей системы в сборе составляет 1.3 (Рис. 7).

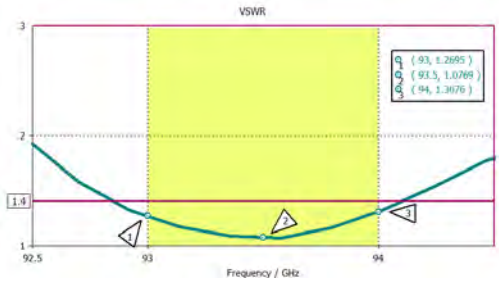


Рис. 7. Расчетный КСВ ЗС с выводами энергии.

Fig. 7. Calculated VSWR of SWS with

III. Заключение

Предложенная конструкция ЛБВ W-диапазона на алмазном теплоотводе с планарной ЗС работает на нулевой пространственной гармонике и потому обеспечивает высокое сопротивление связи, широкополосность и отличные возможности теплоотвода. Малые размеры и низкое напряжение питания 15.4 кВ делают ее перспективной для бортовых применений.

Расчет выходных характеристик ЛБВ показывает выходную мощность порядка 17 Вт во всей рабочей полосе, КПД 7% и усиление 17 дБ. Некоторые вопросы технологии изготовления лампы будут рассмотрены в докладе.

IV. References

1. C. D. Joye, A. M. Cook, J. P. Calame, et al. Demonstration of a High Power, Wideband 220-GHz Traveling Wave Amplifier Fabricated by UV-LIGA. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1672-1678.
2. Jinjun Feng, Jun Cai, Yinfu Hu, et al. Development of W-band Folded Waveguide Pulsed TWTs. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1721-1725
3. Huarong Gong, Yubin Gong, Tao Tang, et al. Experimental Investigation of a High-Power Ka-Band Folded Waveguide Traveling-Wave Tube. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 58, no. 7, 2011, p.2159-2163.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

OPTIMIZATION OF POWER KLYSTRON ELECTRON OPTICS

N. G. Dukhina, A. N. Yunakov, S. V. Evseev
Joint Stock Company «Research and Production Corporation «Istok» named after A. I. Shokin»
2a, Vokzalnaya Str., Fryazino, Moscow reg.,141190, Russian Federation
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Abstract — The power klystron's electron-optical and magnetic systems are discussed. The beams are aligned due to moving the disks near the pole tips. Shows how much influence the field at the cathode on the current density distribution along collector's surface.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ОПТИКИ МОЩНОГО КЛИСТРОНА

Н. Г. Духина, А. Н. Юнаков, С. В. Евсеев
ОАО «НПП «Исток» имени А. И. Шокина»
141190, Московская область, г.Фрязино, Вокзальная 2а, Россия
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Аннотация — Обсуждается электронно-оптическая и магнитная системы мощного клистрона. Выпрямлен ход пучков за счёт перемещения дисков, примыкающих к стойкам полюсных наконечников. Показано, насколько сильно влияет поле на катоде на распределение плотности мощности по поверхности коллектора.

I. Введение

В восьмидесятые годы на предприятии «НПП «Исток» был разработан мощный усилительный клистрон с кольцевыми резонаторами на высшем типе колебаний. Впоследствии была проведена модернизация данного прибора с целью увеличения выходной мощности. В настоящее время выявилось, что длительная работа прибора в статическом режиме оказывается ненадежной по причине проплавления коллектора. В связи с этим возникла необходимость в оптимизации конструкции клистрона с целью увеличения его надежности.

Для решения поставленной задачи было проведено компьютерное 3d-моделирование магнитной фокусирующей и электронно-оптической систем прибора с помощью существующих в настоящее время программ 3-х мерного расчета.

II. Основные результаты

Исследуемая многолучевая ЭОС состоит из шести парциальных пушек, формирующих трубчатые электронные потоки с пиковой величиной тока 4А при анодном напряжении 28кВ. Катоды кольцевые, с радиусом сферы 8,5мм и поперечным диаметром от 7 до 10мм; оси катодов отстоят от центральной оси на расстоянии R=21мм; штыревые электроды каждой из пушек выставлены вровень с внешним краем эмиттера. Фокусировка пучков в пространстве между анодом и коллектором осуществляется полем магнитов, расположенных по обе стороны от ЭОС вдоль оси x, пучки распространяются вдоль оси z в каналах диаметром 4,3мм. На рис.1, 3 показана магнитная система, включающая в себя магниты и элементы из электротехнической стали 10880 («Армко»): 1, 2 - стойки катодного и коллекторного полюсных наконечников (ПН1 и ПН2), 3, 4 - башмаки ПН-ов, 5, 6 - диски, 7 - магниты, 8 - выпрямитель, 9 - фокусирующий электрод (ФЭ), 10, 11 - защитные цилиндры для обеспечения малого поля в коллекторе, 12 - траектории электронов.

Отверстия под пучки в стойке ПН1 выполнены в виде цилиндра r9,5 и примыкающих с двух сторон «лепестков» r6, при этом общая длина в радиальном направлении составляет 25мм. Чтобы электроны не выбивало из канала возникающим при данной форме отверстий сильнейшим поперечным полем (~340Э на оси под стойкой ПН1), их окружают выпрямителем - набором тонких стальных дисков, внутренняя поверхность которых образует конусное анодное отверстие, задающее границу в оптической задаче, а также делают ФЭ из стали, симметрируя тем самым поле вокруг парциальных осей.

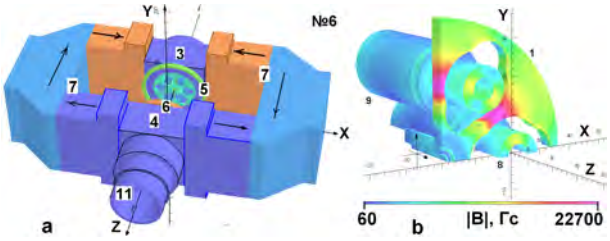


Рис. 1. Общий вид (a), область ПН1 (b).

Fig. 1. Total view (a), PN1-zone (b)

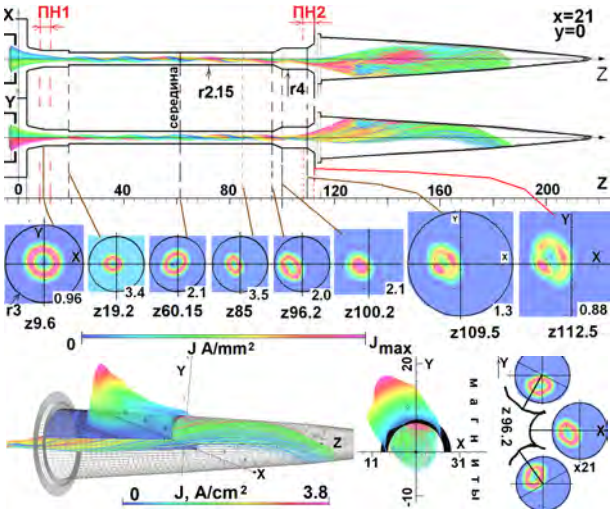


Рис. 2. Пучок в проекциях xz, yz и 3d-виде, J в сечениях канала и на поверхности конуса.

Fig. 2. xz, yz planes & 3d-view of beam, J at canal cross sections and on the surface of the cone

3d-модель оптики базировалась на двумерных расчётах, взятых из базы данных предприятия, при этом коллектор брался в форме удлинённого конуса

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

под каждый луч. Подкорректированная с целью оптимизации потока модель помещалась в магнитную систему (рис.1) так, чтобы ось её совпадала с одной из парциальных. В результате получили, что индивидуальные коллекторы должны проплавляться (рис.2). Пучок к концу канала смещался от оси (при токопрохождении 100%), не распадался, образовывая на поверхности конуса пятно с плотностью тока J=3.8 А/см^2, что с учётом $U_{кол}$ = 28 кВ и скважности 14 даёт мощность тепловой нагрузки 7.6 кВт/см^2 - величину неприемлемую. Пятно располагалось на входе коллектора. Попытки экранировать коллекторы помогли мало, в лучшем случае J уменьшалась в 1.4 раза. Исправить ситуацию мог лишь переход к общему коллектору.

Конструкция с общей для шести лучей полостью коллектора показана на рис 3a. Для уменьшения (по сравнению с первоначальными данными) поля в коллекторе поменяли распределение стали в коллекторном блоке, введя, в частности, стальной цилиндр толщиной 2 мм. Экспериментальное и расчётное поля вдоль парциальных осей представлены на рис.3b. Расчёты показали, что в результате данной оптимизации конструкции плотность тока составит 0,52 А/см^2 - вполне приемлемую величину.

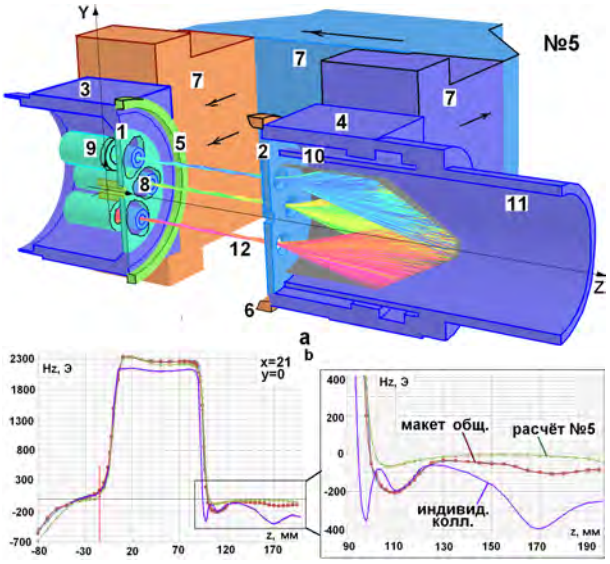


Рис. 3. Половина (x≥0) магнитной системы и пучок (a); магнитное поле в канале (b).

Fig. 3. Half (x≥0) of magnetic system and beam (a); field in channel (b)

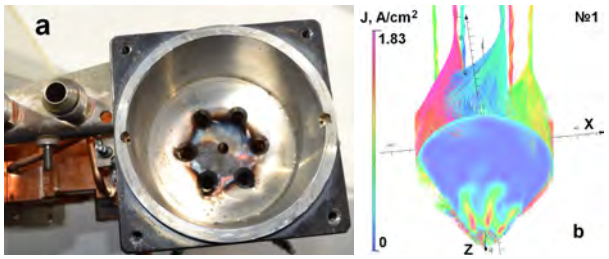


Рис. 4.Фото сгоревшего общего коллектора (a); вариант №1 с большим полем в коллекторе (b).

Fig. 4. Photo of burned collector (a); system №1

Однако в эксперименте общий коллектор прогорел с образованием шести аккуратных дырок в узком горлышке конуса (рис.4a). Похожие пятна с J=1.83 А/см^2 наблюдались лишь в расчётном экстремальном варианте №1 (Таблица) с полем в коллекторе, доходящим до 600 Гс, при этом отдельные траектории становились возвратными (рис.4б). Но поле в коллекторе не превышало 210 Гс (рис.3b) – при таких полях расчётное J не превосходило 0.8 А/см^2, при этом опасные участки располагались совсем в других местах - на цилиндре или в основании конуса. Следовательно, не поле внутри коллектора явилось причиной выжженных дыр. Но что тогда?

Следующим шагом стало - разобраться с прецессией пучка в канале. Ослаблению прецессии способствует выравнивание полочки продольного поля или, что то же самое, но в иных терминах и более наглядно - уменьшение величины поперечного поля, уравновешивание суммарного влияния его положительной и отрицательной компонент. Каким образом? Добавление дополнительных электродов по примеру [2] не сработало. Зато сработало другое: отклонить пучок в ту или иную сторону в канале удалось, перемещая вдоль оси z диски 5 (катодный) и 6 (коллекторный), примыкающие изнутри к стойкам соответствующих ПН. Налицо механизм управления прецессией.

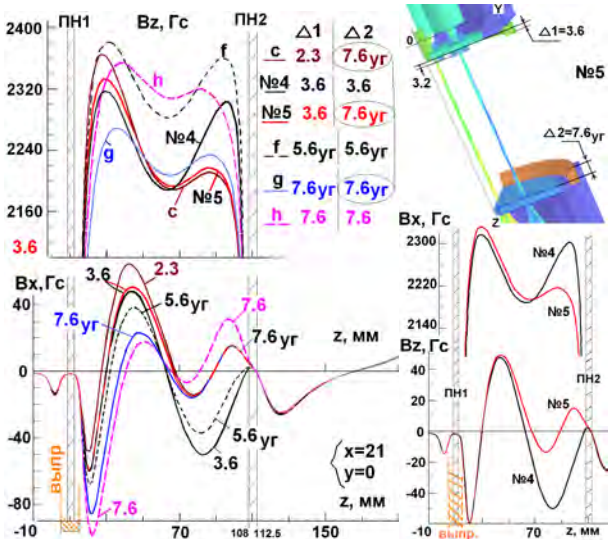


Рис. 5. Продольное и поперечное поля для вариантов с разным расположением дисков.

Fig. 5. Latitudinal and transverse fields for systems with different location of disks

На рис.5 показаны продольное и поперечное поля в зависимости от движения дисков для ближайшего от магнитов канала, где наиболее сильно сказывается вредное влияние поперечных сил. Выстроенная в соответствии с чертежами расчётная модель дала кривую №4, отрицательный пик (-50Э) поперечного поля во второй половине канала и сталкивал наш пучок. С перемещением диска 6 вдоль оси z к центру системы (от нависания Δ2=3.6 к 7.6 мм) этот отрицательный пик преобразовывается в положительный. В первой половине канала наблюдаем схожий процесс, но в обратную сторону, вдобавок выпрямитель оставляет за собой отрицательный шлейф поля. Неплохой результат получился для варианта №5, в котором диск 5 на Δ1=3.6 мм отстоял от стойки ПН1, при этом лишь на 0.4мм заходя за выпрямитель, а диск 6 нависал относительно стенки ПН2 уголком на Δ2=7.6мм.

Выровненный пучок стал распадаться гораздо активнее (рис.6) – при прочих равных, измеренное на площадке виртуального индивидуального коллектора J уменьшилась с 3.2 до 1.5 А/см^2. Для общего же коллектора результат состоял в том, что плотность тока перераспределилась по поверхности, не изменив своего максимума: пятно на входе (цилиндре)

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ослабло, зато усилилось на горлышке конуса. Выпрямив ход пучка, мы сделали благое дело для прибора в целом, но в решении проблемы горения коллектора не продвинулись.

Оставалось проверить последнее несоответствие: поле на катоде в приборе ~ 130 Э, тогда как расчётное существенно меньше. В применении частично экранированного катода имеются как преимущества, так и недостатки [1]: поле на катоде делает пучок не только более стабильным, но и жёстким. Насколько жёстким?

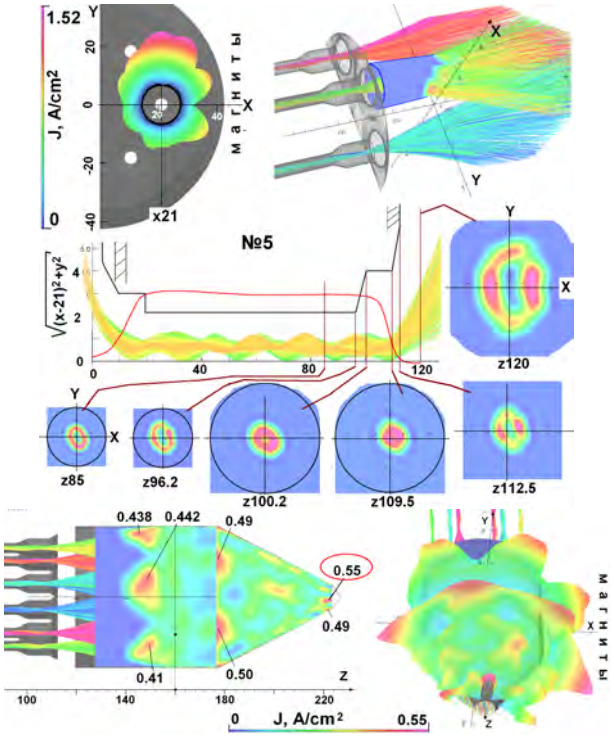


Рис. 6. Вариант №5: выпрямленный пучок, малое поле на катоде.

Fig. 6. System №5: aligned beam, low field at cathode

Расчёт показывает (рис.7), что на эмитирующей поверхности катода магнитное поле меняется от 30.3 до 32.4 Гс от внутреннего края к внешнему, примерно совпадая по направлению с перпендикуляром к площадке, при этом на оси поле составляет от 43 до 60 Гс. Перераспределением материала в катодном башмаке (вариант №7) удалось повысить поле: на эмиттере от 44.4 до 47,9, на оси от 59 до 80 Гс.

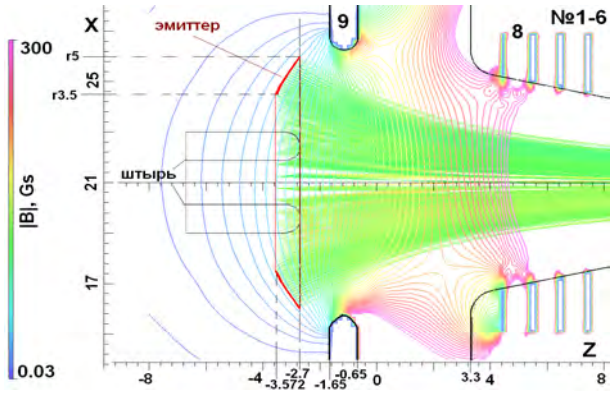


Рис. 7. Пучок и распределение |B| с верхним уровнем шкалы 300 Гс в сечении y=0 для вариантов 1-6 с малым полем на катоде.

Fig. 7. Beam and |B|-distribution for systems 1-6

В результате 20%-повышения поля на катоде получили распределение плотности тока по коллектору, представленное на рис.8: J возросло, особенно на дне и в цилиндре, при этом пятно в цилиндре переместилось ближе к началу коллектора. Если же поле на катоде вырастет до 130 Э, то, экстраполируя, получим и в теории результат как на фото рис. 4а.

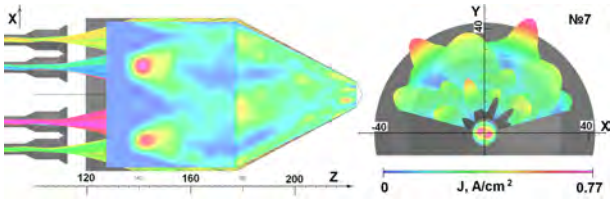


Рис. 8. Вариант №7: повышенное поле на катоде.

Fig. 8. System №7: increased field at cathode

Ниже приведена таблица максимальных значений J на площадке, выставленной в месте расположения виртуального индивидуального коллектора (2 столбец), а также на различных частях общего коллектора (цилиндре, конусе, дне) для семи вариантов модели. Каждый из вариантов имел свои особенности (рис.9): 1-4 отличались разным полем на коллекторе (от большого к малому), 5 имел ровно то же поле на коллекторе, что и 4, плюс выпрямленный пучок, в 6 поле уменьшено ещё и у дна коллектора, в 7 - увеличено поле на катоде.

Таблица.

Максимальные значения J (A/cm^2) на коллекторе

№п/п	1 луч	Общ,цил	Общ,кон	Общ,дно
1	3,88	0,74	1,83	0,63
2	3,74	0,72	0,53	0
3	3,27	0,62	0,49	0,26
4	3,21	0,52	0,44	0,38
5	1,52	0,44	0,55	0,46
6	1,55	0,50	0,46	0,46
7	1,99	0,77	0,55	0,82

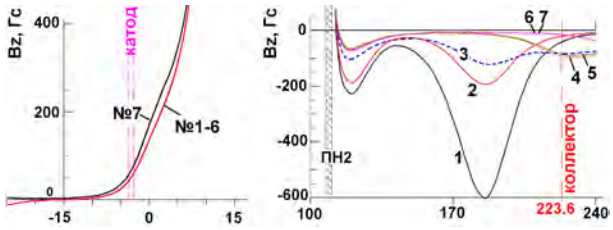


Рис. 9. Продольное поле в коллекторе для вариантов из таблицы.

Fig. 9. Latitudinal fields in collector for systems from Table.

Таким образом, ответ на вопрос: «Почему горит коллектор?» звучит так: из-за поля на катоде. Выход видится либо в увеличении длины коллектора, либо в уменьшении поля на катоде, при возникновении прецессии корректировать ход пучка подкруткой дисков.

III. Заключение

Результаты проведенных исследований могут быть полезны в дальнейшей работе по улучшению технических характеристик прибора.

IV. References

1. И. В. Алямовский. Электронные пучки и электронные пушки. Советское радио, Москва, 1966.
2. Патент РФ № 2337425, приоритет 24 июля 2007г. Многолучевая миниатюрная «прозрачная» лампа бегущей волны. Голеницкий И. И., Духина Н. Г., Сазонов Б. В.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE ELECTRON OPTICAL SYSTEM FOR 8-mm WAVELENGTH CYCLOTRON PROTECTIVE DEVICE

I. I. Golenitsky, N. G. Dukhina, Y. A. Budzinsky, S. V. Bykovsky
Joint Stock Company "Research and Production Corporation "Istok" named after A. I. Shokin"
2a, Vokzalnaya Str., Fryazino, Moscow reg.,141190, Russian Federation
Fax: (495) 4658686; e-mail: info@istokmw.ru

Abstract — The design and parameters of electron optical system with the ribbon micro cathode for 8-mm wavelength Cyclotron Protective Device (CPD) discussed.

ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ЦИКЛОТРОННОГО ЗАЩИТНОГО УСТРОЙСТВА 8-мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

И. И. Голеницкий, Н. Г. Духина, Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский
ОАО "НПП «Исток» имени А. И. Шокина"
141190, Московская область, г. Фрязино, Вокзальная 2а, Россия
Fax: (495) 4658686; e-mail: info@istokmw.ru

Аннотация — Обсуждаются конструкция и параметры электронно-оптической системы с ленточным микрокатодом для циклотронного защитного устройства (ЦЗУ) 8-мм диапазона длин волн.

I. Введение

Для защиты приемных устройств РЛС от СВЧ - мощности высокого уровня применяются циклотронные защитные устройства (ЦЗУ) [1]. Они обладают уникально малым (порядка наносекунд) временем срабатывания и восстановления режима работы после окончания импульса большой мощности, высоким уровнем допустимой входной мощности (до нескольких десятков киловатт в импульсе), малыми потерями сигнала, низким уровнем шума, линейностью амплитудной и фазовой характеристик. ЦЗУ успешно применяются в 3-сантиметровом диапазоне длин волн [2,3] и на ближайшую перспективу актуальной становится разработка ЦЗУ 8-миллиметрового диапазона длин волн.

В настоящей работе приведены результаты компьютерного моделирования электронно-оптической системы (ЭОС) для ЦЗУ 8-миллиметрового диапазона длин волн, пакетированного с магнитной системой (МС) на постоянных магнитах, обеспечивающей требуемый уровень индукции поля 8-миллиметровом диапазоне длин волн и формирование интенсивного ленточного электронного потока в предельно узких пролетных каналах.

II. Основные результаты

Одной из важнейших задач в проблеме создания ЦЗУ 8-миллиметрового диапазона длин волн является разработка МС пакетированной с корпусом ЦЗУ. Она должна обеспечивать в зазоре, длина которого ограничена размерами электродов ЭОС и резонаторной системы, требуемую величину индукции поля (превышающую 1.2Тл) при жестких требованиях на однородность в области расположения входного и выходного резонаторов.

Схема ЦЗУ 8-мм диапазона длин волн показана схема на рис.1. ЭОС содержит ленточный микрокатод 7, фокусирующий электрод 6, вытягивающий электрод 8 (первый анод), пролетный канал, образованный отверстиями в аноде 8 и электродах резонаторной системы с разделительными диафрагмами 9, 10, 12, входным 11 и выходным 13 объемными резонаторами с протяженными емкостными зазорами, коллектор электронов 16.

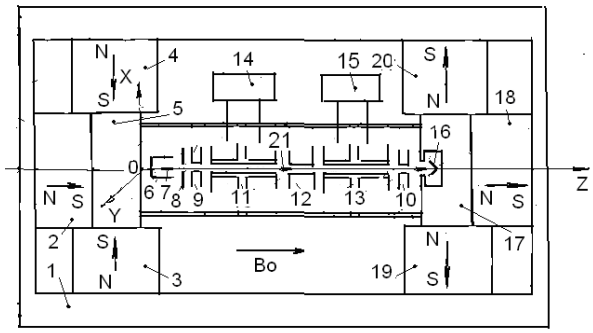


Рис.1. Схема ЦЗУ 8-мм диапазона длин волн.

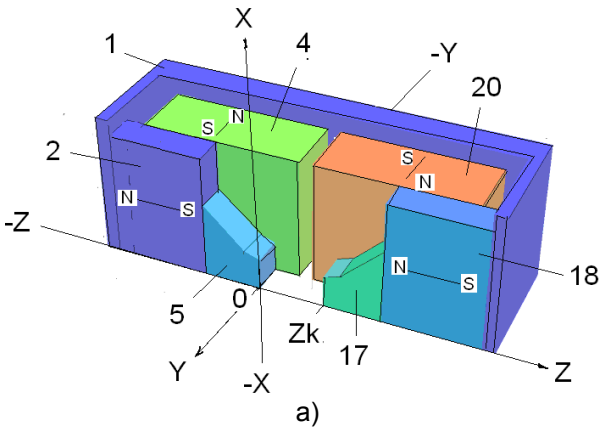
Fig.1. Scheme of CPD 8-mm wavelength range

Во входном резонаторе 11 электронный поток 21 возбуждается входным сигналом, поступающим из тракта входного сигнала 14 и в выходном резонаторе 13 передает его в тракт выходного сигнала15.

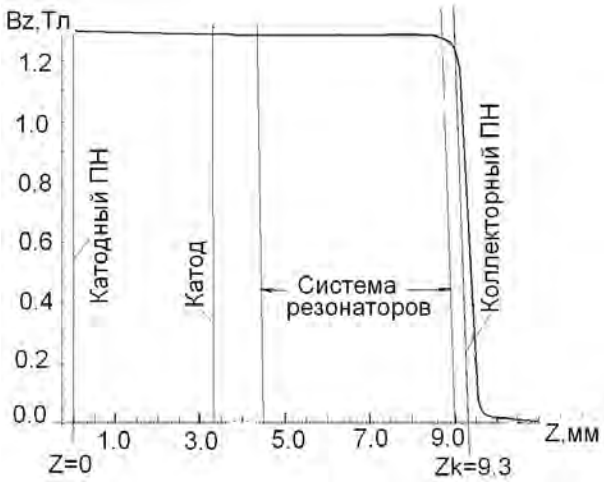
Коллектор установлен внутри полости коллекторного полюсного наконечника 17, электрически изолирован и экранирован от магнитного поля в магнитном зазоре. На коллектор подан положительный потенциал многократно превышающий потенциал резонаторной системы. При этих условиях полностью исключается прохождение вторично-эмиссионных электронов из коллекторной полости в область емкостного зазора выходного резонатора 13 и связанные с ним шумовые «всплески» в частотной характеристике ЦЗУ.

Магнитная система экранированного (броневого) типа содержит замкнутый прямоугольный магнитопровод 1, катодный и коллекторный полюсные наконечники 5, 17, пару постоянных магнитов 2, 18, намагниченных в одинаковом продольном направлении распространения электронного потока 21, а также две дополнительных пары постоянных магнитов 3,4 и 19, 20, установленных между боковыми стенками полюсных наконечников 5,17 и внутренними стенками магнитопровода 1. В них каждый магнит намагничен в поперечном направлении таким образом, что прилегает к полюсным наконечникам 5, 17 и внутренним стенкам магнитопровода 1 магнитными полюсами одноименными с полюсами продольно намагниченных магнитов 2, 18.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



а)



б)

Рис. 2. Фрагмент магнитной системы (1/4-часть) (а) и осевое распределение индукции поля (б).

Fig. 2. Detail of the magnetic system (1/4-part) (a) and the axial distribution of the magnetic field induction (б)

На рис.2 показано изображение фрагмента (1/4) магнитной системы и расчетное осевое распределение индукции поля. Величина индукции практически однородного магнитного поля области электронной пушки и резонаторной системы превышает уровень 1.2Тл. Этот результат достигнут вследствие плотной «упаковки» магнитов в магнитной системе бронированного типа, правильно заданного направления намагниченности каждого магнита, обеспечивающего сложение всех их магнитных потоков в магнитном зазоре, а также за счет сокращения длины магнитного зазора в конструкции МС с внутренней полостью в коллекторном ПН для установки и магнитной экранировки коллектора.

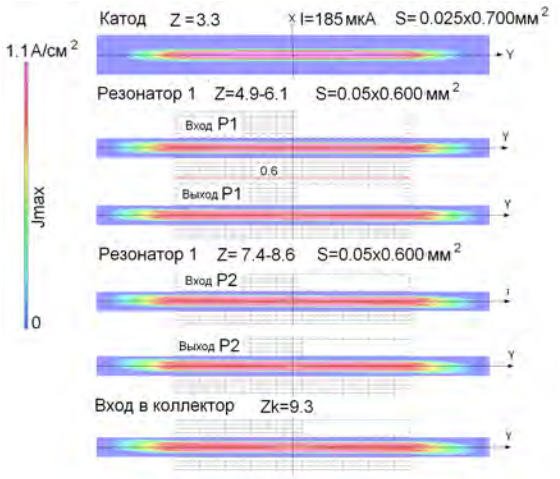


Рис. 3. Распределение плотности тока по сечению ленточного электронного потока.

Fig. 3. Current density distribution over the cross section of the electron beam ribbon

На рис.3 показаны результаты расчета ЭОС с ленточным микрокатодом. Поперечные размеры эмиттера и резонаторных зазоров равны соответственно 0.025x0.700мм^2 и 0.05x0.60мм^2. Потенциалы фокусирующего электрода Uф=-30В, анода Ua=+13В, электродов резонаторной системы Uo=+16В, коллектора Uколл=+250В. При этих условиях ЭОС формирует ленточный электронный поток с первеансом 2.9 мкА/В$^{3/2}$ при полном токопрохождении на коллектор.

III. Заключение

Приведенные результаты компьютерного моделирования ЭОС и МС могут оказаться полезными при разработке ЦЗУ 8-мм диапазона длин волн.

IV. References

1. Ю.А. Будзинский и соавт. Становление, развитие и перспективы СВЧ-приборов на циклотронном резонансе электронного потока. Электронная техника. Серия1. СВЧ-техника. Труды юбилейной конференции, посвященной 70-летию ФГУП «НПП» Исток». Часть1. Вып.3. (518).2013. С. 136 -142.
2. И.И. Голеницкий и соавт. Электронно-оптическая система циклотронного защитного устройства. Труды 24-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», КрыМиКо 2014, 7-13сентября, том 1, с.157-158.
3. Патент РФ на изобретение №2530746, приоритет от 16.04.2013 г. СВЧ - циклотронное защитное устройство. Будзинский Ю.А. и соавт.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE INFLUENCE OF THE TRANSIENT-TIME CHANNEL ON DISPERSION CHARACTERISTICS OF RESONATOR SLOW WAVE CIRCUITS

Kravchenko N. P., Mukhin S. V., Presnjakov S. A.
Moscow Institute of Electronics and Mathematics, Science University, High School Economics
Moskov, Tallinskaja, 34
e-mail:(natkrav@inbox.ru, mukhin_sergey@yahoo.com, pressnyak@gmail.com)

Abstract — In this work we make a closer look at rectangular and axial-symmetric resonator slowing systems, in construction of which we use transmission matrix, by which we can set different values of the operation of the slowing system. The transmission matrix elements are defined by the results of 3D modeling with HFSS software. The software option, using 4x4 transmission matrix, was used to study the impact of flyby channel on dispersion characteristics of slowing systems.

ВЛИЯНИЕ ПРОЛЕТНОГО КАНАЛА НА ДИСПЕРСИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАТОРНЫХ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

Кравченко Н. П., Мухин С. В., Пресняков С. А.
Московский институт электроники и математики
Научно-исследовательский университет Высшая школа экономики (МИЭМ НИУ ВШЭ)
Москва, ул. Таллинская, д. 34
e-mail:(natkrav@inbox.ru, mukhin_sergey@yahoo.com, pressnyak@gmail.com)

Аннотация — В работе рассматриваются модели прямоугольных и аксиально-симметричных резонансных замедляющих систем, при построении которых используются матрицы передачи, позволяющие определять все возможные режимы работы замедляющих систем. Элементы матрицы передачи определяются по результатам 3D моделирования с помощью программы HFSS. Для исследования влияния пролётного канала на дисперсионные характеристики замедляющих систем использовался вариант программы, использующий матрицу передачи 4x4.

I. Введение

В последние годы наблюдается быстрое расширение области применения электромагнитных полей микроволнового диапазона, что стимулирует появление новых типов микроволновых устройств, развитие компьютерных методов их расчета и проектирования. В свою очередь, появление новых микроволновых генераторов, усилителей, преобразователей, разработка новых материалов, линий передачи, фильтров и других устройств позволяет продвигать микроволновые технологии в новые области науки и техники.

При разработке СВЧ усилителей большой и средней мощности широко используются цельнометаллические резонаторные замедляющие системы, обеспечивающие необходимый теплоотвод. Эти замедляющие системы являются трехмерными и моделирование приборов создаваемых на их основе с использованием строгих электродинамических программ требует больших затрат вычислительных ресурсов. Поэтому разработка простых и точных моделей резонаторных замедляющих систем (ЗС), используемых при моделировании приборов, является актуальной задачей.

II. Основная часть

Существуют различные методы расчета дисперсионных характеристик, однако полученные в данной работе модели в виде матриц передачи базируются на точном электродинамическом расчете и не требуют настройки. Кроме того, полученные таким образом модели позволяют рассчитать локальный импеданс связи, используемый в разностной теории возбуждения.

Цельнометаллические резонаторные замедляющие системы представляют собой линии передачи, образованные соединением в цепочку ячеек с идентичной структурой. Ячейки соединяются друг с другом волноведущими каналами, которые можно разделить на входные в сечении $S_\alpha^{\,1}$, α=1,2,....k и выходные в сечении $S_\alpha^{\,2}$, α=1,2,...l . Поскольку ЗС периодичны, расстояние между входным $S_\alpha^{\,1}$ и выходным $S_\alpha^{\,2}$ сечениями ячейки равно периоду ЗС D, число входных каналов всегда равно числу выходных каналов (k=l=N).

Связь между компонентами полей на обеих границах $S_\alpha^{\,1,2}$ задаётся в виде

$$\begin{pmatrix} \vec{a}_1 \\ --- \\ \vec{b}_1 \end{pmatrix} = A^N \begin{pmatrix} \vec{a}_2 \\ --- \\ \vec{b}_2 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\vec{a}_{1(2)}$, $\vec{b}_{1(2)}$ - векторы, составленные из комплексных амплитуд в сечениях $S_\alpha^{\,1,2}$.

A^N - матричный линейный оператор, вида

$$A^N = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \cdots A_{12N} \\ A_{21} & A_{22} \cdots A_{22N} \\ . & . \ \ldots \ . \\ A_{2N1} & A_{2N2} \cdots A_{2n2n} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Матричный оператор A^N из (1) определяет все возможные режимы работы исследуемой замедляющей системы[1]. Если элементы матричного оператора A^N известны, замедляющая система полностью формализована, и можно определить все ее электродинамические характеристики[2] [3].

Тангенциальные составляющие поля в сечениях $S_\alpha^{\,1(2)}$, полностью определяют поле нормальной волны во всем объеме ячейки. В сечениях $S_\alpha^{\,1}$ и $S_\alpha^{\,2}$ они связаны условиями Флоке [4]:

$$\vec{E}_\alpha^{\,\tau N}(x,y,z) = \vec{E}_\alpha^{\,\tau N}(x,y,z+D)e^{ih_nD},$$
$$\vec{H}_\alpha^{\,\tau N}(x,y,z) = \vec{H}_\alpha^{\,\tau N}(x,y,z+D)e^{ih_nD}, \quad (3)$$

где h_n - постоянная распространения n-ой нормальной волны в ячейке с периодом D. Условие (3) с учетом (1) записывается относительно векторов комплексных амплитуд как

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\begin{pmatrix} \vec{a}_2 \\ --- \\ \vec{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{a}_1 \\ --- \\ \vec{b}_1 \end{pmatrix} * e^{-ih_n D}. \qquad (4)$$

Из (1) с учетом (4) исключив $\vec{a}_2$ и $\vec{b}_2$, получим

$$A^N \begin{pmatrix} \vec{a}_1 \\ --- \\ \vec{b}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{a}_1 \\ --- \\ \vec{b}_1 \end{pmatrix} * e^{-ih_n D} \qquad (5)$$

Выражение (5) является алгебраической формулировкой задачи о собственных волнах исследуемой замедляющей системы при представлении ее ячейки 2N-полюсником, который описывается линейным матричным оператором A^N.

Нетривиальное решение системы уравнений (5) существует, если выполняется условие [3]

$$\det(A^N - \lambda^N E) = 0, \qquad (6)$$

где $\lambda^N = \exp(-ih_n D)$ - собственные числа матрицы передачи A^N, дающие возможность определять постоянные распространения h_n 2N-полюсника, моделирующего ячейку ЗС; E - единичная матрица. Согласно [4] , выражение (6) является дисперсионным уравнением нормальных волн 2N-полюсника. Дисперсионное уравнение вида $\varphi=f(\omega)$ получается из (6), поскольку элементы матричного оператора A^N зависят от частоты ω.

В результате расчета дисперсионных характеристик ЗС получаются четыре решения (моды). Первая пара решений соответствует прямой и обратной волнам, распространяющимся по замедляющей системе, вторая резонансным модам.

Элементы матрицы передачи можно определить по результатам трехмерного моделирования ЗС, например, с помощью программы HFSS. Результат расчета приставляет собой S-матрицу или эквивалентные ей Y и Z-матрицы. С помощью формул перехода можно преобразовать Z-матрицу в A-матрицу и рассчитать электродинамические характеристики.

Для исследования влияния пролетного канала на дисперсионные характеристики замедляющих систем использовался вариант программы, в котором матрица передачи имеет размерность 4x4. Использовались трехмерные модели ячеек замедляющих систем, разрезанных по щелям связи (рис. 1)

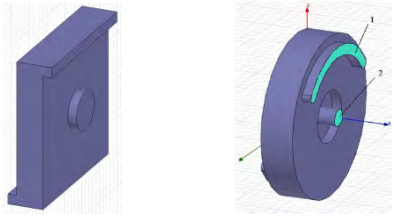
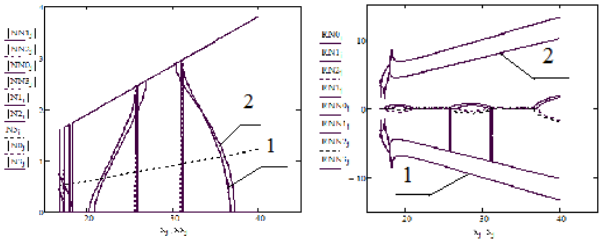


Рис. 1. Модели ячеек ЗС, разрезанные по щелям связи. Цифрами обозначены входные порты ячейки.

Fig. 1. Models of slowing system cells, cut by connection gaps. Numbers are marking ports on the connection gaps

При небольших радиусах пролетного канала, решения для прямой и обратной волн практически совпадают с решениями, полученными для модели без учета пролетного канала. С увеличением радиуса пролетного канала дисперсионная характеристика немного смещается в область высоких частот и характеристическое сопротивление уменьшается.

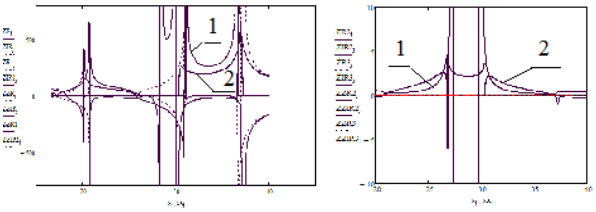
Резонансные моды характеризуются комплексными волновыми числами. Набег фазы на ячейку составляет либо 0, либо $\pm\pi$. Фаза может меняться скачком на $\pm\pi$. Действительная часть волнового числа определяет реактивное затухание (рис. 2б).



(а) (б)

Рис. 2. Дисперсия (а) и реактивное затухание (б) для прямоугольных ЗС с радиусом пролетного канала 0.75мм- (1) и 3,5мм- (2), разрезанных по щелям связи.

Fig. 2. Dispersion (a) and jet attenuation (b) for rectangular slowing systems with the flyby channel radius 0.75 mm (1) and 3.5 mm (2) cut by the connection gaps



(а) (б)

Рис. 3. Характеристические сопротивления прямой и обратной волн, возбуждаемых через 1 порт (а) и через пролетный канал 2 (б) прямоугольных ЗС, с пролетным каналом 0.75мм – (1) и 3.5 мм – (2).

Fig. 3. Characteristical resistance of forth and back waves, initiated from port 1 (a) and from flyby channel 2 (b) of rectangular slowing systems with flyby channel 0.75 mm (1) and 3.5 mm-(2)

При увеличении радиуса пролетного канала уменьшается реактивное затухание (рис. 2б). Происходит трансформация полного характеристического сопротивления. В полосах пропускания оно остается комплексным, исчезают особенности на границах полос пропускания (рис.3.).

III. Заключение

Полученные результаты показывают, что учет пролетного канала существенно изменяет дисперсионные характеристики резонаторной ЗС даже при небольших радиусах пролетного канала. Комплексность характеристического сопротивления и отсутствие особенностей на границах полос пропускания позволяет рассмотреть процесс усиления в ЛБВ как результат двух механизмов взаимодействия клистронного и ЛБВ-ейного.

IV. References

[1] V. V. Nikol'skii, Variation methods for diffraction tasks, Izv. Vyssh. Uchebn. Zaved., Radiofiz.20, pp.5-16. (1977).

[2] V. V. Nikol'skii and T. I. Nikol'skaya, Decomposition Approach in Electrodynamic Problems (Nauka, Moscow, 1983) [in Russian].

[3] P. E. Krasnushkin, Partial waves in multipolar filters chain, Zh. Tekh. Fiz. **17**, pp.705-712 (1947).

[4] S.V.Mukhin. Analysis of the Dispersion Characteristics in the Vicinity of the Passband Boundaries of the Slow_Wave StructuresThat Represent Chained Cavities. Journal of Communications Technology and Electronics, 2012, Vol. 57, No. 12, pp. 1276–1286.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

RESONATORS FOR TUNABLE GYROTRONS

Batura M. P.[1], Kolosov S. V.[1]
Belarus State University of Informatics and Radioelectronics
st. P.Brovki 6, Minsk, 220013, Belarus
e-mail: kolosov@bsuir.by

Abstract — The study was the frequency characteristics of the electric field distributions for various profiles of the cavity gyrotron on mode H_{01}, identified the most promising in terms of efficiency profiles and phase portraits of starting current are constructed from frequency values and the magnetostatic field

РЕЗОНАТОРЫ ДЛЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ГИРОТРОНОВ

Батура М. П., Колосов С. В.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
e-mail: kolosov@bsuir.by

Аннотация — Проведено исследование частотных характеристик, распределений напряженностей электрических полей для различных профилей резонатора гиротрона на волне H_{01}, определены наиболее перспективные по КПД профили и построены фазовые портреты стартовых токов от значений частоты и магнитостатического поля.

I. Введение

Для перестройки рабочей частоты гиротронов с помощью магнитостатического поля можно использовать или заградительные фильтры на концах резонатора [1] или нерегулярность профиля волновода, образующего внешнюю поверхность резонатора. Поиску таких решений и посвящен данный доклад.

II. Основная часть

Для расчетов резонаторов гиротрона была использована программа Gyro-K из программного комплекса CEDR [2]. При наличии длинного регулярного волновода резонансные частоты определяются числом укладывающихся по длине полуволн. Так, для следующих параметров профиля волновода была получена частотная характеристика резонатора, показанная на рис.1:

$$g = 2\pi R/\lambda_0 = 3.8426\,,\ l = 2\pi L/\lambda_0 = 71.$$

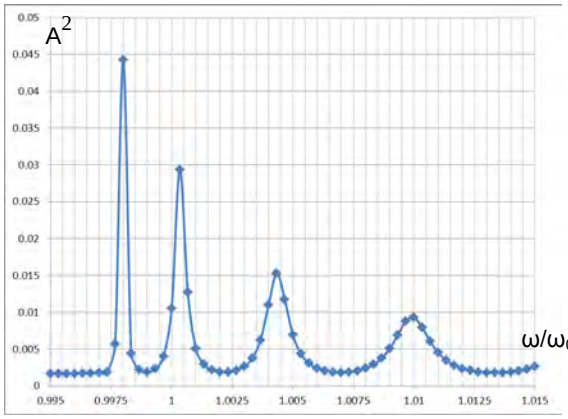


Рис. 1. Частотная характеристика регулярного резонатора.

Fig. 1. Frequency characteristic of the regular resonator

Добротности резонансов составляют: Q_1=2500, Q_2=1400, Q_3=830, Q_4=230. Как следует из рис.1, можно дискретно перестраивать гиротрон с помощью магнитостатического поля в пределах 0.5%, но при этом следует для каждой более высокой частоты увеличивать рабочий ток в соответствии с уменьшением добротности резонанса.

Амплитуды напряженности поля волны H_{01} для первых трех резонансов показаны на рис.2.

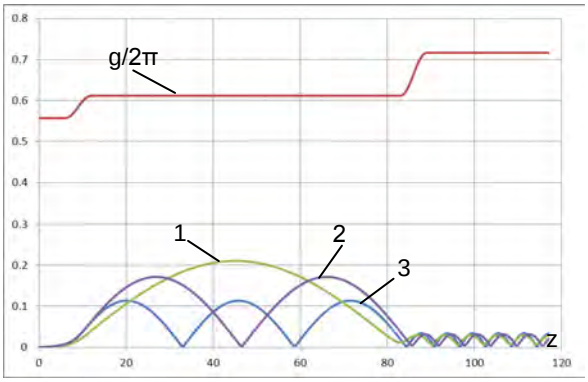


Рис. 2. Амплитуды напряженностей полей волны H_{01} для регулярного резонатора: 1 – первого резонанса, 2 – второго резонанса, 3 – для третьего резонанса.

Fig. 2. Electric field intensity for mode H_{01} : 1 - the first resonance, 2 - the second resonance, 3 - for the third resonance

Если вместо регулярного резонатора взять ступенчатый профиль, то частотная характеристика и амплитуды напряженностей полей примут вид, приведенный на рис. 3 и рис. 4.

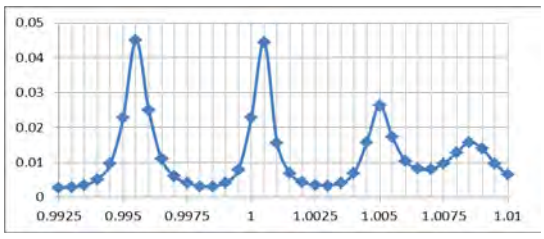


Рис. 3. Частотная характеристика ступенчатого резонатора.

Fig.3. Frequency characteristic of the steps resonator

Добротности резонансов составляют: Q_1=1000, Q_2=950, Q_3=900. Это означает, что при перестройке рабочей частоты ток электронного пучка требуется почти один и тот же в отличие от регулярного резо-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

натора. Значения ступенек в резонаторе следующие: g_1=3.8233, g_2=3.8426, g_3=3.8628.

Напряженность поля для первого резонанса имеет возрастающий характер и приближается к оптимальному распределению поля в резонаторе для достижения высокого КПД, как это было отмечено в [3].

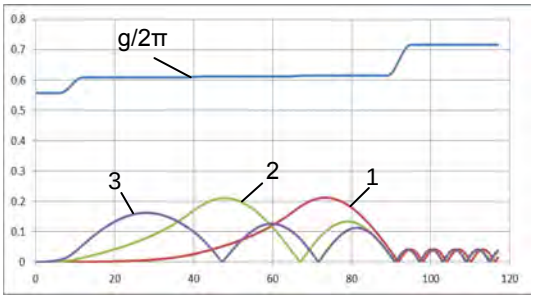


Рис. 4. Амплитуды напряженностей полей волны H_{01} для ступенчатого резонатора: 1 – первого резонанса, 2 – второго резонанса, 3 – для третьего резонанса.

Fig. 4. Electric field intensity for mode H_{01} : 1 - the first resonance, 2 - the second resonance, 3 - for the third resonance

Определенный интерес вызывает биконический резонатор. Оказывается, что в нем основная мода имеет двугорбую структуру.

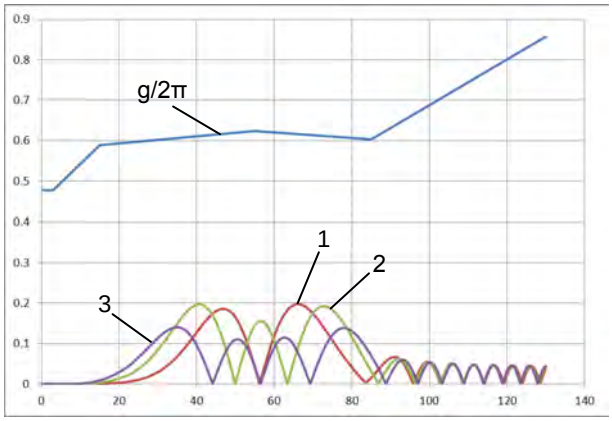


Рис. 5. Амплитуды напряженностей полей волны H_{01} для биконического резонатора: 1 – первого резонанса, 2 – второго резонанса, 3 – для третьего резонанса.

Fig. 5. Electric field intensity for mode H_{01} biconical cavity: 1 - the first resonance, 2 - the second resonance, 3 - for the third resonance

Такая структура поля обеспечивает повышенное значение КПД гиротрона, т.к. соответствует двухкаскадной схеме, обеспечивающей разделение по длине области группирования электронов от области отбора энергии от электронов полем резонатора. Добротности резонансов составляют: Q_1=2000, Q_2=700, Q_3=350.

С помощью программы Gyro-K была получена для биконического резонатора трехмерная диаграмма зависимости стартового тока ($\sigma = \frac{\eta_0 \mu_0}{c} I_0$) от частоты (M=ω/ω_0) и магнитостатического поля ($F = \frac{\mu_0 e H_z^0}{\omega_0}$).

При этом нормированная полная скорость электронного потока равнялась β_0=V/c=0.213, питч фактор q=1.3, радиус ведущего центра электронных орбит $r_{вц}=2\pi R_{вц}/\lambda_0$=1.7. Из рис.5 следует, что изменяя магнитостатическое поле и начальный ток электронного потока можно запускать генерацию гиротрона на различных продольных модах и частотах.

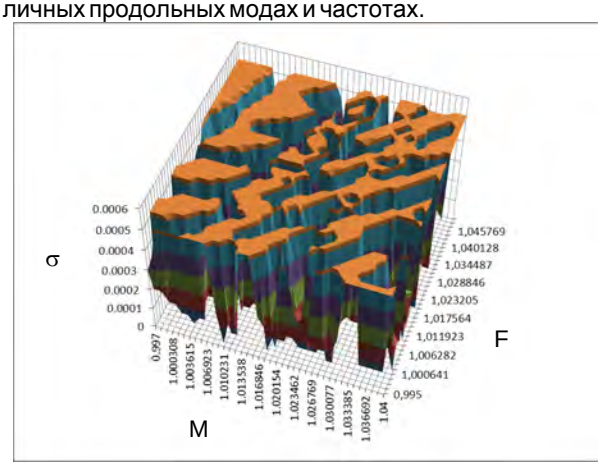


Рис. 5. Фазовый портрет стартового тока от значений частоты и магнитостатического поля.

Fig. 5. The phase portrait of the starting current from the frequency and the magnetostatic field

Результаты просчетов показали, что наибольший КПД гиротрона наблюдается на первой пространственной моде. Так для биконического резонатора на первой моде достигается КПД 30%, а на остальных гораздо меньше. На рис.6 показано продольное сечение распределения напряженности электрического поля по длине прибора.

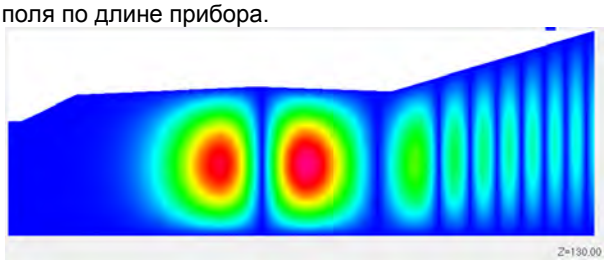


Рис. 6. Продольное сечение распределения напряженности электрического поля.

Fig. 6. Longitudinal section of the distribution voltage, electric field intensity

III. Заключение

1. Для ступенчатого резонатора гиротрона при перестройке рабочей частоты ток электронного пучка требуется почти один и тот же в отличие от регулярного резонатора, где для возбуждения каждой более высокой продольной моды требуется ток в 2 раза больший чем для возбуждения предыдущей моды.

2. В ступенчатом резонаторе гиротрона первая пространственная мода имеет оптимальный для получения высокого КПД характер, т.е. постепенно нарастает и быстро убывает к концу резонатора.

2. В биконическом резонаторе гиротрона основная мода имеет двугорбую структуру.

IV. References

[1] Kuraev A.A.,. Koronovskii A. A, Kolosov S.V., Rak A.O., Hramov A. E. Magnetically Tunable Reflection_Type Oscillator Based on a Gyro_TWT // Technical Physics Letters, 2014, Vol. 40, No. 12, pp. 1111–1113.

[2] Certificate of registration of a computer program number 384, Computer software system CEDR, owner BSUIR, Authors: S.V. Kolosov, A.A. Kuraev, A.K. Sinitsyn, A.V. Aksenchik; At 19.01.2012, entered in the register of the National Intellectual Property Center of Belarus - 07.02 .2012.

[3] Кураев А.А., Ковалев И.С., Колосов С.В., Численные методы оптимизации в задачах электроники СВЧ // Изд. «Наука и техника», Минск, 1975г.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INFLUENCE OF SLOW-WAVE STRUCTURE FIELD TO DYNAMICS OF M-TYPE ELECTRON BEAM

Kovtun D. G., Alikov S. A., Shein A. G.
Volgograd State Technical University
28, Lenin Ave., Volgograd, 400005, Russian Federation
Ph.: 8-(8442) 24-80-69, e-mail: professor39@mail.ru

Abstract — A numerical investigation of the behavior of the electron beam in the slow-wave structure is carried out, in order to assess the influence of magnetic field of the slow-wave structure to the beam. A range of velocities of beam is found, provided synchronism and fixed other parameters under which the magnetic field of the slow-wave structure can't be neglected.

ВЛИЯНИЕ ПОЛЯ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ НА ДИНАМИКУ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА М-ТИПА

Ковтун Д. Г., Аликов С. А., Шеин А. Г.
Волгоградский государственный технический университет
пр. им. В. И. Ленина,28, Волгоград, 400005, Россия
тел.: 8 (8442) 24-80-69, e-mail: professor39@mail.ru

Аннотация — Проведено численное исследование поведения электронного потока в поле замедляющей структуры, с целью оценки влияния магнитного поля замедляющей структуры на поток. Найден диапазон скоростей потока при условии синхронизма и фиксированных остальных параметрах, в котором уже нельзя пренебрегать магнитным полем замедляющей структуры.

I. Введение

Принцип действия приборов СВЧ-электроники основан на взаимодействии электронного потока с внешними электромагнитными полями. Особое место в современных исследованиях отводится приборам М-типа [1, 2]. Так как в большом количестве приборов на поток помимо постоянных внешних полей действуют высокочастотные поля замедляющей структуры, представляет интерес изучение поведения потока в таких полях. В статье [3] проводится исследование поведения потока в замедляющей структуре в нерелятивистском случае. В этом случае магнитным полем замедляющей структуры можно пренебрегать. В релятивистском случае пренебрегать магнитным полем нельзя. Данная работа направлена на изучение роли магнитного поля замедляющей структуры и его влияния на поток и определение параметров, при которых влияние магнитного поля становится значительным.

II. Основная часть

Изучение влияния поля структуры на динамику потока проводится с помощью численного моделирования. При расчётах используется модель крупных частиц и метод расчета пространственного заряда «частица-частица».

Электронный поток прямоугольной формы инжектируется в пространство взаимодействия в плоскости $z = 0$. Начальные скорости электронов считаются одинаковыми, направленными вдоль оси z и равны V. На каждую частицу действует поле структуры, поле других частиц и постоянные скрещенные поля E_{0x}, B_{0y} ($E_{0x} = uB_{0y}$, где u – переносная скорость). Взаимодействие между частицами рассчитывается с помощью потенциалов Лиенара-Вихерта, при этом учитывается эффект запаздывания.

При моделировании использовалась гребенчатая замедляющая структура, неограниченная вдоль оси y (рис. 1). Поля такой структуры имеют вид:

$$E_x = \sum_{n=1}^{\infty} -A_n \frac{\beta_n}{\gamma_n} \mathrm{ch}(\gamma_n x)\sin(n\omega t - \beta_n z),$$
$$E_z = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \mathrm{sh}(\gamma_n x)\cos(n\omega t - \beta_n z), \quad (1)$$
$$B_y = \sum_{n=1}^{\infty} -A_n \frac{n\omega}{\gamma_n c^2} \mathrm{ch}(\gamma_n x)\sin(n\omega t - \beta_n z).$$

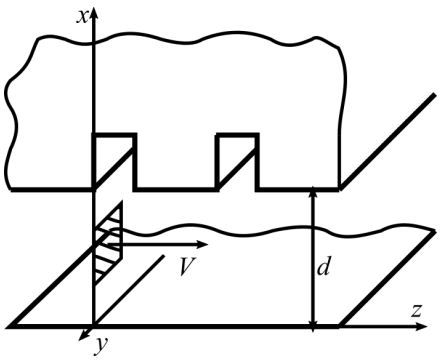


Рис. 1. Замедляющая структура и электронный поток.

Fig. 1. Slow-wave structure and electron beam

Компоненты полей E_y, B_z, B_x равны нулю. Параметры β_n, A_n, γ_n связаны с мощностью и сопротивлением связи для данной гармоники – P_n и R_n, фазовой скоростью данной гармоники v_n, расстоянием от структуры до плоскости d и основной частотой ω:

$$\beta_n = \frac{n\omega}{v_n},\ \gamma_n = \beta_n\sqrt{1-\frac{v_n^2}{c^2}},$$
$$A_n = 2\beta_n \sqrt{\frac{P_n R_n}{\frac{\mathrm{sh}2\gamma_n d}{2\gamma_n d} - 1}}. \quad (2)$$

Расчёты проводились в приближении одной гармоники, в случае синхронизма

$$u = v_1 = V. \quad (3)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

На рис. 2-4 приведены формы потоков в плоскости *x0z* при параметрах $P_1 = 200 кВт$, поток $1 \times 1 см^2$ с плотностью $\rho = 0{,}1 Кл/м^3$, ширина структуры $d = 5 мм$, сопротивление связи $R_1 = 10 Ом$, основная частота поля структуры $\omega = 10 ГГц$, при различных скоростях потока на влёте в пространство взаимодействия. Рис. 2 соответствуют скорости $V = 0{,}5c$ с учётом магнитного поля. Если магнитное поле не учитывать форма потока сохраняется, рис. 2 не меняется.

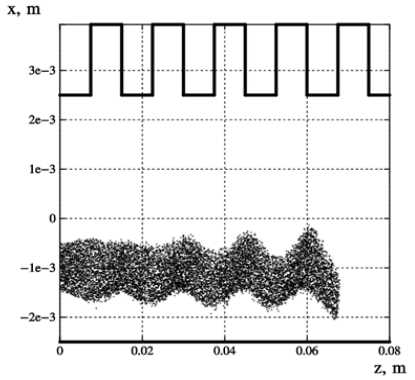


Рис. 2. Электронный поток в поле замедляющей структуры с учётом магнитного поля при скорости 0,5c в плоскости xOz .

Fig. 2. The electron beam in the slow-wave structure, taking into account the magnetic field at a velocity of 0.5c in the plane xOz

При тех же параметрах что и выше, но скорости потока на влёте в пространство взаимодействия $u = 0{,}84c$ заметно влияние магнитного поля (рис. 3-4).

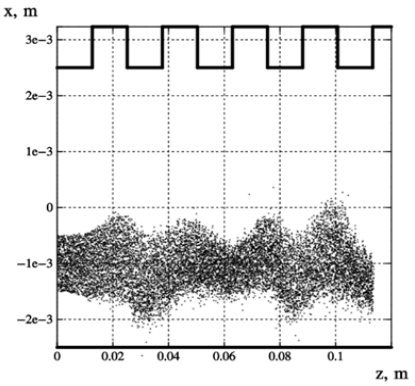


Рис. 3. Электронный поток в поле замедляющей структуры с учётом магнитного поля при скорости 0,84c в плоскости xOz .

Fig. 3. The electron beam in the slow-wave structure, taking into account the magnetic field at a velocity of 0.84c in the plane xOz

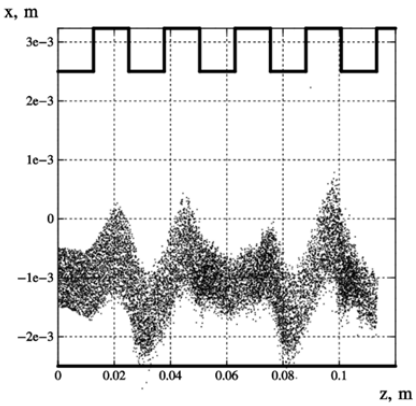


Рис. 4. Электронный поток в поле замедляющей структуры без учёта магнитного поля при скорости 0,84c в плоскости xOz .

Fig. 4. The electron beam in the slow-wave structure, without taking into account the magnetic field at a velocity of 0.84c in the plane xOz

III. Заключение

1. При параметрах $P_1 = 200 кВт$, размерах потока $1 \times 1 см^2$, ширине структуры $d = 5 мм$, сопротивлении связи $R_1 = 10 Ом$ и скорости $V = 0{,}5c$ магнитным полем структуры можно пренебрегать. Аналогичные расчёты, проведённые для других скоростей, показывают, что влияние на форму потоков магнитного поля замедляющей структуры, начинает проявляется при скоростях больших $0{,}5c$. В промежутке от $0{,}5c$ до $0{,}8c$ находятся значения скоростей, при которых меняется характер динамики потока. При скоростях от $0{,}86c$ и выше не удается удержать поток в пределах выбранных границ пространства взаимодействия, в результате чего поток оседает на электродах структуры.

IV. References

[1] Kovtun D.G., Kravchenya P.D., Shein A.G. Influence of Space Interaction Metal Borders on the Shape of Relativistic Electron Beams Moving in Crossed Fields. *Proceedings VSTU. Ser. Electronics, Measuring techniques, Radio engineering & Connection. 2011, Vol.6(79), No. 6, pp. 30-36.*

[2] Shein A. G., Bulantsev S. S. Influence of Periodically Inhomogeneous Electrostatic Fields to the Grouping of Electronic Beam in Crossed Fields. *Proceedings VSTU. Ser. Electronics, Measuring techniques, Radio engineering & Connection. 2011, Vol.6(79), No. 6, pp. 26-30.*

[3] Yeskin D.L., Shein A.G. Generacija garmonik usilivaemogo signala v dematrone. *Proceedings VSTU. Ser. Electronics, Measuring techniques, Radio engineering & Connection. 2007, Vol.1(32), No. 6, pp. 61-66.*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MODULATION OF ELECTRON FLOW BY MEANS OF ANODE VOLTAGE

Ermolaev A. V., Olennikova O. A., Shein A. G.
Volgograd State Technical University
Lenin avenue, 28, Volgograd, 400005, Russia
Ph.: (8442) 230076, e-mail: magnetton@rambler.ru, kovolum@yandex.ru, professor39@mail.ru

Abstract — The paper presents research on the influence of the alternating anode voltage on the electron beam of the magnetron generator high power. Experiments have shown that with appropriate selection of the frequency of the variable component of the anode voltage, you can get a combination harmonic components generated in the current spectrum in the frequency range and beyond.

МОДУЛЯЦИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА АНОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Ермолаев А. В., Оленникова О. А., Шеин А. Г.
Волгоградский государственный технический университет
пр. им. Ленина, 28, Волгоград, 400005, Россия
Тел.: (8442) 230076, e-mail: professor39@mail.ru, magnetton@rambler.ru, kovolum@yandex.ru

Аннотация — В работе приведены исследования влияния переменного анодного напряжения на электронный поток магнетронного генератора большой мощности. Эксперименты показали, что при соответствующем подборе частоты переменной составляющей анодного напряжения, можно получить комбинационные гармонические составляющие в генерируемого спектре тока как в рабочем диапазоне частот, так и за его пределами.

I. Введение

Магнетроны редко используются для генерации сигналов сложного спектрального состава, поскольку управление спектром генерации затруднено вследствие узости диапазона перестройки частоты магнетрона.

Для получения сигнала с управляемым спектральным составом предлагается использовать свойства нелинейности электронного потока как колебательной системы. Как известно из теории нелинейных колебаний, если на вход такой системы, колеблющейся с частотой f_1, подать сигнал с частотой сигнала f_2, то в спектре выходного сигнала появляются гармоники с частотами, зависящими от частот f_1, f_2 и степени нелинейности системы.

Таким образом, необходимо заставить электронный поток колебаться с нужной частотой, что приведет к появлению спектре генерируемого высокочастотного сигнала дополнительных гармонических составляющих.

Конструктивная реализация такого подхода потребует лишь незначительной переделки источника питания. Изменения конструкций магнетрона в этом случае не требуется и возможно использование серийных моделей[1].

II. Основная часть

Для моделирования таких процессов используется самосогласованная математическая модель магнетронного генератора, состоящая из: уравнений движения в скрещенных электрических и магнитных полях; уравнений возбуждения электродинамической системы магнетрона; уравнений, моделирующих термоэлектронную и вторичную эмиссию с катода; уравнение Пуассона, записанное в цилиндрической системе координат, для моделирования поля пространственного заряда [2, 3].

Исследуемые процессы рассматривались для пространства взаимодействия и электродинамических характеристик для магнетрона с частотой генерации 9,328 ГГц и мощностью генерации 100 кВ с нагруженной добротностью 180. На рис.1 показан спектр тока такого магнетрона в режиме без модуляции.

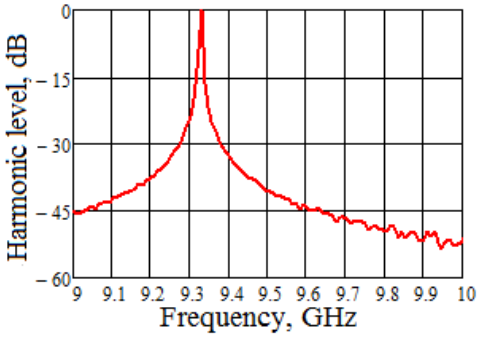


Рис. 1. Спектр тока с комбинационными составляющими без модуляции.

Fig. 1. The current spectrum without combinational components

Электронный поток модулируется анодным напряжением, которое можно представить в виде суммы постоянной и переменной синусоидальной составляющих:

$$U(t) = U_0 + U_{\sim} \sin(2\pi f_a)$$

где U_0 — постоянная составляющая напряжения, определяемая по номинальным параметрам магнетрона. Рассмотренные в работе эксперименты проводилось при U_0 = 15 кВ. $U_{\sim}$ - амплитуда переменной составляющей анодного напряжения, f_a - частота переменной составляющей анодного напряжения.

На рисунке 2 представлен спектр тока при частоте колебаний π-вида f_π=9,328 ГГц и частоте переменной составляющей анодного напряжения f_a=0,104 ГГц. Возле основной гармоники появляются комбинационные составляющие, с частотами 9,281 ГГц и 9,375 ГГц, попадающие в рабочий интервал частот данного магнетрона.

Анализ спектра показывает, что частоты комбинационных гармоник подчиняются соотношению

$$f_{i,n} = f_n + \frac{f_a}{2} i,$$

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

где f_n – частота n-ой гармоники выходного сигнала (n =1, 2), f_a – частота переменной составляющей анодного напряжения, i – номер комбинационной составляющей, при этом i = ±1, ±2….

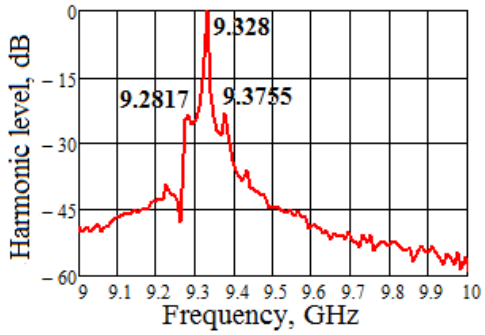


Рис. 2. Спектр тока с комбинационными составляющими.
f_a=0,104 ГГц, $U_{\sim}$=500 В.

Fig. 2. The current spectrum with combinational components.
f_a=0,104 GHz. U~=1000 V

Уровни комбинационных гармоник при $U_{\sim}$=500 В, составляют соответственно - 23,6 дБ и -23,1 дБ соответственно. При увеличении глубины модуляции уровни комбинационных составляющих растут. При $U_{\sim}$=500 В (рис. 3) их уровни уже- 23,6 дБ и -23,1 дБ.

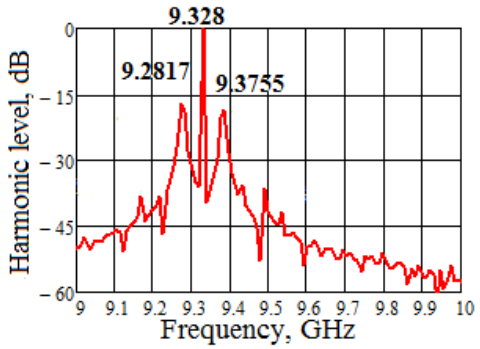


Рис. 3. Спектр тока с комбинационными составляющими.
f_a=0,104 ГГц, $U_{\sim}$=1000 В.

Fig. 3. The current spectrum with combinational components.
f_a=0,104 GHz. U~=1000 V

Увеличении частоты переменной составляющей анодного напряжения приводит к тому, что комбинационные гармоники возбуждаются вне рабочего интервала частот [4]. При этом спектр тока насыщается все большим числом комбинационных составляющих, при этом уровень этих растет. Так, на рисунке 4, в спектре тока, полученного при частоте модулирующего напряжения f_a=0,208 ГГц и $U_{\sim}$=1000 В, уровни гармоник с частотами 9,2255 ГГц и 9,4318 ГГц составляют - 14,4 дБ и -14,8 дБ соответственно. Кроме того, в спектре появляется большое количество комбинационных составляющих с уровнями ниже - 30 дБ.

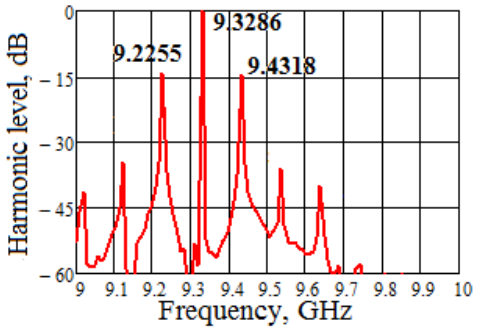


Рис. 4. Спектр тока с комбинационными составляющими.
f_a=0,208 ГГц. $U_{\sim}$=1000 В.

Fig. 4. The current spectrum with combinational components.
f_a=0,208 GHz. U~=1000 V

III. Заключение

Таким образом, наличие высокочастотной составляющей анодного напряжения может приводить к модуляции электронного потока и возбуждению комбинационных гармоник насыщающих спектр генерируемого сигнала. Частоты комбинационных гармоник связаны с частотой переменной составляющей напряжения, в результате чего возникает возможность управления спектральным составом сигнала.

Полученные результаты могут быть использованы при конструировании широкого круга приборов, используемых для антирадарной защиты.

IV. References

[1] Ermolaev A. V., Olennikova O. A., Polyakov I. V The excitement of combinational components in spectrum of a magnetron generator by competition neighboring mode of oscillations. *Proceedings VSTU. Ser. Electronics, Measuring techniques, Radio engineering & Connection.* 2013. Vol. 7. pp. 45-50.

[2] Kuznetsov S. P. *Neliniyne kolebaniya* [Nonlinear oscillations]. Moscow, Fismatlit, 2002. 292 p.

[3] Ermolaev A. V. Chislennaya model mnogochastotnogo vzaimodeystviya v magnetronnom generatore [Numerical model of multi-frequency interaction in the magnetron generator] *Voprosy fizichesko: Vestnik Povolgskogo otdeleniya akademii Rossii*, 1999, Vol. 1. pp.94-102.

[4] Ermolaev A. V., Ermolaeva A. A., Polyakov I. V Combinational components in the generation spectrum magnetron modulation of high anode alternating anode voltage. *Proceedings VSTU. Ser. Electronics, Measuring techniques, Radio engineering & Connection*, 2013. Vol. 10. pp. 36-41.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DUAL FREQUENCY AMPLIFICATION IN A M-TYPE TWT

Yeskin D. L.
Volgograd Academy of the Ministry of the Interior of the Russian Federation
130, Istoricheskaya st., Volgograd, 400089, Russian Federation
Ph.: (8442) 314220, e-mail: yd38@bk.ru

Abstract — These presents the results of numerical simulation of process of complex spectral composition signal amplification in a TWT M-type, which are superposition of two waves with closely frequencies. The effect of the input power level one of the signals on the width of the output signal spectrum due to changes of the power levels of the waves, which are excited at the combination frequencies, is shown.

УСИЛЕНИЕ ДВУХЧАСТОТНОГО СИГНАЛА В ЛБВ М-ТИПА

Еськин Д. Л.
Волгоградская академия МВД России
ул. Историческая,130, Волгоград, 400089, Россия
тел.: (8442) 314220, e-mail: yd38@bk.ru

Аннотация — Приводятся результаты численного моделирования процесса усиления сигнала сложного спектрального состава, представляющего собой суперпозицию двух волн близких частот, в ЛБВ М-типа. Показано влияние уровня входной мощности одного из сигналов на ширину спектра выходного сигнала прибора вследствие изменения уровней мощности волн, возбуждаемых на комбинационных частотах.

I. Введение

Электровакуумные СВЧ приборы М-типа уже давно нашли широкое применение и удерживают лидирующие позиции в различных областях науки и техники ввиду их высокой надежности. Однако они имеют и ряд существенных недостатков. В частности к ним относится высокий уровень шума в выходном сигнале прибора.

Одной из причин, приводящей к зашумлению выходного сигнала прибора, является возбуждение волн комбинационных частот в случае усиления сигналов сложного спектрального состава. Исследованию данного явления посвящен целый ряд работ.

В частности, в работе [1] показано, что при усилении в дематроне двухчастотного сигнала наблюдается генерация сигналов на комбинационных частотах, которые удовлетворяют соотношению

$\omega_k=|m\omega_1\pm n\omega_2|$,

где m =±1, ±2, ±3, …, n =±1, ±2, ±3, …, а ω_1 и ω_2 – частоты усиливаемых сигналов. Аналогичные явления наблюдаются при усилении двухчастотного сигнала и в ЛБВ М-типа [2]. Возможности управления уровнем мощности комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала путем изменения уровня входной мощности дополнительного управляющего сигнала, лежащего в одной полосе пропускания замедляющей системы с усиливаемыми сигналами посвящены работы [3] и [4].

В данной работе изучается влияние уровня входной мощности одного из двух усиливаемых сигналов близких частот на спектр выходного сигнала прибора. Исследование выполнялось путем проведения вычислительного эксперимента на основании математической модели, позволяющей моделировать процесс взаимодействия электромагнитных волн сложного спектрального состава с электронным потоком [2]. Частоты сигналов выбираются близкими, поэтому электродинамические параметры замедляющей системы для них считаются равными. Кроме того, усиливаемый сигнал представляется в виде гармонических составляющих некоторой фундаментальной частоты ω.

II. Основная часть

На рисунке 1.a изображен спектр выходного сигнала прибора в случае одновременного усиления двух сигналов с одинаковым уровнем входной мощности и частотами, соответствующими 300-й и 301-й гармоникам фундаментальной частоты. Для удобства на рисунке спектральные компоненты сигнала с ненулевой входной мощностью залиты черным цветом.

Как и отмечалось ранее в работах [2-4] спектр выходного сигнала прибора в данном случае имеет весьма характерный вид, в частности в нем находят свое отражение волны, возбуждаемые на комбинационных частотах. Уровни мощности усиливаемых сигналов оказываются приблизительно равными, на всем протяжении процесса усиления в небольшой степени превалирует более высокочастотный сигнал, для которого электрическая длина прибора оказывается большей. Возбуждаемые волны комбинационных частот в спектре расположены симметрично, относительно частот усиливаемых сигналов и их амплитуда резко уменьшается с удалением от них. Максимальный уровень мощности генерируемых сигналов составляет порядка -12дБ от уровня мощности усиливаемого сигнала к максимальной амплитудой.

На рисунке 1.b изображен спектр выходного сигнала прибора в случае одновременного усиления двух сигналов, когда уровень входной мощности на частоте 301-й гармоники составляет 50% от уровня входной мощности на частоте 300-й гармоники. В этом случае ширина спектра выходного сигнала становится уже за счет уменьшения уровней побочных колебаний на высоких частотах. Максимальный уровень мощности генерируемых сигналов комбинационных частот составляет порядка -11дБ от уровня выходной мощности усиливаемого сигнала с наибольшей амплитудой (300-я гармоника) и порядка -4дБ от уровня выходной мощности усиливаемого сигнала с меньшей амплитудой (301-я гармоника).

Рисунок 1.c соответствует случаю одновременного усиления двух сигналов, когда уровень входной мощности на частоте 301-й гармоники составляет 10% от уровня входной мощности на частоте 300-й гармоники. При таких условиях спектр выходного сиг-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

нала становится еще уже, причем снижение амплитуды побочных колебаний наблюдается как в правой, так и в левой части спектра. Максимальный уровень мощности генерируемых сигналов комбинационных частот составляет порядка -18дБ от уровня выходной мощности усиливаемого сигнала с наибольшей амплитудой (300-я гармоника) и уже порядка -2дБ от уровня выходной мощности усиливаемого сигнала с меньшей амплитудой (301-я гармоника). Таким образом, несмотря на существенное сужение спектра выходного сигнала вследствие снижения уровней мощности на комбинационных частотах, их максимальная величина практически достигает уровня выходной мощности усиливаемого сигнала.

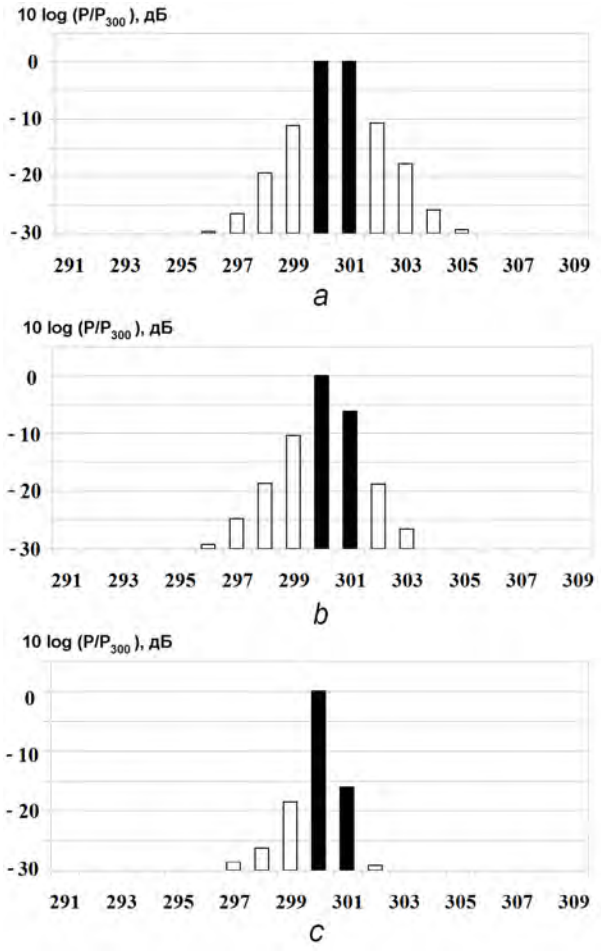


Рис. 1. Спектр выходного сигнала при различном уровне входной мощности на частоте 300-й гармоники (6ГГЦ).

Fig. 1. The output signal spectrum at different levels of input power at 300-th harmonic frequency (6GHz)

На рисунке 2 представлены зависимости суммарной выходной мощности всех гармоник, суммарной выходной мощности на частотах 300-й и 301-й гармоник, уровней мощности на частотах 300-й и 301-й гармоник, нормированные на уровень входной мощности на частоте 300-й гармоники, от нормированного уровня входной мощности 301-й гармоники.

Из графика видно, что при изменении уровня входной мощности на частоте одного из усиливаемых сигналов суммарный уровень выходной мощности прибора не изменяется. Однако уменьшение уровня сигнала на частоте 301-й гармоники приводит к увеличению суммарной выходной мощности на частотах 300-й и 301-й гармоник, т.е. происходит перераспределение мощности в спектре выходного сигнала прибора, выражающееся в снижении амплитуды волн комбинационных частот.

Кроме того установлено, что снижение уровня входной мощности на частоте 301-й гармоники приводит к снижению коэффициента усиления прибора на данной частоте, к снижению отношения уровня мощности сигнала комбинационной частоты с максимальной амплитудой к уровню выходной мощности на частоте 301-й гармоники, а также к увеличению коэффициента усиления прибора на частоте 300-й гармоники, и увеличению отношения уровня мощности сигнала комбинационной частоты с максимальной амплитудой к уровню выходной мощности на частоте 300-й гармоники.

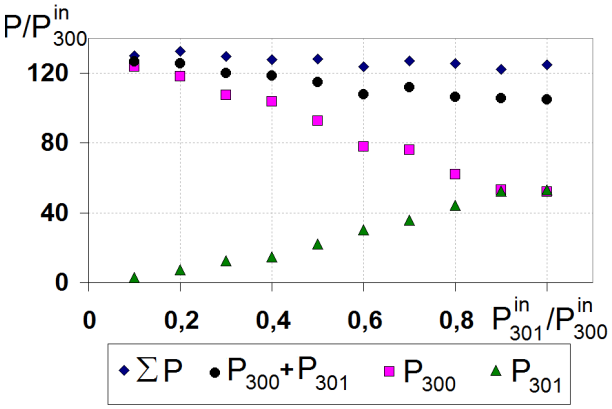


Рис. 2. Зависимость уровней выходной мощности от нормированного уровня входной мощности 301-й гармоники.

Fig. 2. The dependence of the output power levels from normalized input power level of 301st harmonic

III. Заключение

Таким образом, при усилении двухчастотного сигнала в ЛБВ М-типа ширина спектра выходного сигнала зависит от величины уровней входной мощности усиливаемых сигналов. Установлено, что чем ближе по величине уровни мощности усиливаемых сигналов друг к другу, тем больший уровень побочных колебаний наблюдается на комбинационных частотах. Рост амплитуды побочных колебаний достигается за счет перераспределения мощности по спектральным составляющим выходного сигнала, что приводит к снижению коэффициента полезного действия прибора.

IV. References

[1] Yeskin D.L., Shein A.G. Combinational frequencies excitation in dematron. 2008 18th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2008. pp. 211-212.

[2] Yeskin D.L, Kovtun D.G., Shein A.G. The combinational frequencies generation by the complex spectral composition signal amplification in a TWT M-type. Nonlinear World. 2013. vol. 11. No 3. pp. 158-163.

[3] Yeskin D.L. The control of the combinational components of multifrequency signals at M-type TWT. 2014 24th International Crimean Conference "Microwave and Telecommunication Technology", Sevastopol, 2014. pp. 205-206.

[4] Yeskin D.L. The combinational frequencies supression by the multigarmonic signal amplification in a TWT M-type. Izvestija Volgogradskogo gosudarstvennogo tehnicheskogo universiteta. Ser. «Elektronika, radiotehnika, izmeritel'naja tehnika i svjaz'» 2014. vol. 8. No 10 (137). pp. 41-45.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

NUMERICAL SIMULATION OF THE GYROTRON MAGNETRON-INJECTION GUNS WITH EMISSION CURRENT DENSITY VIOLATION OF AZIMUTHAL SYMMETRY

Kuntsevich, A. D. [2], Leshcheva K. A.[2], Manuilov V. N. [2,1]
[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences*
46, Ul'yanov st., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
[2]*Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod (National Research University)*
23, Gagarin av., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
e-mail: manuilov@rf.unn.ru

Abstract — The method of calculation of the gyrotron helical electron beams (HEB) parameters in the magnetron-injection guns with violation of axial symmetry of the cathode current density is presented. Comparison of the HEB parameters with different types of violation of axial symmetry of current density is carried out.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНЕТРОННО-ИНЖЕКТОРНЫХ ПУШЕК ГИРОТРОНОВ С НАРУШЕНИЕМ АЗИМУТАЛЬНОЙ СИММЕТРИИ ПЛОТНОСТИ ТОКА ЭМИССИИ

А. Д. Кунцевич[2], К. А. Лещева[2], В. Н. Мануилов [2,1]
[1]*Институт прикладной физики РАН*
Россия, 603950, Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46
[2]*Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского*
(Национальный исследовательский университет)
Россия, 603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина 23
e-mail: manuilov@rf.unn.ru

Аннотация — Представлена методика расчета параметров винтовых электронных пучков (ВЭП) гиротронов, формируемых магнетронно-инжекторными пушками с нарушенной аксиальной симметрией плотности тока. Проведено сравнение параметров ВЭП с различными видами нарушения аксиальной симметрии плотности тока.

I. Введение

Гиротроны [1, 2], занимающие среди источников электромагнитного излучения лидирующие позиции по мощности и длительности импульса в диапазоне длин волн 0.3-10 мм (30 ГГц - 1 ТГц), основаны на когерентном излучении ансамбля классических электронов-осцилляторов в виде винтового электронного пучка (ВЭП). Наиболее часто для формирования ВЭП используется адиабатическая аксиально-симметричная магнетронно-инжекторная электронная пушка (МИП). Основным требованием к МИП является формирование устойчивого ВЭП с большим питч-фактором g (отношением скорости вращения электронов к скорости их продольного движения) при умеренной величине разброса вращательных скоростей $\delta v_{\perp}$. Скоростной разброс в МИП формируется за счет целого ряда факторов (см. например [2]). Поскольку МИП работает в режиме температурного ограничения эмиссии, часто встречается ситуация, когда вследствие особенностей конструкции подогревателя эмиттера, участки катода с разным азимутом имеют разную температуру, что приводит к азимутальной неоднородности плотности тока эмиссии, зависимости кулоновского поля пучка от азимута и соответствующему увеличению скоростного разброса. Кроме того, ряд перспективных электродинамических систем гиротронов требует использования ВЭП с нарушенной осевой симметрией, когда эмитируют лишь отдельные азимутально ограниченные участки катода. В частности, это имеет место при использовании двухзеркальных разрезных резонаторов в гиротроне. В обоих случаях необходимо исследование возмущения скоростного распределения, вносимого указанным нарушением аксиальной симметрии. Однако до последнего времени такие исследования ограничивались лишь экспериментальными измерениями азимутального распределения тока эмиссии для ряда гиротронов миллиметрового диапазона длин волн и изучением корреляции этой величины с выходными параметрами гиротрона (мощность, КПД). В частности, в [3] было показано, что нарушение аксиальной симметрии может приводить к значительному снижению КПД гиротрона и ухудшению устойчивости ВЭП. Теоретический анализ ВЭП до сих пор осуществлялся только в рамках двумерных численных моделей, предполагающих аксиальную симметрию распределения плотности тока $j(\varphi)$ [4-5]. Здесь φ – азимутальная координата.

II. Основная часть

Разработка в последнее десятилетие эффективных пакетов прикладных программ трехмерного моделирования, среди которых выделяется комплекс CST Studio Suite [6], позволила поставить в практическую плоскость решение задачи по численному расчету МИП гиротронов в трехмерной постановке с учетом зависимости $j(\varphi)$. Моделирование проводилось методом трубок тока в рамках модели с нулевыми скоростями стартующих с катода частиц. Поскольку для гиротронов характерно большое значение фокусирующего магнитного поля, то при индукциях $B(z_f) > B_o/(2\text{-}3)$ электронный пучок оказывается «вмороженным» в магнитное поле и далее с высокой степенью точности справедлива адиабатическая теория дви-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

жения частиц (см. [2, 5]). Здесь B_0 – индукция в резонаторе гиротрона. Поэтому траектории частиц рассчитывались только до плоскости $z=z_f$, а далее осцилляторные скорости пересчитывались в рабочее пространство гиротрона с помощью закона сохранения поперечного адиабатического инварианта.

Отметим, что специфика параметров МИП требует специального постпроцессора для обработки полученных с помощью комплекса CST Studio Suite данных траекторного анализа. В докладе развита методика такой обработки, позволяющая определить величины среднего питч-фактора g, скоростного разброса, а также построить функцию распределения по осцилляторным скоростям как для всего пучка в целом, так и для отдельных фракций электронного пучка, отличающихся азимутальным углом φ. По известным в плоскости $z=z_f$, значениям компонент скоростей v_x, v_y, v_z, компонент индукции B_x, B_y, B_z и потенциалу U_i в последней точке i–ой траектории находятся релятивистский γ-фактор и полная скорость электронов

$$\gamma_i = 1 + \frac{e_0 U_i}{m_0 c^2}, \quad \frac{v_i}{c} = \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma_i^2}}$$

а также скорость электрона вдоль магнитного поля и его осцилляторная скорость

$$v_{\|i} = \frac{v_x B_x + v_y B_y + v_z B_z}{\sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2}} = \frac{(\vec{v}\,\vec{B})}{B}$$

$$v_{\perp i} = \sqrt{v_i^2 - v_{\|i}^2}$$

Далее из условия сохранения поперечного адиабатического инварианта последняя величина пересчитывается в рабочее пространство как

$$v_{\perp i0} = \sqrt{\frac{B_i}{B_0}} v_{\perp i},$$

где вычисляется средняя осцилляторная скорость (I_i – ток i–ой трубки тока)

$$\overline{v_\perp} = \frac{\sum I_i v_{\perp i}}{\sum I_i}$$

и питч-фактор

$$g = \frac{\overline{v_\perp}}{\sqrt{v^2 - \overline{v_\perp^2}}}$$

Величина полной скорости определяется из закона сохранения энергии:

$$\gamma = 1 + \frac{e_0 U_0}{m_0 c^2} \quad v^2 = c^2 \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)$$

Здесь U_o – потенциал пучка относительно катода в резонаторе гиротрона. Зная токи I_i и скорости $v_{\perp i}$ легко сосчитать и функцию распределения по осцилляторным скоростям и далее определить скоростной разброс $\delta v_\perp$, который ниже вычислялся как

$$\delta v_\perp = \frac{v_{\perp \max} - v_{\perp \min}}{\overline{v_\perp}}$$

Здесь $v_{\perp \max}$, $v_{\perp \min}$ – соответственно максимальная и минимальная осцилляторные скорости в ВЭП.

В качестве простейшего примера приведены результаты сравнения характеристик пучка, формируемого МИП гиротрона с рабочим магнитным полем 3.4 кГс, ускоряющим напряжением 16 кВ и током пучка, меняющимся в пределах от 0.1 до 0.3 от Ленгмюровского тока МИП. Выполнено сравнение параметров пучков для трех случаев: $j(\varphi)=\text{const}$, $j(\varphi)=j_0+j_1\cos(\varphi)$ и случая, когда эмитируют 2 участка катода, сдвинутые по азимуту на 180 градусов (рис.2). Для каждого из рассмотренных случаев построены карты плотности электронного потока в различных поперечных сечениях пучка.

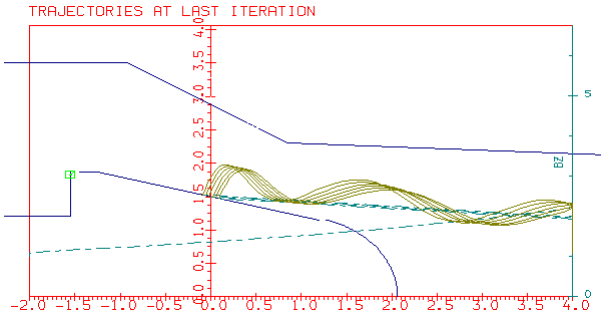


Рис. 1. Геометрия МИП и электронные траектории в прикатодной области.

Fig. 1. The geometry of the MIG and the electron trajectories in the cathode region

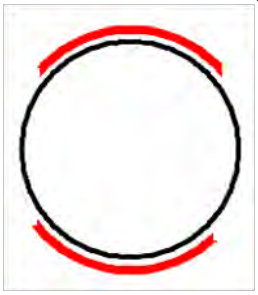


Рис. 2. Распределение тока эмиссии. Секторами отмечены эмитирующие участки катода МИП.

Fig. 2. The distribution of current density. Two arcs show the emitting areas of the cathode

III. Заключение

Развита методика численного моделирования МИП гиротронов с нарушенной аксиальной симметрией распределения плотности тока. Представлены данные сравнительного анализа скоростных распределений пучка и профилей пучка в поперечной плоскости для различных распределений плотности тока эмиссии вдоль поверхности катода.

IV. References

[1] G.S. Nusonovich. Introduction to the Physics of Gyrotrons, John Hopkins University press, 2004, 352 p.

[2] *Tsimring Sh.E. Electron Beams and Microwave Vacuum Electronics. Wiley-Interscience, 2007, 573 p.*

[3] Louksha O., Pioszyk B., Sominski G. et al. On potentials of gyrotron efficiency enhancement: measurements and simulations on a 4-mm gyrotron // IEEE Trans.*Plasma Science. 2006. Vol. 34. N 3. P. 502–511.*

[4] Hermannsfeldt W.B. Electron trajectory program // SLAC Report 226, Stanford Linear Accelerator Center, Stanford University, 1979. 119 p.

[5] P.V. Krivosheev, V.K.Lygin, V.N. Manuilov, Sh.E.Tsimring. Numerical Simulation Models of Focussing Systems of Intense Gyrotron Helical electron Beams. Int. J. of Infrared and MM waves. 2001, vol.22, No 8, pp.1119-1146.

[6] https://www.cst.com/

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

NONADIABATIC ELECTRON-OPTICAL SYSTEMS OF GYROTRONS FOR OPERATION IN THE SPACE CHARGE LIMITING MODE

Goldenberg A. L.[1], Glyavin M. Y.[1,2], Leshcheva K. A.[2], Manuilov V. N.[2,1]
[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences*
46, Ul'yanov st., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
[2]*Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (National Research University)*
23, Gagarin av., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
e-mail: manuilov@rf.unn.ru

Abstract — A new version of the non-adiabatic system for forming the helical electron beam for gyrotrons is analyzed. The initial transverse velocity of electrons is formed by injection of rectilinear electron beam at an angle to the magnetic field. It is shown that in such systems the influence of the thermal velocity of the electrons and emitter surface roughness can be considerably reduced in comparison with traditional magnetron-injection guns, which makes it possible to produce electron beams with high enough pitch-factor and moderate velocity spread. The advantage of proposed system is the ability of independent variation of the beam current and the pitch factor in space charge limitation regime and increasing of cathode lifetime.

НЕАДИАБАТИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ГИРОТРОНОВ ДЛЯ РАБОТЫ В РЕЖИМЕ ОГРАНИЧЕНИЯ ТОКА ПРОСТРАНСТВЕННЫМ ЗАРЯДОМ

Гольденберг А. Л.[1], Глявин М. Ю.[1,2], Лещева К. А.[2], Мануилов В. Н.[2,1]
[1]*Институт прикладной физики РАН,*
Россия, 603950, Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46
[2]*Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского*
(Национальный исследовательский университет)
Россия, 603950, Нижний Новгород, пр. Гагарина 23
e-mail: manuilov@rf.unn.ru

Аннотация — Рассмотрен новый вариант неадиабатической системы формирования винтового электронного пучка для гиротронов, в которой электроны приобретают первичные осцилляторные скорости при встреле прямолинейного пучка под углом к магнитному полю. В такой электронной пушке влияние тепловых скоростей электронов и шероховатости эмиттирующей поверхности может быть существенно уменьшено по сравнению с традиционными электронно-оптическими системами гиротронов, что делает возможным существенное увеличение питч-фактора пучка. Показана возможность использования пушки для формирования электронных пучков с малым разбросом скоростей электронов в различных режимах тока эмиссии от температурного ограничения до полного пространственного заряда на катоде. Оптимизирована система управления параметрами электронного пучка.

I. Введение

В гиротронах, наиболее мощных источниках электромагнитного излучения в широком диапазоне длин волн от миллиметрового до субмиллиметрового [1], в качестве активной среды (источника энергии излучения) используются трубчатые пучки электронов, движущихся по винтовым траекториям в постоянном магнитном поле (так называемые винтовые электронные пучки - ВЭП) [2,3], В таких пучках электроны обладают одинаковыми полными скоростями, но имеет место разброс вращательных (осцилляторных) и поступательных компонент скоростей электронов. Питч-фактор пучка g, равный отношению вращательной и дрейфовой скоростей движения частиц, должен быть достаточно велик (больше 1), поскольку энергия электромагнитного излучения черпается из осцилляторной энергии электронов, а продольная скорость нужна только для прохождения электронов за определенное время через рабочее пространство прибора.

В настоящее время в гиротронах для формирования ВЭП используются магнетронно-инжекторные пушки (МИП). Особенностью МИП является то, что в них уже в момент вылета с катода электроны обладают начальной осцилляторной скоростью и, в значительной мере, разбросом компонент скоростей электронов [2]. В принципе, это означает, что различные углы вылета электронов с катода, обусловленные тепловыми скоростями и шероховатостью поверхности эмиттера, и неоднородности электрического поля на катоде, в частности, связанные с пространственным зарядом на катоде, вносят существенный вклад в разброс скоростей электронов. Эти факторы разброса тем значительней, чем короче рабочая длина волны гиротрона. Влияние поля пространственного заряда на разброс скоростей является основной причиной того, что МИП гиротронов работают в режиме температурного ограничения тока эмиссии, то есть при токах значительно меньших, чем ток в режиме полного пространственного заряда на катоде. При дальнейшем продвижении электронов от катода к рабочему пространству магнитное поле возрастает до максимальной величины и при этом осцилляторные скорости электронов увеличиваются в соответствие с адиабатическим инвариантом. Одно из следствий разброса скоростей электронов состоит в том, что продольные скорости частиц, обладающих наибольшими начальными осцилляторными скоростями, могут стать нулевыми еще на подходе к максимальному магнитному полю рабочего пространства; такие электроны отражаются обратно к катоду (явление магнитной пробки). В результате, при попытке повысить питч-фактор, часть электронов с наибольшими осцилляторными скоростями отражается магнитным зеркалом и оказывается захваченной в адиабатической ловушке между рабочим пространством и катодом МИП. Накопление

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

электронов в ловушке приводит к неустойчивостям электронного потока, выражающимся в паразитной генерации и интенсивной бомбардировке катода. Отражение электронов и их накопление в ловушке запускает и другие нежелательные явления, рассмотренные в [3]. Все это ограничивает возможности увеличения КПД прибора и, вообще говоря, требует постоянного контроля во избежание самопроизвольного изменения тока пучка. Таким образом, хотя МИП используются во всех мощных гиротронах вплоть до мегаваттного уровня выходной мощности, они имеют серьезные недостатки, которые могут быть частично устранены при использовании неадиабатических электронных пушек, подобных тем, проекты которых были рассмотрены в [4].

В неадиабатических электронных пушках влияние условий вылета электронов с катода на разброс их скоростей может быть существенно нивелировано или даже вовсе исключено как при температурном ограничении тока эмиссии, так и в режиме ограничения тока пространственным зарядом.

II. Принцип работы неадиабатической электронно-оптической системы

Рассмотрим триодную схему формирования (рис.1), где электроны пучка разгоняются до анодного потенциала U_a в магнитном поле, составляющем угол ψ с электрическим полем на катоде. Величина магнитного поля должна быть такой, чтобы электроны двигались в сильном электрическом поле вплоть до щелевого зазора в составе почти прямолинейного пучка и только затем отклонялись магнитным. Таким образом они приобретают первичную осцилляторную скорость примерно равную $\sin\psi \times v_a$, где $v_a = \sqrt{2\eta U}$ которая затем возрастает в нарастающем магнитном поле как и в адиабатической системе формирования пучка. При этом все рассмотренные выше факторы разброса адиабатической МИП вносят возмущение в распределение компонент скоростей электронов только как величины второго порядка малости. При потенциале анодов порядка и выше 10 кВ их вклад оказывается пренебрежимо малым. В принципе, это позволяет повысить качество ВЭП при оптимизации формы электродов пушки.

Для регулировки угла ψ и питч-фактора g в магнитную систему включена пара включенных навстречу друг другу дипольных катушек, позволяющая варьировать величину ψ без изменения компрессии пучка. Достоинством системы является также неизменность величины питч-фактора в диодном режиме U_a=U_0 при изменении величины полного ускоряющего напряжения U_0 в значительных пределах. Анализируемая электронно-оптическая система может работать как в режиме температурного ограничения эмиссии, так и режиме ограничения тока пространственным зарядом. Достоинством последнего режима является стабильность работы катода независимо от эффектов, связанных с бомбардировкой катода и с изменением степени вакуума в лампе.

Численное моделирование данной электронной пушки проводилось по программам ЭПОС [5] и CST Studio Suite [6]. Определены оптимальные углы наклона боковых катодных фокусирующих электродов, обеспечивающих однородность эмиссии и одинаковые углы наклона электронных траекторий к магнитному полю в области инжекции пучка. Оптимизировано положение кольцевой анодной щели для улучшения токопрохождения формируемого ВЭП. Использование щелевой конструкции первого анода (рис.1) также защищает катод от бомбардировки отраженными от магнитного зеркал частицами и за счет этого позволяет достичь больших величин питч-фактора. Найдены оптимальные расстояния L (см. рис.1) катушек от центра эмиттера и их конфигурация, обеспечивающие вариацию угла ψ и питч-фактора g в широких пределах при минимальном энергопотреблении катодных катушек.

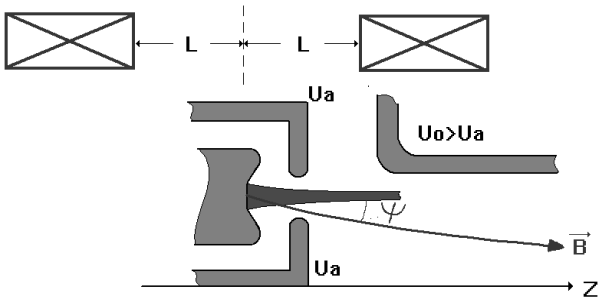


Рис. 1. Схема катодной части неадиабатической ЭОС.

Fig. 1.Scheme of the cathode part of the nonadiabatic electron-optical system

III. Заключение

Показано, что переход от адиабатической к неадиабатической схеме формирования винтового электронного пучка в гиротронах позволяет устранить влияние на величину скоростного разброса таких критически важных для гиротронов короткой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн факторов как тепловые скорости и шероховатостей эмиттера. В результате становится возможным увеличение питч-фактора электронного пучка до величин порядка 1.3-1.7, что способствует как увеличению выходного КПД, так и улучшению устойчивости одномодовой генерации. Достоинством рассмотренной системы является возможность независимой вариации тока пучка и питч-фактора при сохранении положения ВЭП в рабочем пространстве гиротрона.

IV. References

[1] M.Thumm, State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers (Update 2013), KIT Scientific Reports, vol. 7662 (KIT Scientific Publishing), pp. 1-138, 2014.

[2] A.L.Goldenberg, M.I.Petelin Formation of helical electron beams in adiabatic gun, Radiophysics and Quantum Electronics, vol.16, No 6, 1973, pp. 141-149

[3] Sh.E.Tsimring Electron Beams and Microwave Vacuum Electronics. Wiley-Interscience, 2007, 573 p

[4] A.L.Goldenberg, V.N.Manuilov and M.Yu.Glyavin Electron-Optical System of a High-Power Gyrotron with Nonadiabatic Electron Gun, Radiophysics and Quantum Electronics, vol.48, No 6, 2005, pp. 461-465

[5] P.V.Krivosheev, V.K.Lygin, V.N.Manuilov, Sh.E.Tsimring. Numerical Simulation Models of Focussing Systems of Intense Gyrotron Helical electron Beams. Int. J. of Infrared and MM waves. 2001, vol.22, No 8, pp.1119-1146.

[6] https://www.cst.com/

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

PHYSICAL CONCEPTS FOR SUMMATION OF OUTPUT POWER OF TERAHERTZ FREQUENCY RANGE PULSED MAGNETRONS

Danylo V. Yeryomka
A. Usikov Institute for Radiphysics and Electronics of NAS of Ukraine
12, Academician Proskura Str., Kharkiv, 61085, Ukraine
E-mail: me@imdeus.org

Abstract — The present paper concerns the analysis of the possibility of increasing the pulse power of coherent electromagnetic radiation in the terahertz frequency range, in particular, for the submillimeter range by adding the output signal power of several single magnetrons (the operating self-oscillations frequency of the individual magnetron exceeds 0.1 THz, output pulse power is about 1.0 kW). The application of an open resonator was considered for a scheme of adding the power of two identical pulsed magnetrons with an operating frequency of 0.1—0.5 THz each (wavelength is 3.0—0.6 mm). The results describe effective schemes to increase the adding rate of output power in the self-synchronization mode, as well as the possibility of frequency stabilization and elimination of its temperature drift.

ФИЗИЧЕСКИЕ КОНЦЕПЦИИ СУММИРОВАНИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ МАГНЕТРОНОВ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

Данил В. Ерёмка
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова, НАН Украины
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина
E-mail: Deus <me@imdeus.org>

Аннотация — В сообщении проанализированы возможности увеличения импульсной мощности когерентного электромагнитного излучения в терагерцовом интервале частот, в частности, в субмиллиметровом диапазоне, путем сложения мощности выходного сигнала нескольких одиночных магнетронов (рабочая частота автоколебаний единичного магнетрона больше 0,1 ТГц, выходная импульсная мощность около 1 кВт). Рассмотрена возможность примененя открытого резонатора в схеме сложения можностей двух одинаковых импульсных магнетронов с рабочей частотой (0,1—0,5) ТГц (длина волны (3,0— 0,6) мм. Обсуждены результаты поиска эффективных схем для увеличения коэффициента суммирования мощностей в режиме самосинхронизации, а также возможности стабилизации частоты и устранения её температурного дрейфа.

I. Введение

В последние десятилетия в мировой электронике осуществляется интенсивное освоение терагерцового (ТГц) интервала частот колебаний электромагнитного спектра [1]. В освоении указанного интервала частот электромагнитных колебаний лидирующее положение занимают вакуумные источники электромагнитного излучения непрерывного и импульсного действия, в частности, лазеры на свободных электронах (ЛСЭ) [1], гиротроны [2], лампы обратной волны (ЛОВ) карсинотроны и клинотроны [3-5], клистроны с распределенным взаимодействием (КРВ) [6], лампы бегущей волны (ЛБВ) [7]. Освоение терагерцового интервала частот с помощью магнетронов – источников, обеспечивающих наилучшее отношение величин выходной мощности и КПД к единице массы, в большинстве стран остановилось у «входа» в терагерцовый диапазон на частотах не больше 0,095 ТГц [8].

Характеристики импульсных магнетронов низкочастотной области ТГц диапазона (0,1—0,366) Тгц описаны преимущественно в научных публикациях исследователей многорезонаторных магнетронов Украины и России [9-15].

Следствием развития вакуумной терагерцовой электроники и радиофизики является создание уникальных терагерцовых технологий, которые стимулируют проведение ревизии возможностей физических принципов построения схем традиционных вакуумных источников микроволнового излучения, их энергетических, частотных и экономических (стоимостных) характеристик с позиций требований времени. Конкурс проектов по созданию импульсных многорезонаторных магнетронов субмиллиметрового диапазона с применением нанотехнологий, объявленный Армией США в 2006 г. завершился в 2008 г созданием миниатюрного пакетированного с магнитом импульсного магнетрона с выходной импульсной мощностью около 50 Вт на частоте 0,095 ТГц [16]. На следующих этапах упомянутого проекта планировалась разработка и создание экспериментальных образцов импульсных магнетронов на частотах 0,22 ТГц и 0,28 ТГц. Запланированное не было реализовано, вероятно, вследствие принципиальных технологических трудностей.

Целью данной работы является исследование возможности создания компактных импульсных источников электромагнитного излучения терагерцового диапазона на основе магнетронов, работающих в режиме дрейфово-орбитальных резонансов.

II. Физический принцип действия импульсных магнетронов терагерцового диапазона

При укорочении длины рабочей волны традиционных многорезонаторных магнетронов сантиметрового диапазона, разработчики применяют принцип масштабного моделирования для создании конструкции коротковолнового генератора. Разработчики конструкций многорезонаторных импульсных магнетронов миллиметрового диапазона, применяя принцип масштабного моделирования, столкнулись с необходимостью решать задачи, зачастую технологически невыполнимые. Связано это с тем, что геометрические размеры пространства взаимодействия электронов и электромагнитных волн в скрещенных полях традиционных магнетронов, работающих на нулевой гармонике колебаний π - вида, существен-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

но уменьшались до технологически трудно реализуемых размеров. Создаваемые методом масштабного моделирования импульсные магнетроны миллиметрового диапазона требовали рабочих напряжений, превышающих 10 кВ, рабочих магнитных полей больше 2 Тл, при этом мощность их выходного сигнала и КПД уменьшались. На основе результатов изучения в период с 1944 г. по 1953 г. в Украинском физико-техническом институте (УФТИ, г. Харьков) физики процессов в классических многорезонаторных импульсных магнетронах, работающих на нулевой пространственной гармонике колебаний π-вида, к.ф.-м.н., доцент И. Д. Трутень (руководитель с 1955 г. Лаборатории импульсного генерирования ИРЭ им. А. Я. Усикова НАН Украины), при создании конструкции лабораторного макета импульсного магнетронного генератора миллиметрового диапазона, нарушил принцип масштабного моделирования. В отличие от традиционного подхода при создании многорезонаторных магнетронов, И. Д. Трутень предложил создать условия для эффективного взаимодействия электронов с высокочастотным полем поверхностной первой отрицательной пространственной гармоники колебаний $\pi/2$-вида резонаторной периодической структуры анодного блока магнетрона. При этом он обнаружил «харьковский режим» работы коротковолновых магнетронов. Удалось сконструировать импульсный магнетрон миллиметрового диапазона с увеличенными геометрическими размерами пространства взаимодействия. При этом заметно уменьшились рабочие статические электрическое и магнитное поля, обеспечивающие возникновение автоколебательного процесса. Были сняты проблемные технологические вопросы, увеличились выходная мощность и КПД коротковолновых магнетронных генераторов. Полученные И. Д. Трутнем результаты были в то время опубликованы в трудно доступных научных изданиях [9], однако привлекли внимание разработчиков магнетронов отраслевых НИИ и КБ СССР. Представители НИИ и КБ Москвы, Санкт-Петербурга, Нижнего Новгорода и Саратова назвали режим работы импульсных магнетронов миллиметрового диапазона, обнаруженный и описанный И. Д. Трутнем, «харьковским режимом» работы магнетронов [10]. Для объяснения механизма электронно-волнового взаимодействия при «харьковском режиме» работы коротковолновых магнетронов на протяжении нескольких десятилетий не было поставлено в соответствие убедительное физическое явление. Для разработки и создания ряда экспериментальных образцов магнетронов терагерцового диапазона в Украине потребовалось увеличить затраты материальных и временных ресурсов. Характеристики ряда ТГц магнетронов импульсного действия, созданных в ИРЭ НАНУ под руководством и при непосредственном участии И. Д. Трутня, представлены в таблице 1 [10, 13].

Таблица 1. Параметры импульсных ТГц магнетронов

Длина рабочей волны, λ λ, мм	Рабочий ток, А	Рабочее напряжение, кВ	Выходная мощность, кВт	Рабочее магнитное поле, Тл
3	15,0	15,0	30,0	0,625
2.,2	13,0	12,0	8,0	,0,76
1,5	10,0	11,5	2,5	0,81
1,25	11,0	13,0	1,0	0,85
0,82	8,0	9,0	1,0	1,0

Магнетрон субмиллиметрового (субмм) диапазона ($\lambda = 0{,}82 мм$) генерировал электромагнитное излучение на измерительном стенде около 3 час. При длительности импульса 0,1 мкс и и скважности 2000 термокатод, вследствие интенсивной обратной бомбардировки и перегрева, через 3 часа работы в автоколебательном режиме потерял эмиссию.

В начале XXI века исследователям ИРЭ НАНУ удалось убедительно объяснить физику процессов в импульсных магнетронах с «харьковским режимом» работы, когда поток электронов в пространстве взаимодействия обменивается энергией с электрической компонентой высших пространственных гармоник поля периодических структур их анодных блоков в режиме дрейфово-орбитальных резонансов [18-20]. На основе новых представлений о физическом механизме работы магнетронов с «харьковским режимом» в ИРЭ НАНУ – родоначальнике ТГц магнетронов на пространственных гармониках, созданы предпосылки для осуществления разработки импульсных многорезонаторных магнетронов терагерцового диапазона, в частности, импульсных магнетронов субмиллиметрового диапазона с холодным катодом [17-25].

III. Физические принципы суммирования мощности единичных импульсных магнетронов терагерцового диапазона

Решение задачи о создании направленных потоков высокочастотной электромагнитной энергии с повышенным уровнем в терагерцовом интервале частот является весьма актуальным на этапе освоения нового диапазона. Такие источники найдут применение при решении фундаментальных и прикладных задач, в частности, в терагерцовой спектрометрии газов и веществ, в оригинальных терагерцовых технологиях с процессами активации химических реакций, терагерцовых телекоммуникационных технологиях, в ближней терагерцовой радиолокации и др.

Определенный период времени, как свидетельствуют данные анализа научных публикаций, развитию магнетронной тематики в институте не уделялось должного внимания. Возрождение магнетронной тематики в ИРЭ НАНУ наблюдается в последние десятилетия [18-24].. В его Отделе вакуумной электроники ведутся поисковые исследования с целью создания импульсных магнетронов терагерцового диапазона, физические процессы в которых обеспечивают эффективный энергообмен между электронами, эмиттированными холодным вторично-эмиссионным катодом и высокочастотными полями пространственных гармоник периодической структуры анодного блока в режиме дрейфово-орбитальных резонансов [22 -24].

Сравнительно невысокая ожидаемая импульсная мощность единичных образцов создаваемых импульных магнетронов терагерцового диапазона (0,3 – 2,0) кВт и возрастающая стоимость единичного образца импульсного ТГц магнетрона (50-80 тыс $ за 1 шт.) стимулируют поиск схем модульных устройств, обеспечивающих суммирование мощностей нескольких одинаковых индивидуальных импульсных ТГц магнетронов. ТГц генераторы, в которых складываются мощности нескольких отдельных магнетронов, будут существенно дешевле моноблочных магнетронов с одинаковой мощностью выходного сигнала и будут иметь приемлемые, с практической точки зрения, массогабаритные характеристики.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

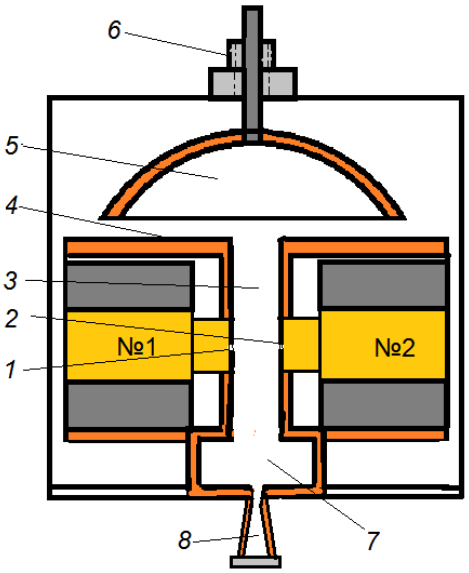


Рис. 1. Схематическое изображение сумматора мощностей выходных сигналов двух импульсных ТГц магнетронов; 1,2 – волноводные выводы ВЧ энергии магнетронов, 3 – резонансная канавка, 4 – плоское неподвижное зеркало ОР, 5 – подвижное зеркало со сферической рабочей поверхностью, 6 – механизм перестройки резонансной частоты ОР, 7 – резонансная полость, 8 - волноводный вывод ВЧ энергии сумматора.

Fig.1. Schematic of a power adder for an output signal of two THz pulsed magnetrons; 1.2 - waveguide outputs for magnetrons' MW energy, 3 - resonant groove, 4 - fixed flat OR mirror, 5 - movable mirror with a spherical operating surface,. 6 - tuning mechanism of the OR resonant frequency, 7 - resonant cavity, 8 - waveguide output of adder's MW energy

В сообщении обсуждаются возможности схемы суммирования и синхронизации выходных сигналов двух одинаковых импульсных ТГц магнетронов с холодным катодом (например, с фиксированной рабочей частотой колебаний выходного сигнала 0,24 ТГц, рабочим напряжением 13 кВ, рабочим магнитным полем 0,85 Тл, длительностью импульса 0,1 мкс, скважностью 2000). Обеспечение одинаковых рабочих напряжений двух магнетронов осуществляем путем подбора рабочего поля постоянных магнитов (шунтированием) при рабочем токе 11А. Импульсные мощности магнетронов №1 и №2 при длительности импульса 0,1 мкс и работе на согласованную нагрузку достигали 0,95 кВт и 0,9 кВт. Решение задачи о суммировании мощностей выходного сигнала двух одинаковых импульсных магнетронов в межзеркальном пространстве высокодобротного двухзеркального открытого резонатора (ОР) является первым этапом в решении проблемы суммирования мощностей импульсных ТГц магнетронов. Схема суммирования мощностей выходных сигналов двух импульсных ТГц магнетронов показана на рис.1. Такая схема суммирования может оказаться перспективной в интервале частот (0,1-0,5) ТГц, где существуют нанотехнологические возможности реализации импульсных ТГц магнетронов с холодным катодом и мощностью выходного сигнала (0,3-1,0) кВт. Волноводные выводы 1, 2 высокочастотной (ВЧ) энергии магнетронов связаны с межзеркальным накопителем ОР с помощью резонансной канавки 3 в теле неподвижного зеркала 4 с плоской рабочей поверхностью. Подвижное вогнутое зеркало 5 ОР со сферической рабочей поверхностью снабжено механизмом 6 перемещения и служит в качестве элемента настройки ОР на частоту, резонансную с рабочей частотой ТГц магнетронов №1 и №2. Вывод в нагрузку ВЧ энергии, накопленной в ОР, осуществляют из резонансной полости 7 с помощью волновода 8. В работе обсуждается возможность взаимной синхронизации двух ТГц магнетронов при запитке ОР непрерывным сигналом на частоте 0,24 ТГц от дополнительного источника. ОР имеет высокую собственную добротность (около 3000). Мы стремились суммировать мощности выходных сигналов двух ТГц магнетронов с рабочими частотами, которые попадают в рабочую полосу ОР

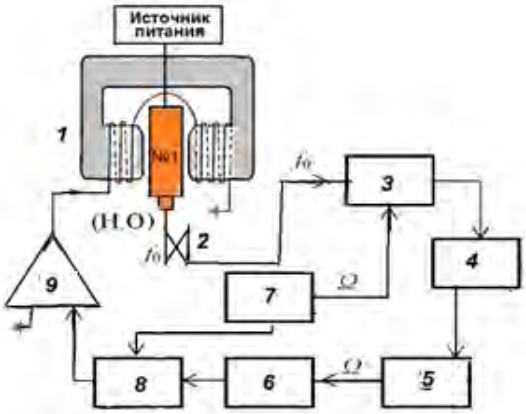


Рис. 2. Схема стабилизации частоты ТГц магнетрона с холодным катодом: 1 – ТГц магнетрон №1, 2 – направленный ответвитель (НО), 3 – амплитудный модулятор; 4 – эталонный резонатор ЭР; 5 – амплитудный детектор; 6 – избирательный усилитель; 7 – опорный генератор; 8 – фазовый детектор (ФД); 9 – усилитель постоянного тока (УПТ)

Fig. 2. Schematic of THz frequency stabilization of a magnetron with a cold cathode; 1 - THz magnetron №1; 2 - directional coupler (HO – from Russian term); 3 - amplitude modulator; 4 - reference resonator; 5 - amplitude detector; 6 - selective amplifier; 7 - reference oscillator; 8 - phase detector; 9 - DC amplifier

на резонансной частоте f_0. Выход на режим суммирования достигался при настройке ОР на резонансную частоту f_0 путем изменения расстояния между зеркалами. Проанализирована возможность уменьшения уровня ЧМ шумов сумматора. Рассмотрена схема стабилизации частоты автоколебаний ТГц магнетронов с применением ФАПЧ. На рис. 2. показана схема стабилизации частоты индивидуального ТГц магнетрона. Она содержит магнетронный ТГц генератор 1 импульсного действия, волноводный направленный ответвитель (НО) 2, амплитудный модулятор 3, эталонный резонатор 4, амплитудный детектор 5, избирательный усилитель 6, опорный генератор 7, фазовый детектор 8, усилитель постоянного тока 9. Процессы в схеме (рис.2) обеспечивают выделение на выходе ФД 8 сигнала, пропорционального отклонению частоты автоколебаний (вследствие дестабилизирующих факторов) от значения центральной частоты ЭР 4.

Сигнал ФД 8 усиливают с помощью УПТ 9 и подают на дополнительную обмотку на сердечнике – постоянном магните ТГц магнетрона, устраняя изменение частоты выходного сигнала. Сумматор на ос-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

нове ОР без оптимизации схемы суммирования позволяет получить коэффициент суммирования (КПД устройства суммирования) 0,8.

IV. Заключение

Рассмотрена принципиальная возможность суммирования в высокодобротном ОР мощностей выходного сигнала двух отдельных ТГц магнетронов импульсного действия с холодным катодом с рабочей частотой 0,24 ТГц. Полоса взаимной синхронизации двух ТГц магнетронов определяется собственной добротностью ОР и составляет 10-20 МГц. При самосинхронизации наблюдается уменьшение длительности импульса. Суммирование мощностей импульсных ТГц магнетронов в ОР имеет ряд преимуществ по сравнению с процессом в объемных резонаторах. Спектр собственных колебаний ОР существенно разрежен, что способствует установлению одночастотного режима возбуждения автоколебаний; проще процесс настройки на резонансную частоту; сравнительно высокая стабильность частоты обусловлена более высокой, чем у объемных резонаторов собственной добротностью ОР. Применение схемы ФАПЧ позволит ослабить влияние дестабилизирующих факторов на процесс эффективного суммирования мощностей импульсных ТГц магнетронов. Интересным представляется стимулирование начальной фазы автоколебаний с помощью сигнала дополнительного источника непрерывного действия, подаваемого в ОР на резонансной частоте. В сообщении представлены результаты начальной стадии исследований, проведенных по личной инициативе. Их интерпретация, естественно, не лишена ошибок.

V. References

[1] Маршал Т. Лазеры на свободных электронах. –М.: Мир. 1987. 297 с.

[2] Братман В. Л., Литвак А. Г., Суворов Е. В. Освоение ТГц диапазона: источники и приложения// УФН.- 2011. – Т. 181, №8. – С.867-874.

[3] P. Guenard, O. Doehler, D. Epsztein, R. Warnecke. Nouveau Tubes Oscilateurs Large Banded»accord // Electronique pour Hyperfrequences. –C. R. Acad. Sc. 1952, t. 235, - P.236.

[4 Гершенхзон Е. М. Голант М. Б., Негирев А. А. Савельев В. С. Лампы обратной волны. Под ред. Н. Д. Девяткова. – М.: Радио и связь. 1985. -136 с.

[5] Клинотрон / Г. Я. Левин, А. И. Бородкин, А. Я. Кириченко, А. Я. Усиков, С. А. Чурилова. Под ред. А. Я. Усикова. АН Украины. Ин-т радиофизики и электроники. – Киев: Наук. Думка. 1992. - 200 с.

[6] J. H. Boske, R. J. Dobbs, C. D. Joyc, C. .L. Kory, Gun-Sik Park, Jachun Park, R .J. Temkin .Vacuum Electronic High Power Terahertz Sources // IEEE Tr on Terahertz. Science and Technology, v.1, No 1, 2011. – P.54-75.

[7] Y.-M. Shin, L. R. Barnett, A. Baig, at al 0.22 THz Sheet Beam TWT Amplifier \\ Conf. Dig. IVEC»2011. – P.61.

[8] Short form catalogue microwave product», EEV Ltd. 1996.

[9] Трутень И. Д., Крупаткин И. Г. Об использовании режимов пространственной гармоники в импульсных миллиметровых магнетронах. // Труды радиофизических отделов ФТИ АН УССР. 1954. – Т..2. – С.110-123.

[10] Электроника и радиофизика миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн/ А. Я. Усиков, Э. А. Канер, И. Д. Трутень, Г. Я. Левин и др. Под общ. ред. А. Я. Усикова. – Киев: Наук. Думка. 1986. -368 с.

[11] Ерёмка В.Д, Кулагин ОГ.П. Науменко В.Д. Разработка и исследование магнетронов в Институте радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова и Радиоастрономическом институте НАН Украины //Радиофизика и электроника, 2004. – Т.9, спец. вып. –С.43-67ю

[12] Ерёмка В.Д, Науменко В,Д. Исследование и разработка магнетронов миллиметрового диапазона в Харькове // Успехи современной радиоэлектроники. 2008, №4, -С. 23-58.

[13] Брацлавский Ю. Х. Отдел импульсного генерирования // в кн. Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины. 50 лет. Отв. ред. В. М. Яковенко . -2005. – С.547

[14] Гурко А. А. Магнетрон на высших пространственных гармониках π-вида колебаний. // Радиофизика и радиоастрономия. 2000. - Т.5, N 2. – С.148-151.

[15] Булдаков Е. И., Захаров А. А., Еремин В. П. Исследование и разработка мощных импульсных 2- миллиметрового магнетронов повышенной надежности // Вестник Саратовского государственного техн. универ. 2012. – Вып. 2, №4 (60). – С. 80-86.

[16] Jose E. Velazco . Miniature Sub-Millimeter Wave Magnetron Oscillator // Final Report No MTI 09-1-003, Microwave Technologies Incorporated. Project Number R-51449EL SB206-791.Army Contract No. W911NF-06-C-0084. 2008. 15 p.

[17] O. P. Kulagin, V. D. Yeryomka M-Type Microwave Oscillator in a Mode of Orbital Resonances // Telecommunications and Radio Engineering. - 2001. - Vol.55, № 1. - P.58-71.

[18] Кулагин О. П., Ерёмка В. Д. Режимы дрейфово-орбитальных резонансов в магнетронных генераторах миллиметровых волн // Радиофизика и электроника: сб. научн. тр. / НАН Украины. Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова. – Харьков, 2004. – Т.9, № 1.– С. 275-281.

[19] *O*. P. Kulagin, V. D. Yeryomka Optimal Conditions for Drift-Orbital Resonance in M-type Devices // IEEE Trans. on Plasma Science. – 2004.- Vol.32, № 3. - P.1181-1186.

[20] V. D. Yeryomka, M. A. Kopot», O. P. Kulagin, V. D. Naumenko. THz-Range Spatial Harmonic Magnetrons // Proceedings of the Int. Symposium»Physics &Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves»(MSMW»07), June 22-25, Kharkiv, Ukraine, vol.1, pp.181-183, June, 2007.

[21] V. D. Yeryomka, M. A. Kopot», O. P. Kulagin. Submillimetric-Wave Magnetron Oscillator: Simulation of Its Specific Features // Proceedings of the Int. Simposium «Physics &Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves» (MSMW»10), June 21-26, Kharkiv, Ukraine, vol.1, pp.181-183, June, 2010.

[22] D. V. Yeryomka. Types of Primary Electrons Sources for Terahertz Cold-Cathode Magnetron Firing // IEEE Int. Vacuum Electronics Conf. (IVEC»2008). Conf. Dig. ,2008, pp. 380-381.

[23] Пат. Украины №101860. Магнетрон / Д. В. Ерёмка // Опубл. 13.05.2013. Бюл. № 9.

[24] Ерёмка В. Д., Кулагин О. П., Ким Юнг-Ил. Терагерцовый генератор М-типа: оптимальная геометрия колебательного контура // Труды 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо»2014). Севастополь, 7-13 сентября 2014 г. Севастополь: Вебер. 2014. –Т.1. –С.211-212.

[25] Ерёмка В. Д., Кулагин О. П., Ким Ю. И. Субмиллиметровый магнетрон с удлиненным анодом: оптимальные параметры колебательной системы // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2015, -Т. 23, № 1. – С. 52-60.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE RESONANT NEAR-FIELD MICROWAVE SENSOR FOR RESEARCH OF DYNAMIC CHARACTERISTICS OF A VACUUM SYSTEM

Yanin D. V., Galka A. G., Kostrov A. V., Smirnov A. I., Strikovskiy A. V.
Institute of Applied Physics, Russian Academy of Sciences
46, Ulyanov Street, Nizhny Novgorod, 603950 Russia
phone: +7(8312) 164853; e-mail: smirnov@appl.sci-nnov.ru

Abstract — We have developed and tested the near-field resonant diagnostic system that allows measuring a pressure in vacuum systems and in particular, its time-evolution during injection of molecular beams. The diagnostics is based on measurements of the gas dielectric constant. Working pressure range is 1-760 Tor.

РЕЗОНАНСНЫЙ БЛИЖНЕПОЛЬНЫЙ СВЧ-ДАТЧИК ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВАКУУМНЫХ СИСТЕМ

Янин Д. В., Галка А. Г., Костров А. В., Смирнов А. И., Стриковский А. В.
Институт прикладной физики РАН
улица Ульянова, д.46, Нижний Новгород, 603 950, Россия
тел.: +7(831) 4160656; e-mail: smirnov@appl.sci-nnov.ru

Аннотация — Разработана и апробирована резонансная ближнепольная диагностическая система, позволяющая проводить измерения давления в вакуумных системах и, в частности, его динамику во времени при инжекции молекулярных пучков. Диагностика основана на измерении диэлектрической проницаемости газа. Диапазон рабочих давлений составляет 1-760 торр.

I. Введение

Для решения целого ряда задач, связанных с вакуумной техникой, требуется анализировать динамику давления газа в вакуумных установках в режиме реального времени. Особенно это важно в физических экспериментах, использующих импульсную подачу газа, и, в частности, для источников ионов, нейтральных и кластерных частиц. С помощью импульсного напуска газа формируют плазменные сгустки [1] и молекулярные пучки малой длительности, применяемые для исследований в области спектроскопии, химической динамики и взаимодействия газ—поверхность [2—5].

В настоящее время в качестве манометра широко используется доработанный ионизационный преобразователь ПМИ-10-2, который обладает хорошим быстродействием и может применяться для детектирования молекулярных пучков [6—8]. Диапазон рабочих давлений для данной измерительной системы составляет от 10^{-5} до 1 торр. Манометр располагается таким образом, чтобы поток газа из сопла проходил через область ионизации между анодом и коллектором, при этом лампа вносит существенные искажения в инжектируемую газовую струю. Однако, для многих прикладных задач современной физики требуются измерители давления, не вносящих заметных возмущений в газовый поток и работающих в широком диапазоне давлений от 1 до 760 торр,

В настоящей работе демонстрируются функциональные возможности датчиков давления на основе резонансных ближнепольных СВЧ-зондов. Предлагаемая методика базируется на измерении диэлектрической проницаемости газа с помощью миниатюрного четвертьволнового резонатора на отрезке двухпроводной линии.

II. Основная часть

Датчик для измерения давления и его временных вариаций представляет собой четвертьволновый резонатор в виде отрезка двухпроводной линии, замкнутой на одном и разомкнутой на другом конце. Возбуждение резонатора и приём его отклика осуществляется со стороны закороченного конца при помощи петель магнитной связи (рис.1). Длина проводов, образующих резонатор – 9мм, расстояние между ними – 2 мм, диаметр провода – 0.2 мм. Собственная частота измерительной системы f_0= 1 ГГц, добротность $Q\approx700$.

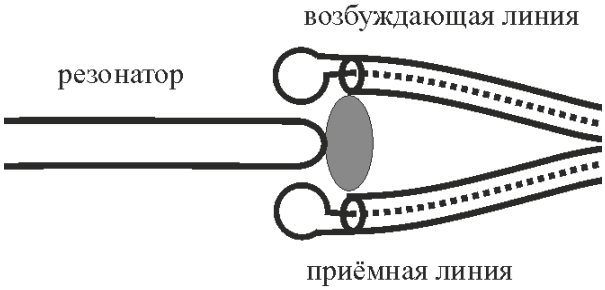


Рис. 1. Схема диагностической системы.
Fig. 1. Schematics of the Diagnostic System

Если такой резонатор поместить в газовую среду с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=1+\Delta\varepsilon$, ($\Delta\varepsilon<<1$), то его резонансная частота сдвигается относительно вакуумной f_0 на величину $\Delta f=0.5f_0\Delta\varepsilon$.

Давление газовой среды P и ее диэлектрическая проницаемость ε связаны линейной зависимостью $\varepsilon-1=\alpha P$, где коэффициент пропорциональности α определяется сортом газа [9]. Таким образом, давлением газа однозначно определяется изменением резонансной частоты датчика относительно вакуумного значения.

Измерение давления и его временных вариаций осуществлялось следующим образом. К возбуждающей петле связи от СВЧ-генератора подводился сигнал на фиксированной частоте f_r. Сигнал с приемной петли связи подавался на усилитель с коэффициентом усиления k_1=1000, детектировался и поступал на вход дифференциального усилителя с коэффициен-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

том усиления k_2=30. Рабочая частота f_r выбиралась в области максимальной производной резонансной кривой ***U(f)*** для датчика, расположенного в вакууме. При изменении давления резонансная частота датчика смещается на величину Δf, что сопровождается изменением амплитуды принимаемого сигнала на величину ΔU :

$$\Delta f = \left(\frac{dU}{df}\right)^{-1}\Bigg|_{f_r} \frac{\Delta U}{k_1 k_2}.$$

С помощью данной диагностической системы можно регистрировать изменения резонансной частоты в 1 кгц. Это обеспечивает чувствительность в 10^{-7} по диэлектрической проницаемости газа.

При изучении временных вариаций давления, в частности, при импульсном напуске газа, такой датчик имеет ограничения на характерное время T вариаций давления, которое должно быть больше времени затухания колебаний в резонаторе $Q/(2\pi f_0)$ ~10 мс.

Тестирование измерительной системы проводилось в вакуумной камере объемом 3 м^3, откачиваемой до давления $5\cdot10^{-3}$ торр с помощью форвакуумного насоса. В вакуумную камеру с помощью игольчатого натекателя напускался рабочий газ (использовался аргон, гелий, воздух влажностью 28%). В процессе напуска регистрировалась зависимость амплитуды сигнала с диагностического датчика от давления рабочего газа. Результаты измерений представлены на рис. 2.

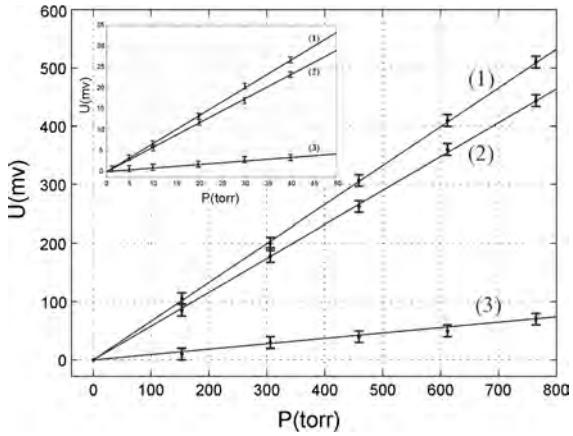


Рис. 2. Зависимость амплитуды сигнала с диагностической системы от давления рабочего газа: (1) – воздуха влажностью 28%, (2) – аргон, (3) – гелий.

Fig. 2. Dependence of the signal amplitude from the diagnostic system on the gas pressure (1) - air (of 28% humidity), (2) - argon, (3) - helium

Проведенные исследования показали, что чувствительность используемого датчика 0,5 торр для аргона и воздуха влажностью 28%, а для гелия – около 5 торр.

Для демонстрации возможностей ближнепольных резонансных датчиков применительно к диагностике молекулярных пучков в вакуумную камеру с помощью электромагнитного клапана КВУМ-16Л осуществлялся импульсный напуск газа. В качестве рабочего газа использовался воздух влажностью 28%, давление на входе клапана составляло 760 торр. На рис.3. представлены результаты измерения профиля давления в центральной области инжектируемого газового пучка.

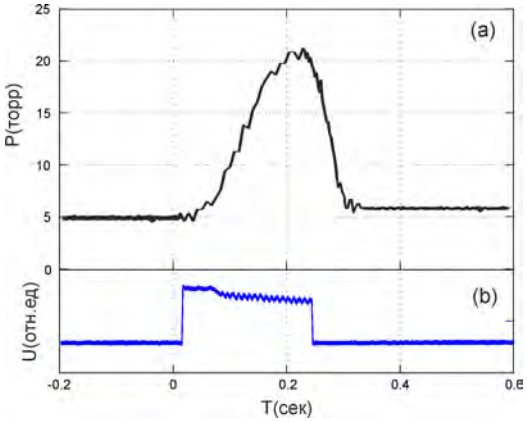


Рис. 3. (a) – профиль давления в газовом импульсе, (b) – импульс, управляющий открытием клапана.

Fig. 3. (a) - the pressure profile in the gas pulse, (B) - pulse controlling of valve opening

III. Заключение

Нами разработаны и апробированы резонансные ближнепольные датчики давления. Принцип их работы основан на измерении диэлектрической проницаемости исследуемого газа. Экспериментально показано, что предлагаемые датчики можно использовать в диапазоне рабочих давлений от 0,5-5 торр до 760 торр. Продемонстрированы их возможности при диагностике молекулярных пучков, инжектируемых в вакуумную камеру.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (контракт № 14Z50.31.0007).

IV. References

[1] Плазменные ускорители. Под ред. Л.А. Арцимовича. М.: Машиностроение, 1973. 312 с.
[2] Anderson J. B. Molecular Beams and Low Density Gasdynamics; Weggner P. P., Ed.; Dekker. New York, USA., 1974. P.1.
[3] Gentry W. R. Atomic and Molecular Beam Methods. Scoles G. Ed.; Oxford University Press: New York, USA., 1988. P. 54.
[4] Castleman Jr..//Chem. Rev. 1986. V. 86. P. 589.
[5] Smalley R. E. //J. Chem. Phys. 1976. V. 64. P. 3266.
[6] Зарвин А. Е., Шарфутдинов Р. Г. Динамика разреженных газов. — г. Новосибирск: Институт теплофизики СО АН СССР, 1976. С. 19.
[7] Батурин В. А., Карпенко А. Ю.1ГПТЭ. 2004. № 3. С. 156-160.
[8] Батурин В. А., Карпенко А. Ю.//ВАНТ. 2006. (15). № 1. С. 130-134.
[9] Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц. Теоретическая физика Электродинамика сплошных сред. т.8. М., Наука, 1982. 621 с.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

BREAKDOWN INTENSITY AND GAS CONTENT OF HIGH-VOLTAGE EVD

Vashin S. A., Korepin G. F.
Joint-stock company "Istok scientific and production enterprise of name A. I. Shokina",
Russian Technologies State corporation
Open joint stock company "The Russian electronics"
141190, Fryazino, Moscow Region, Vokzalnaya St. 2a
ph. (495)465-86-36, e-mail: npk-2@mail.ru

Abstract — Researches of intensity of electric breakdowns of EVD of an interval a grid cathode are conducted. Dependences of intensity of breakdowns on the size of pressure of gases in the device are shown. Influence of intensity of electric field on intensity of breakdowns with different value of pressure of residual gases in the device is investigated. It is shown that ability of the cathode to absorb gases of hold time of the device in the switched-off state leads to growth of probability of emergence of breakdowns.

ИНТЕНСИВНОСТЬ ПРОБОЕВ И ГАЗОСОДЕРЖАНИЕ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЭВП

Вашин С. А., Корепин Г. Ф.
Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А. И. Шокина»
Государственной корпорации «Ростехнологии»
Открытое акционерное общество «Российская электроника»
141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная 2а
тел. (495)465-86-36, e-mail: npk-2@mail.ru

Аннотация — Проведены исследования интенсивности электрических пробоев ЭВП промежутка сетка-катод. Показаны зависимости интенсивности пробоев от величины давления газов в приборе. Исследовано влияние напряженности электрического поля на интенсивность пробоев с разным значением давления остаточных газов в приборе. Показано, что способность катода поглощать газы от времени выдержки прибора в выключенном состоянии приводит к росту вероятности возникновения пробоев.

I. Введение

Изучение пробоев и причин их возникновения является одной из важной задач вакуумной СВЧ электроники, так как во время пробоя и после него прибор не может выполнять своего функционального назначения. Реально электрические пробои всегда есть в ЭВП [1 – 3] и отличаются частотой их возникновения.

Первый из важных факторов, влияющих на интенсивность пробоев, является недостаточный уровень вакуума, от величины которого зависит интенсивность переноса различных материалов, формирующих условия пробоев. Есть и многие другие факторы, которые исследованы рядом авторов [4, 5, 6]. Работы, посвященные особенностям газосодержания поверхностей исследуемых электродов, возникновению пороэлектронной эмиссия и вакуумных пробоев фундаментально исследованы Татариновой Н.В. [5, 9].

Для уменьшения интенсивности пробоев и повышения вероятности бесперебойной работы конкретных ЭВП требуется более подробные знания о факторах, влияющих на вакуумную прочность не только исследуемых электродов, но и особенностей их конструкции и технологии изготовления. Это становится наиболее важным, так как во время пробоев в ЭВП протекают процессы газовыделения [7, 8], что может ухудшить вакуум.

Во многих ЭВП тренируемый промежуток сетка-катод в большинстве случаев является проблемным [9]. Важность исследования именно этого промежутка вытекает из того, что именно здесь идут наиболее интенсивные процессы газовыделения при разогреве катода и поглощения газов при остывании катода и выдержке его без подачи рабочих напряжений.

Поэтому в промежутке сетка-катод формируются условия не только переноса газов, но и переноса материалов электродов. Целью настоящей работы являются исследования процессов возникновения пробоев в связи с различными факторами, относящимися, как к газосодержанию поверхностей электродов, так и к динамике давления газов вакуумных объемов разных отпаянных ЭВП.

II. Основная часть

Исследования интенсивности пробоев проводились на отпаянных высоковольтных клистронах среднего и высокого уровня мощности во время предварительной высоковольтной тренировки с выключенным накалом катода, что позволило оценить изменение интенсивности пробоев при изменении давления газа ЭВП. В процессе тренировки за счет газовыделения при возникновении пробоев имелась возможность повышать давление газов ЭВП. Снижение и измерение давления газов осуществлялось по показаниям тока магниторазрядного насоса (НЭМ) при его включении.

Таким образом, вредное влияние газовыделения использовалось как средство повышения давления газа ЭВП, а регулировка этого давления легко ведется встроенным НЭМ. Напряжение подавалось между сеткой и катодом, а количество пробоев измерялось в единицу времени.

Методика исследования интенсивности пробоев от вакуума заключалась в следующем:

- отдельно тренировались промежутки сетка-анод, и сетка-катод в минусовой, затем в плюсовой полярности и снова в минусовой полярности напряжения на сетке (без работающего НЭМ);

- проводилась тренировка двух промежутков одновременно: сетка-анод и сетка-катод от двух источников напряжения (НЭМ ЭВП не работает);

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

- измерялось давление газа по показаниям максимального броска тока НЭМ и сразу НЭМ выключали, чтобы оставить зафиксированное давление газа ЭВП для последующих измерений;

- повторно проводилась тренировка промежутка сетка-катод при отрицательной полярности напряжения на сетке, и измерялось количество пробоев каждую минуту на промежутке сетка-катод в течение 12 минут;

- включался на короткое время НЭМ, при этом фиксировалось его показания по окончании откачки, так, чтобы задать новый уровень давления газа ЭВП, и НЭМ сразу же выключался;

- снова проводилась тренировка промежутка сетка-катод при отрицательной полярности напряжения на сетке, и измерялось количество пробоев каждую минуту на промежутке сетка-катод в течение 12 минут;

- включали НЭМ, и ЭВП откачивали до минимального тока насоса, что соответствует давлению газа $<10^{-7}$ Па. После того как НЭМ откачал газ вакуумного объема пробоев в течение 15 минут обнаружено не было.

Результаты измерений показывают, что интенсивность пробоев снижается при улучшении вакуума, что является основанием для дальнейшего исследования и уточнения зависимости частоты возникновения пробоев при изменении давления газа ЭВП и при разных напряженностях электрического поля между сеткой и катодом.

Для исключения влияния случайных факторов на возникновение пробоев ЭВП предварительно прошел высоковольтную тренировку с выключенным НЭМ. Затем проводилось исследование влияния напряженности электрического поля на интенсивность пробоев. Методика проведения эксперимента аналогична приведенной выше, с тем отличием, что исследования проводилось при разных напряженностях электрического поля и других давлениях газа ЭВП среднего уровня мощности.

Накопление газа, как и в предыдущем случае, и повышение давления достигалось за счет высоковольтной тренировки ЭВП без включенного встроенного ЭВП, регулировка давления газа – использованием НЭМ в рабочем состоянии. После предварительной тренировки ЭВП (без работающего НЭМ) на исследуемый промежуток подавалось напряжение, начиная с наименьшего. Измерялось количество пробоев в минуту между сеткой и катодом.

Кроме исследования интенсивности пробоев от времени с разным давлением газов в ЭВП, получена зависимость количества пробоев от вакуума в приборе. Исследовался промежуток сетка-катод ЭВП высокого уровня мощности с напряжённостью поля E=15 кВ/мм.

При длительной выдержке ЭВП без включенных напряжений пористая структура катода является основным накопителем газа, который в момент включения ЭВП может привести и к электрическому пробою [10, 11]. Поэтому изучение поглощения катодом газов в ЭВП является важной задачей.

После обезгаживания катода при увеличении выдержки (без включения накала катода) количество поглощенных газов катодом увеличивается.

Газ, который находится на поверхности ЭВП и первым десорбирован при нагреве катода (газ имеет самую низкую энергию адсорбции). Ясно, что поглощение газов поверхностью катода по мере увеличения времени выдержки будет идти до установления нового динамического сорбционного равновесия газов ЭВП. Это равновесие определяется характером работы отдельных элементов вакуумного объема ЭВП, их сорбционными свойствами и временем выдержки.

Кроме увеличения поверхностных газов на поверхности электродов ЭВП от времени выдержки, также увеличивается газосодержание в объеме прибора после пробоев. Количество газов выделившихся из поверхности электродов измерялось по току НЭМ. Кроме того, количество пробоев и вероятность их возникновения также увеличиваются. Характер газопоглощения катода подтверждает при длительных временах выдержки взаимосвязь пробоев и давления газов в ЭВП.

Проведенные исследования хорошо показывают совместное влияние напряженности электрического поля и вакуума на интенсивность электрических пробоев на промежутке сетка-катод в ЭВП.

III. Заключение

1. Повышение давления газа ЭВП значительно влияет на вакуумную прочность, увеличивая интенсивность возникновения пробоев.

2. В одной и той же конструкции ЭВП с различными значениями давления газов зависимости интенсивности пробоев во времени подобны, что говорит об общих одинаковых причинах их возникновения.

3. Установлено влияние газов поглощаемых катодом (после длительной выдержки ЭВП без включения накала катода) на вакуумную прочность промежутка сетка-катод.

4. Увеличение времени выдержки ЭВП без напряжений приводит к росту количества газов находящихся на электродах ЭВП и в вакуумном объеме, а также влиянию этих газов на интенсивность пробоев.

IV. References

[1] Latam R. Vacuum isolation of installations of a high voltage.//London – the translation with English – M.: Energoatomizdat, 1981.

[2] Slivkov I.N. Elektrichesky breakdown and the category and the category in vacuum. – M.: Atomizdat, 1966.

[3] Novoselets V. I. About vacuum breakdowns in multibeam powerful flying klystrons on the highest and main type of fluctuations.//Electronic equipment. Ser.1. The microwave oven - equipment. – 2008. – No. 2. – pp. 53 – 61.

[4] Cherepnin N. V. The sorption phenomena in vacuum equipment. – M.: The Soviet radio, 1973.

[5] Tatarinova N. V. Influence of processes in a time of surfaces of electrodes on vacuum electrical insulation, a yew. on a soikaniye уч. St of f-m.n. – M.: MEPhI, 1998.

[6] Vashin S. A., Korepin G. F. About dynamics of sorption balance of gases of the unsoldered high-voltage EVD.//Electronic equipment. Ser.1. The microwave oven – equipment. Release 3(522). – 2014. – pp. 48 – 54.

[7] Korepin G. F., Critical time of outgassing EVD microwave oven.//Vacuum equipment and technology. – 2007. – T.17, No. 3. – pp. 167 – 175.

[8] Korepin G. F. Thermal vacuum processing of an electronic gun and probability of electric breakdowns of high-voltage EVD.//Vacuum equipment and technology. – 2007. – T.17, No. 2. – pp. 123 – 130.

[9] Tatarinova N. V. Vacuum electrical insulation (review) Vacuum equipment and technology. – 2003. – T.13, No. 1. – pp. 3 – 29.

[10] Vashin S. A., Korepin G. F. Features of dynamics of sorption balance of gases of the unsoldered high-voltage EVD.//Vacuum equipment and technology – 2014. T.23, No. 1. – pp. 27 – 29.

[11] Korepin G. F., Yunakov A.N. Drains and sources of surface gases of the unsoldered EVD.//Vacuum equipment and technology – 2010. – T.20, No. 2. – pp. 71 – 76.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

V-BLAST OFDM MODEM FOR MIMO HF COMMUNICATION SYSTEM

Averina L. I., Malyutin A. A., Doroshenko V. Ju.
JSC «Concern «Sozvezdie»
Plekhanovskaja str., 14, Voronezh, 394000, Russian Federation
Ph.: (903) 6520354, e-mail: goodvy@bk.ru

Abstract — The results of the development are represented for modem algorithm designed to transfer data over frequency selective HF channel using MIMO V-BLAST technology. The results of comparison are represented for different MIMO demultiplexing methods: linear MMSE, OSIC SINR, ML. Robustness of algorithm is tested for models of fast and slow fading HF channels and for realizations of real HF MIMO channel obtained in experiments. Issues of MIMO V-BLAST method application in HF communication system are examined.

V-BLAST OFDM МОДЕМ ДЛЯ MIMO СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ ДКМВ ДИАПАЗОНА

Аверина Л. И., Малютин А. А., Дорошенко В. Ю.
АО «Концерн «Созвездие»
ул. Плехановская, 14, г. Воронеж, 394000, Россия
тел.: (903) 6520354, e-mail: goodvy@bk.ru

Аннотация — Представлены результаты разработки модемного алгоритма, предназначенного для передачи цифровых данных по частотно селективному ДКМВ каналу связи с использованием технологии MIMO V-BLAST. Представлены результаты сравнительного анализа различных методов MIMO демультиплексирования: линейный MMSE, OSIC SINR, ML. Проверена работоспособность алгоритма в моделированных ДКМВ каналах с быстрыми и медленными замираниями, а также на реализациях ДКМВ MIMO канала, полученных в ходе трассовых испытаний. Сделаны выводы об особенностях применения MIMO V-BLAST для систем связи ДКМВ диапазона.

I. Введение

В настоящее время активно развивается тематика многоантенных (MIMO) технологий в декаметровых (ДКМВ) каналах: растёт число публикаций как теоретической, так и экспериментальной и прикладной направленности [1, 2]. Часть из них посвящена технологии MIMO, основанной на поляризационном разделении сигнала на передаче и приёме, часть посвящена сравнению MIMO с технологией разнесённого приёма.

Согласно результатам исследований MIMO каналов ДКМВ диапазона, в том числе, представленных на данной конференции, несмотря на малый угловой сектор рассеяния сигнала, явно выраженную направленность, приводящие к уменьшению декорреляции подканалов MIMO, даже в «сосредоточенной» MIMO системе ДКМВ диапазона можно ожидать достаточной декорреляции подканалов за счёт случайных процессов при прохождении сигнала через ионосферу. Применение технологии MIMO в ДКМВ системе связи позволяет повысить скорость передачи данных на единицы килобит в секунду даже в канале тональной частоты (3100 Гц).

В качестве базовой технологии демультиплексирования могут рассматриваться: пространственно-временной код (STBC), V-BLAST, предкодирование (в том числе beam forming). STBC не является предпочтительным с точки зрения гибкости системы из-за ограниченного числа известных кодеров [3]. В то же время технология предкодирования предполагает наличие канала обратной связи с приёма на передачу, который в ДКМВ связи не всегда реализуем, либо имеет низкую информационную скорость, что снижает эффективность метода.

Метод V-BLAST позволяет варьировать число приёмных и передающих трактов без изменения базовой сигнально-кодовой конструкции (СКК), в то же время для V-BLAST известно большое количество методов демультиплексирования [4].

Целью настоящей работы является построение алгоритма передачи цифровых данных по ДКМВ каналу с использованием многоантенной приёмно-передающей системы, а также сравнительный анализ различных методов демультиплексирования, реализуемых в рамках технологии MIMO V-BLAST.

II. Основная часть

Для борьбы с частотной селективностью ДКМВ канала в современных радиосистемах применяются два подхода: последовательный модем с эквалайзером и технология ортогонального частотного разделения (OFDM). В разработанном модеме используется OFDM, так как 1) обладает низкой вычислительной сложностью; 2) хорошо известны методы совмещения OFDM с технологией MIMO, применяемые в LTE [5, 6]. Длительность защитного интервала составляет 14.5% длины OFDM символа и позволяет работать при задержке между лучами до 3.5 мс. При использовании OFDM необходимо принимать меры для уменьшения пик-фактора сигнала.

Технология MIMO V-BLAST предполагает передачу различных информационных символов по каждому передающему тракту одновременно в одной полосе частот. При этом скорость возрастает в N_T раз, где N_T – число передатчиков. На приёме необходимо использовать один из алгоритмов демультиплексирования для обработки сигнала с N_R приёмников. В данной работе представлен сравнительный анализ трёх алгоритмов демультиплексирования для V-BLAST: 1) линейный, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки (MMSE);2) алгоритм с вычитанием оценки, наилучшей по критерию максимального отношения сигнал-помеха-шум (OSIC SINR); 3) алгоритм максимального правдоподобия (ML).

Оценка канала реализована с помощью «следящего» адаптивного алгоритм. Оценка может проводиться как по опорным «пилотным» символам, так и по обратной связи (ОС) по принятым решениям (decision fed estimation, DFE).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Проверка алгоритмов проводилась на стандартных моделях многолучевых ДКМВ каналов с замираниями (рис. 1, 2 для N_T=4, N_R=6), а также на реализациях многолучевых ДКМВ каналов, полученных в ходе трассовых испытаний (рис. 3 для N_T=2, N_R=2). Как видно из графиков, даже при низком шуме в большинстве случаев не происходит безошибочного детектирования сигнала, что объясняется неточностью оценки канала и глубокими замираниями сигнала в частотно селективных каналах. Для борьбы с указанным эффектом должен использоваться помехоустойчивый кодер с перемежением.

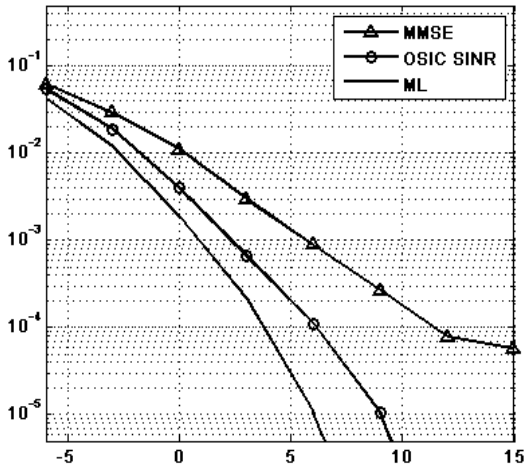


Рис. 1. Зависимость доли битовых ошибок от нормированного отношения сигнал-шум при оценке канала по «пилотным» символам (модель канала).

Fig. 1. BER vs. E_b/N_0 for MIMO modem with pilot-assisted channel estimation (modeled channel)

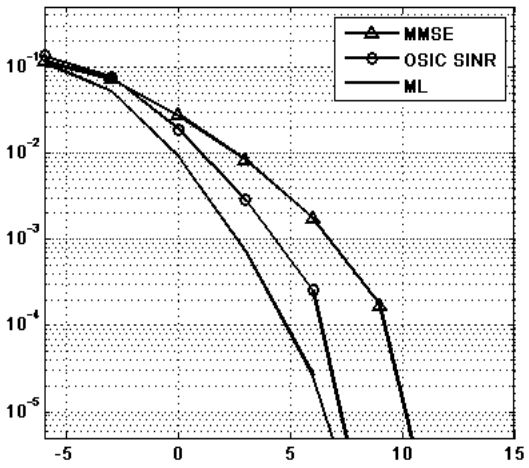


Рис. 2. Зависимость доли битовых ошибок от нормированного отношения сигнал-шум при оценке канала с ОС по решениям (модель канала).

Fig. 2. BER vs. E_b/N_0 for MIMO modem with decision-directed channel estimation (modeled channel)

Исследования проводились в математическом пакете MatLab с целью выявления особенностей работы алгоритма в больших шумах, оптимальных параметров алгоритма оценки канала в быстрых и медленных замираниях. Последующая реализация модема на C++, предоставляет широкий диапазон настроек с возможностью выбора различных СКК, параметров MIMO демультиплексора. В реализацию модема на C++ включен помехоустойчивый кодер для передачи полезной информации по реальному ДКМВ каналу. Алгоритм модема подлежит апробации в ходе трассовых испытаний.

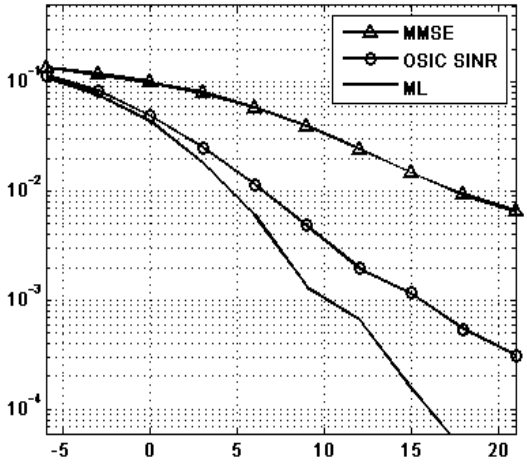


Рис. 3. Зависимость доли битовых ошибок от нормированного отношения сигнал-шум при оценке канала с ОС по решениям (реальный канал).

Fig. 3. BER vs. E_b/N_0 for MIMO modem with decision-directed channel estimation (real channel)

III. Заключение

1. Построен алгоритм передачи цифровых данных с использованием технологии MIMO V-BLAST для многоантенной приёмно-передающей системы

2. Проведён сравнительный анализ трёх видов V-BLAST демультиплексоров. Принято решение об использовании алгоритма OSIC SINR в качестве основного, так как его эффективность приближается к эффективности алгоритма ML (наиболее эффективного с теоретической точки зрения), при этом вычислительная сложность, в отличие от ML, остаётся приемлемой для реализации и практической работы в реальном времени.

3. В технологии V-BLAST существует ограничение на количество передатчиков и приёмников: $N_R \geq N_T$. В ходе исследований определено, что эффективность демультиплексора увеличивается при $N_R > N_T$ и значительно увеличивается при $N_R \geq 2N_T$.

Выводы, полученные при моделировании использованы при построении MIMO радиосистемы ДКМВ диапазона.

IV. References

[1] Hakeem Mohammed Jameel. *A simulation study of co-operative communications over HF channels. PhD Thesis.* University of Waterloo. 2008. 43 p.

[2] Abbasi Nasir Mehmood. *An experimental investigation into the feasibility of MIMO techniques within the HF band. PhD Thesis.* Department of Engineering, University of Leicester. 2011. 137 p.

[3] Berenguer I. *Advanced signal processing techniques for MIMO communication systems. PhD Thesis.* Department of Engineering. University of Cambridge. 2004. 185 p.

[4] Bai L., Choi J. *Low complexity MIMO detection.* Springer Science+Business Media. 2012. 230 p.

[5] Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., Kang C.G. *MIMO-OFDM wireless communications with MatLab.* Singapore, John Wiley & Sons (Asia) Pre Ltd. 2010. 439 p.

[6] Hanzo L., Akhtman J., Wang Li, Jiang M. *MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX.* Southampton, John Wiley & Sons Ltd. 2011. 658 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

AUTOMATIC COMPENSATION OF PHASE NOISE OF DDS OF A HYBRID FREQUENCY SYNTHESIZER WITH A MIXER

Surzhik D. I., Vasilyev G. S., Kurilov I. A., Kharchuk S. M.
Murom Institute (branch) of the Vladimir State University
23, Orlovskaya St., Murom, Vladimir Reg., 602264, Russia
Tel. +74-9234-77232, E-mail: arzerum@mail.ru, vasilievgleb@yandex.ru

Abstract — Reviewed structural diagram of the hybrid frequency synthesizer with mixer and automatic compensation of phase noise of direct digital synthesizer. Interference cancellation is carried out by change of the modulating waveform of the voltage controlled oscillator of hybrid synthesizer by subtracting the interference signal in accordance with the law of the selected phase deviation. General relations for the analysis of the noise characteristics of the developed device were obtained, dependences of the spectral density of the synthesizer phase noise were drawn and estimation extent achievable compensation was performed.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ПОМЕХ ЦВС ГИБРИДНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ СО СМЕСИТЕЛЕМ

Суржик Д. И., Васильев Г. С., Курилов И. А., Харчук С. М.
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
23, ул. Орловская, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
Тел: +74-9234-77232; E-mail: arzerum@mail.ru, vasilievgleb@yandex.ru

Аннотация — Рассмотрена структурная схема гибридного синтезатора частот со смесителем и автоматической компенсацией фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора. Компенсация помех осуществляется изменением модулирующего сигнала генератора управляемого напряжением гибридного синтезатора путем вычитания помехового сигнала в соответствии с законом выделенного отклонения фазы. Получены общие соотношения для анализа шумовых характеристик разработанного устройства, построена зависимость спектральной плотности фазовых помех синтезатора и выполнена оценка степени достижимой компенсации.

I. Introduction

For the formation of stable frequencies and signals there are two main methods of coherent synthesis involving the use of a single reference frequency source. This is an indirect synthesis method based on the phase-locked loop (PLL) system and direct method based on the use of direct digital synthesizers (DDS). Each of these methods of synthesis has its advantages and disadvantages [1]. Hybrid synthesis method, based on the combined use of DDS and PLL, allows to reduce the impact of weaknesses of each of these methods of generation of vibrations significantly.

There are several variants of schemes of hybrid frequency synthesizers on the basis of DDS and PLL. One of them is a hybrid synth with mixer, allows to reduce the comparison frequency in the feedback loop [1].

The spectrum of the signal at the output of DDS, included in composition of a hybrid synth, contains fluctuation and discrete interference components. Their formation is due to the fact that DDS combines in its structure the blocks of digital and analog processing of signals. Therefore, the aim of this work is to develop a scheme of a hybrid frequency synthesizer with mixer and automatic compensation of the DDS phase noise and research of its noise properties.

II. Main Part

Structural diagram of the hybrid synthesizer with mixer and autocompensator of phase noise (APN) of DDS is presented in Fig. 1. In the diagram, the following notation: RG is reference generator, FD1 and FD2 are frequency dividers, PD1 is a phase detector of PLL, LPF is a lowpass filter of the control circuit of synthesizer, VCO is a voltage-controlled oscillator, Mix is a frequency mixer. The curtuit of autocompensation of the DDS interference [2, 3] contains the reference path (RP), information path (IP), control path (CP) and the second phase detector (PD2).

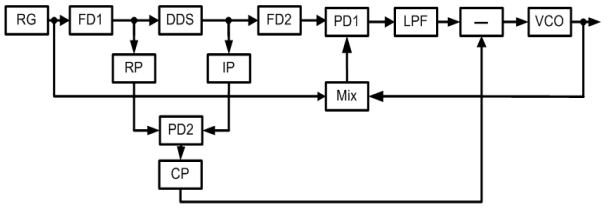


Рис. 1. Структурная схема гибридного синтезатора частот со смесителем и автокомпенсатором фазовых помех ЦВС.

Fig. 1. Block diagram of a hybrid frequency synthesizer with mixer and autocompensator of DDS phase noise

Analog stepwise signal, enriched with noise, is fed from the DDS output to IP, a clock signal from the DDS input – to its RP. Processing this signals in said paths aligns their shape and amplitude, while maintaining differences in phase. Later in PD a comparison of signals from RP and IP is performed. At the detector output a rectangular pulses are obtained. This pulses describe the phase interference at the DDS output. Subsequent processing of the selected pulses is carried out in CP, where the allocation of a constant component and a transformation of the control signal to the required level. The result is a compensating signal, which is then used for noise suppression of DDS in the output signal of the device by changing the modulating voltage of VCO of PLL of hybrid synthesizer.

An important parameter determining the quality of the hybrid synthesizer is a phase noise. The main characteristic of the phase fluctuations level is a power spectral density (PSD) of phase noise in a given band of frequencies [4]. The dependence of the phase noise PSD at the output of the developed device from the detuning frequency F under the influence of uncorrelated noise of the individual blocks has the form

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$S_{OUT}(F) = S_{RG}(F)\left|H_{RG}(F)\right|^2 + S_{FD1}(F)\left|H_{FD1}(F)\right|^2 +$$
$$+ S_{DDS}(F)\left|H_{DDS_APN}(F)\right|^2 + + S_{FD2}(F)\left|H_{FD2}(F)\right|^2 +$$
$$+ S_{FD1}(F)\left|H_{FD1}(F)\right|^2 + S_{VCO}(F)\left|H_{VCO}(F)\right|^2 +$$
$$+ S_{Mix}(F)\left|H_{Mix}(F)\right|^2 + S_{PD2}(F)\left|H_{PD2}(F)\right|^2 +$$
$$+ S_{CP}(F)\left|H_{CP}(F)\right|^2,$$

where the symbols *S* and *H* with subscripts denoted by phase noise PSD and transfer function of corresponding blocks.

The basic equations for the calculation of the PSD of self phase noise of blocks included in the scheme of a hybrid synth with mixer and APN of DDS are presented in [1, 4-6]:

$$S_{RG}(F) = \frac{10^{-7.82}}{F^3} + \frac{10^{-9.86}}{F^2} + \frac{10^{-12.7}}{F} + 10^{-15.8}, \quad [4]$$

$$S_{DDS}(F) = (K_{DDS})^2\left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4}\right) + 10^{k_3} +$$
$$+ 2^{-2N_D - 0.59}\left(\frac{f_{DDS}}{f_{REF}}\right)^2, [1]$$

$$S_{PD}(F) = S_{FD}(F) = \frac{10^{-14.7}}{F} + 10^{-16.5}, \quad [4, 5]$$

$$S_{VCO}(F) = \frac{10^{-13.3}}{F^3}\cdot\frac{f_0^{\,2}}{Q^2} + \frac{10^{-16.7}}{F^2}\cdot\frac{f_0^{\,2}}{Q^2} + \frac{10^{-13}}{F} + 10^{-16.2}, [6]$$

$$S_{CP}(F) = \frac{10^{-11.2}}{F} + 10^{-17}, \quad [4]$$

where K_{DDS} is a transfer coefficient of DDS; k_1, k_2, k_3, k_4 are coefficients, f_{DDS} and f_{REF} are the basic output and reference frequency of DDS, N_D is the number of bits of the digital-to-analog converter, f_0 is the oscillator frequency, Q is a quality factor of the loaded resonator.

Modeling the noise characteristics was performed out for the following values of synthesizer parameters: f_{RG} =100 МГц, K_{DDS} =0.4, N_D =12, cutoff frequency of LPF of PLL is 100 kHz, f_{VCO}=1000 MHz, Q=100.

Relations of the phase noise PSD of synthesizer from the frequency detuning with application of APN circuit (blue) and without it (red) is shown in Fig. 2. The area between the curves on the graph correspond to the boundary of theoretically possible compensation of the phase noise of DDS for the considered scheme of the hybrid synth with preset parameters of the device. The degree of reduction of the phase noise at the output of the hybrid synthesizer is limited by a noise contribution of RG, which dominates at small detuning.

Fully compensating the phase fluctuations of DDS, APN creates own noise of the phase detector PD2 and CP. However, their contribution to the output noise of the device is not noticeable on the background of the beneficial effects of suppression.

A positive compensation value is achieved at offset F≥5 Hz and reaches values of 10-25 dB/Hz at offset of F=1000 Hz.

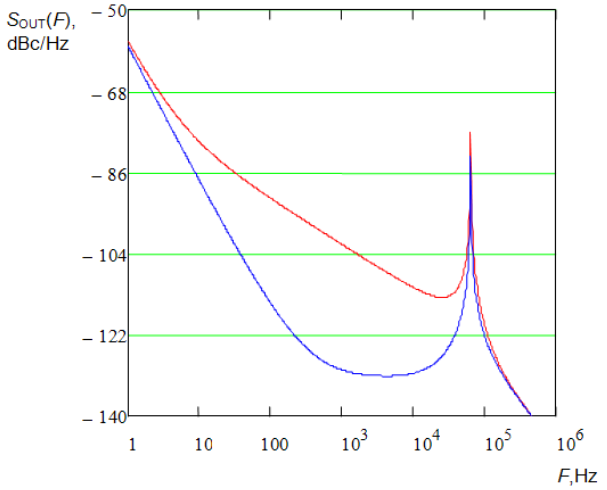


Рис. 2. СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора при наличии и отсутствии цепи автокомпенсации фазовых помех ЦВС.

Fig. 2. Phase noise PSD of the hybrid synthesizer in the presence and absence of the autocompensation curcuit of DDS phase noise

III. Conclusion

General relations that allow to analyze the noise properties of the developed scheme of the hybrid synthesizer with mixer and circuit for automatic compensation of the parasitic phase deviations of DDS were obtained. Simulation of the noise properties showed the effectiveness of investigated scheme to reduce the phase noise of shaper on the basis of DDS.

This article was prepared with the support of RFBR grant No. 15-08-05542.

IV. References

[1] Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Jakimenko K.A. Modeling the noise characteristics of hybrid frequency synthesizers. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 1, 2014, pp. 5-20.

[2] Kurilov I.A., Rudakov A.M., Kharchuk S.M., Romanov D.N. Mathematical modeling of autocompensation of phase noise on the DAC output of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2 (10), 2013, pp. 19-25.

[3] Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Simulation of the nonlinear phase noise compensators of DAC of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2, 2014, pp. 30-38.

[4] Ryzhkov A.V., Popov V.N. *Sintezatory chastot v tekhnike radiosvyazi* [Frequency synthesizers in the technique of radio]. Moscow, Radio i svyaz', 1991. 264 p.

[5] Goldberg B.G. *Digital frequency synthesis demystified*. 1999. 355 p.

[6] Drucker E. Model PLL Dynamics and Phase-Noise Performance. – Microwaves & RF, 2000. – № 2.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE PARAMETRIC SENSITIVITY ANALYSIS OF A HYBRID FREQUENCY SYNTHESIZER WITH AUTOCOMPENSATING PHASE NOISE

Vasilyev G. S., Kurilov I. A., Kuzichkin O. R., Surzhik D. I., Kharchuk S. M.
Murom Institute (branch) of the Vladimir State University
23, Orlovskaya St., Murom, Vladimir Reg., 602264, Russia
Tel. +74-9234-77232, E-mail: vasilievgleb@yandex.ru, kia_s@list.ru

Abstract — Reviewed the structural diagram of a hybrid frequency synthesizer with phase noise autocompensation of direct digital synthesizer is used as the reference oscillator of PLL. Suppression of DDS Interference is carried out by controlling the modulating signal of the VCO of a synthesizer. On the basis of the model for the spectral density of phase fluctuations are analyzed the noise characteristics of a hybrid synthesizer. Derived the graphs of power spectral density of phase noise at the output of the circuit at varying parameters of the autocompensation circuit and estimated the degree of compensation of phase noise of the output signal of a hybrid synthesizer.

АНАЛИЗ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ГИБРИДНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ С АВТОКОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ПОМЕХ

Васильев Г. С., Курилов И. А., Кузичкин О. Р., Суржик Д. И., Харчук С. М.
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
23, ул. Орловская, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
Тел: +74-9234-77232; E-mail: vasilievgleb@yandex.ru, kia_s@list.ru

Аннотация — Рассмотрена структурная схема гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора, использующегося в качестве опорного генератора системы ФАПЧ. Подавление помехи ЦВС осуществляется путем управления модулирующим сигналом ГУН синтезатора. На основе модели устройства для спектральной плотности фазовых флуктуаций выполнен анализ шумовых характеристик гибридного синтезатора. Построены графики спектральной плотности мощности фазовых помех на выходе устройства при вариации параметров цепи автокомпенсации и выполнена оценка степени компенсации фазового шума выходного сигнала гибридного синтезатора.

I. Introduction

The hybrid frequency synthesizers (HFS) combines the advantages of direct digital synthesizers (DDS) and phase-locked loop (PLL), and allows to reach the high output frequency, frequency resolution and speed adjustment, while simplifying the implementation of the device and management of output frequency [1].

Research shown that the noise contribution of DDS in the overall phase noise of the devices of signal generating is essential. A promising method of fighting with phase noise of DDS is their automatic compensation [2, 3]. The principle of operation of the phase noise autocompensators (PNA) of hybrid synthesizers is based on the allocation of law of parasitic phase deviation of the output signal, and subtracting highlighted interfering signal from the signal of the PLL just before it is fed to a voltage controlled oscillator (VCO). Analytical research of stability, static and dynamic modes of linear and nonlinear devices of autocompensation can be performed using the mathematical apparatus developed by the authors, based on piecewise linear transfer characteristics [4].

The block diagram of HFS with PNA of DDS is used as the reference oscillator of the PLL is shown in Fig. 1. In scheme is indicated: RG - reference signal generator, DC1,2 - differentiating circuits, Tr1,2 - T- triggers, FWR - full-wave rectifier, PD1,2 - phase detectors, LPF1,2 - low-pass filters, DCA - DC amplifier, DFFD - divisors of float factors of division. The degree of compensation of phase noise at the output of device is determined by the settings precision of units compensator parameters, hence the need to research the parametric sensitivity of the HFS.

II. Main Part

For the analysis of the power spectral density (PSD) of phase noise at the output of HFS from the frequency detuning from the carrier F use the method [5]. In accordance with this method small (compared to the carrier level) self-interference of different device blocks assume uncorrelated that allows to receive PSD of phase noise at the output of device by simply summing the interference contributions of the individual blocks.

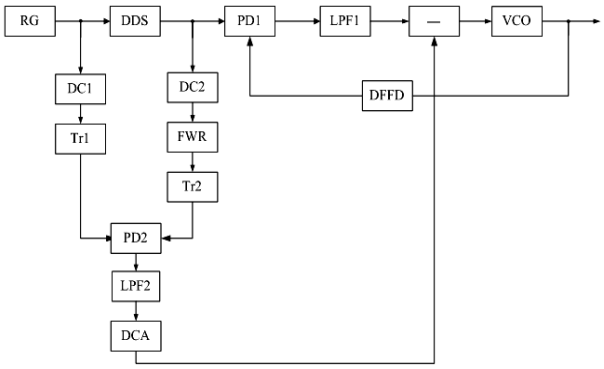


Fig. 1. Block diagram of a hybrid frequency synthesizer with phase noise autocompensation of DDS is used as a reference oscillator of PLL.

Рис. 1. Структурная схема гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых помех ЦВС, использующегося в качестве опорного генератора системы ФАПЧ

PLL phase noise model is given in [3]. Relations for the calculation of the PSD of own phase noise of quartz oscillator, the digital phase detector and a frequency divider, the amplifier shown in [5, 6]. To calculate the PSD of phase noise of VCO of the PLL at an arbitrary detuning from the carrier is used the power approximation of table noise parameters of VCO model ROS-244+ [7].

PSD of phase noise of DDS [1]

$$S_{DDS}(F) = K_{DDS}^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_q, \qquad (1)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

where k_1, k_2, k_3, k_4 – coefficients, $S_q = 2^{-2N-0.59}\left(\frac{f_{DDS}}{f_{RG}^2}\right)$ – PSD of phase noise of quantization of the DAC of DDS, f_{DDS} and f_{RG} – main output and reference frequencies of DDS, N – the number of DAC bits.

The simulation was performed for the following parameters of blocks of a synthesizer: reference frequency f_{RG} =100 MHz, division factor of DDS K_{DDS} =0.4, the number of bits of a digital-to-analog converter (DAC) DDS N=12, the cutoff frequencies of the 1st order filters LPF1 and LPF2 - $f_{c1} = f_{c2}$ =1 kHz, K_{VCO} = 4 MHz/V.

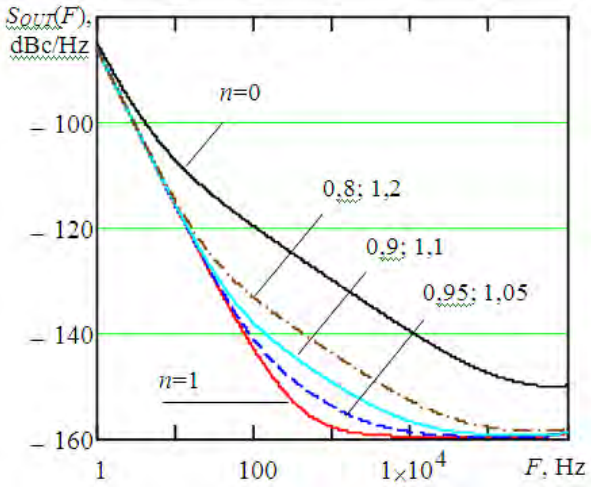


Fig. 2. PSD of phase noise at the output of HFS for different regulation coefficients of autocompensator.

Рис. 2. СПМ фазовых шумов на выходе ГСЧ при различных коэффициентах регулирования автокомпенсатора

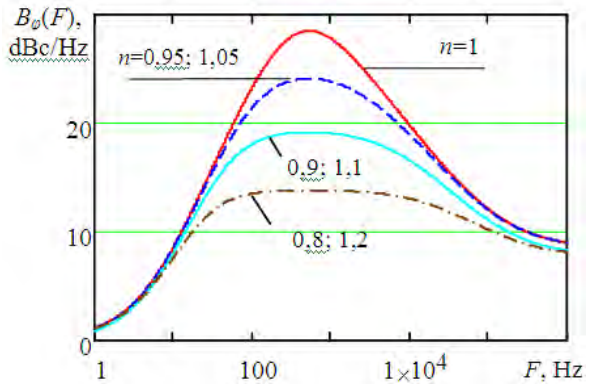


Fig. 3. The degree of compensation of phase noise at the output of HFS for different regulation coefficients of autocompensator.

Рис. 3. Степень компенсации фазовых шумов на выходе ГСЧ при различных коэффициентах регулирования автокомпенсатора

Dependencies of phase fluctuations PSD at the output of HFS from the frequency detuning $S_{OUT}(F)$ are shown in Fig. 2. In the figure marked the coefficient $n = n_{DCA} / 2K_{DDS}$, where n_{DCA} - amplification factor of DCA; curve n = 0 corresponds to no compensation, n = 1 – the condition of complete suppression of DDS interferences.

Also Fig. 3 shows the dependences of the degree of suppression of phase noise $B_\varphi(F)$=10log($S_{OUT}^*(F)$)–10log($S_{OUT}(F)$), where $S_{OUT}^*(F)$ is dependence of phase noise PSD at the output of HFS with open autocompensation circuit.

As can be seen from Fig. 2 and 3, the degree of compensation of phase interference of HFS is maximum with the complete suppression of interference DDS n_{DCA} =2K_{DDS} and reaches 28.5 dB/Hz at a frequency detuning of about F = 600 Hz. When changing n there is a significant reduction in the degree of compensation: until 4.5 dB/Hz at decreasing or increasing n on 0.05. This necessitates accurate set the gain of DCA to develop a synthesizer by the scheme as shown in Fig. 1 and operational changes of this coefficients during the restructuring of the output frequency of DDS (in accordance with the code of the output frequency DDS).

Analysis of interference contributions of the individual units of the hybrid synthesizer showed that the possible suppression of the phase fluctuations is limited by a noise of RG.

III. Conclusion

We performed the analysis of noise properties of the hybrid frequency synthesizer with phase noise autocompensation of DDS is used as the reference oscillator of PLL. We performed theoretical estimation of the degree of suppression of phase fluctuations in the output signal of the device upon varying the gain of the DCA of autocompensation circuit. Obtained value of the maximum suppression of phase interference was 28.5 dB/Hz at an accurate setting of DCA gain in accordance with the code of the DDS output frequency, which confirms the effectiveness of the proposed HFS scheme.

This article was prepared with the support of RFBR grant No. 15-08-05542.

IV. References

[1] Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Jakimenko K.A. Modeling the noise characteristics of hybrid frequency synthesizers. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 1, 2014, pp. 5-20.

[2] Kurilov I.A., Rudakov A.M., Kharchuk S.M., Romanov D.N. Mathematical modeling of autocompensation of phase noise on the DAC output of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2 (10), 2013, pp. 19-25.

[3] Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Simulation of the nonlinear phase noise compensators of DAC of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2, 2014, pp. 30-38.

[4] Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M. Modeling the signal converter with combined regulation on the basis of the transfer characteristics. // *Proektirovanie i tehnologija jelektronnyh sredstv*, 2011, No 1, pp. 34-37.

[5] Ryzhkov A.V., Popov V.N. *Sintezatory chastot v tekhnike radiosvyazi* [Frequency synthesizers in the technique of radio]. Moscow, Radio i svyaz', 1991. 264 p.

[6] Drucker E. Model PLL Dynamics and Phase-Noise Performance. – Microwaves & RF, 2000. – No 2.

[7] Website of the company Mini-Circuits [Electronic resource] – http://www.minicircuits.com/pdfs/ROS-244+.pdf/pdfs/.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THREE-DIMENSIONAL TRACING OF WLAN SIGNALS BETWEEN ROOMS

Panychev A. I., Vaganova A. A.
Southern Federal University, Institute of Radio Engineering Systems and Control
44, Nekrasovsky per., Taganrog, 347928, Russia
Tel. +7-8634-371634; E-mail: ruu2011@mail.ru

Abstract — The algorithm for three-dimensional tracing of WLAN signals, enter the room with no direct visibility, due to refraction of electromagnetic waves. Refraction of waves is considered in the approximation of geometrical optics. The trajectory of the beam of multiple refraction is synthesized by the given coordinates of the the transmitter and receiver location. The procedure for constructing a three-dimensional trace is based on the calculation of the coordinates of the intersection points of the ray with each of the refractive surfaces, which solves the system of nonlinear algebraic equations. The testing of the algorithm is performed, the results of which are fully consistent with the postulates of geometrical optics and the Snell's law of refraction.

ТРЕХМЕРНАЯ ТРАССИРОВКА СИГНАЛОВ ЛОКАЛЬНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ СВЯЗИ МЕЖДУ ПОМЕЩЕНИЯМИ

Панычев А. И., Ваганова А. А.
Южный федеральный университет, Институт радиотехнических систем и управления
44, Некрасовский пер., Таганрог, 347928, Россия
Тел: +7 8634 37 16 34; E-mail: ruu2011@mail.ru

Аннотация — Предложен алгоритм трехмерной трассировки сигналов локальной беспроводной сети связи, проникающих в помещение при отсутствии прямой видимости за счет преломления электромагнитных волн. Преломление волн рассмотрено в приближении геометрической оптики. Траектория луча многократного преломления синтезируется по заданным координатам точек расположения передатчика и приемника. Процедура построения трехмерной трассы основана на расчете координат точек пересечения луча с каждой из преломляющих поверхностей, для чего решается система нелинейных алгебраических уравнений. Выполнено тестирование алгоритма, результаты которого полностью согласуются с постулатами геометрической оптики и законом преломления Снеллиуса.

I. Introduction

The basic tools of theoretical research of radio channels formation processes inside a building are approximate statistical and deterministic methods [1-3].

In [4] proposes an algorithm of three-dimensional ray-tracing, characterized in that the preliminary analysis of the direct, reflected, refracted and diffracted rays arriving at the receiving point at a given location inside the transmitter and receiver.

II. Main Part

Consider the penetration of of a WLAN signals across an arbitrary number of refractive surfaces for the purpose of determining the geometric parameters needed for the energy calculation of the network coverage area.

Statement of the problem. The space is divided arbitrarily spaced planes ***1***, ***2***, …, ***N***, simulating the surface of the building structure, into ***N***+1 regions (Fig. 1). The "upper" region with electrophysical parameters ε_1, μ_1 contains a source of electromagnetic field at point p^t, which is remote from the plane ***1*** so that the incident field is locally flat. The "inner" area, you have options ε_2, μ_2, ε_3, μ_3, …, ε_N, μ_N, characterizing the materials of the building structures. In the "lower" half-space with parameters ε_{N+1}, μ_{N+1} is a point p^r, which examines the field level passed through the obstacle.

It is necessary to synthesize the trajectory repeatedly refracted beam on the specified positions of the beginning and end of the track.

The solution of the problem in the method of geometrical optics approximation represents the coordinates of the refraction points p_1, p_2, …, p_N on each of the surfaces through which the beam passes on the way from point of the transmitter p^t to the point of the receiver p^r.

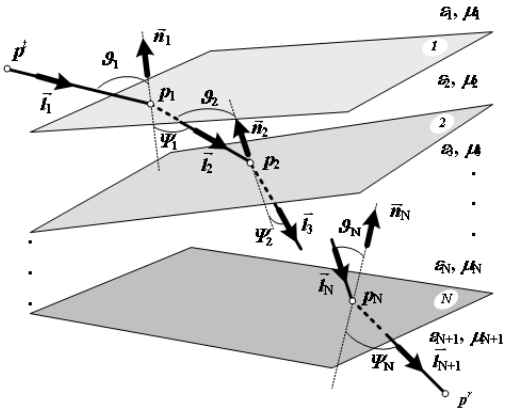


Fig. 1. Problem formulation.

Рис. 1. Постановка задачи

The distinguishing feature of the system of planes is that the beam refracted by surface i, is incident on the surface i+1. Snell's law of refraction for each of the planes may be conveniently presented in the form of vector relations between the direction of incident and refracted rays:

$$\vec{l}_i - \vec{n}_i(\vec{n}_i, \vec{l}_i) = k_i \left| \vec{l}_{i+1} - \vec{n}_i(\vec{n}_i, \vec{l}_{i+1}) \right|, \quad i = 1,...,N, \quad (1)$$

where $\vec{l}_i$ and $\vec{l}_{i+1}$ – unit vectors of the incident and refracted rays for i-th surface; $\vec{n}_i$ – the external normal to the i-th plane, oriented in the direction of the incident ray; $k_i = \sqrt{\dfrac{\varepsilon_i \mu_i}{\varepsilon_{i+1}\mu_{i+1}}} = \dfrac{\sin \vartheta_i}{\sin \Psi_i}$ – the ratio of the refractive index of the regions separated by the i-th plane; ϑ_i – the angle of incidence; Ψ_i – the angle of refraction of the beam.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

The unit vectors of the incident and refracted rays can be expressed in the required coordinates of the refraction points $p_1, p_2, \ldots, p_N$ and the known coordinates of the transmitter and receiver p^t, p^r:

$$\vec{l}_1 = \frac{\vec{p}_1 - \vec{p}^{\,t}}{\left|\vec{p}_1 - \vec{p}^{\,t}\right|}; \vec{l}_i = \frac{\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i}{\left|\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i\right|}, i = 1,\ldots, N-1;$$

$$\vec{l}_{N+1} = \frac{\vec{p}^{\,r} - \vec{p}_N}{\left|\vec{p}^{\,r} - \vec{p}_N\right|}, \quad (2)$$

where $\vec{p}^{\,t}$, $\vec{p}^{\,r}$, $\vec{p}_i$, i=1,…,N – the points radius-vectors.

Taking into account (2) expression (1) is converted to a system of N vector equations for the coordinates of the beam refraction points:

$$\vec{l}_i - k_i \vec{l}_{i+1} - \vec{n}_i \left[(\vec{n}_i, \vec{l}_i) - k_i (\vec{n}_i, \vec{l}_{i+1})\right] = 0, i = 1,\ldots, N. \quad (3)$$

Solution (3) is the set of the N radius-vectors of the beam refraction points on a separating surfaces. The task solution can be obtained by a numerical gradient iteration method. Good initial approximation for the solution is the vector composed of the coordinates of the intersection points with the refractive surfaces of the straight line connecting the points of the transmitter and receiver, i.e. the "direct beam", which would exist in the case of remove of refracting surfaces. The selection of roots that satisfy the task, is based on the following conditions: 1) the required point is located on the refractive surface; 2) each coordinate of the required point belongs to the interval between the corresponding coordinates of the location of the transmitter and receiver.

Fig. 2 shows test examples demonstrating the operation of the algorithm for the case of four refracting surfaces. Region parameters are alternate and vary.

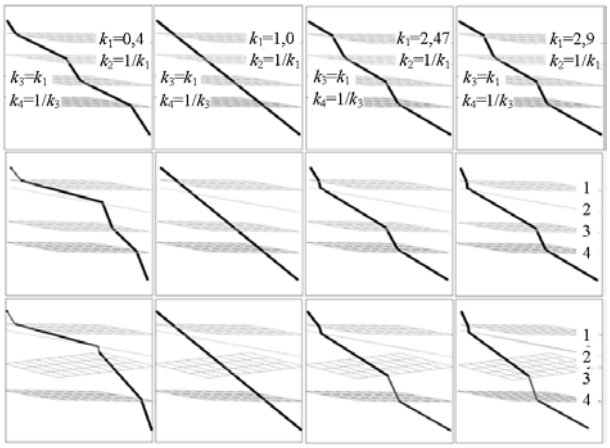


Fig. 2. Test examples of the calculation of the trace beam.

Рис. 2. Тестовые примеры расчета трассы луча

The correctness of the proposed algorithm is confirmed by the findings: 1) in case of equality of the regions parameters at any position of the separating planes is preserved, the straightness of the beam (Fig. 2,b); 2) in the case of parallel arrangement of the refracting surfaces of all sections of the beam lie in the same plane, and provided with parallel fragments in environments with equal refractive indices (the first series of tests); 3) violation of the parallelism of the refractive surfaces leads to the spatial nature of the beam (second and third series of tests); 4) in characteristic building designs geometric parameters, and when the ratio of the refraction coefficients greater than approximately 1,97 the beam traces are the same with the graphical accuracy (Fig. 2,c and Fig. 2,d).

Fig. 3 illustrates a three-dimensional tracing of a ray passed through the angle formed by two brick walls.

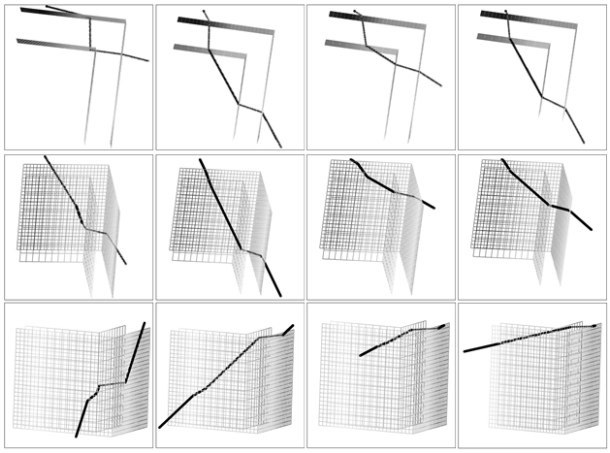


Fig. 3. Examples of three-dimensional trace of the beam.

Рис. 3. Пример трехмерной трассы луча

Four typical variants of mutual position of the transmitter and receiver points are presented. For each option are given three perspectives, forming a representation of volumetric picture of the beam path. Fig. 3,a and Fig. 3,b show the change in the beam path when transferring the reception point along the wall horizontally, in a vertical plane the positions of the transmitter and receiver points separated by a few meters. Fig. 3,c and Fig. 3,d correspond to different positions along the wall of the receiver, located slightly offset from the transmitter vertically.

III. Conclusion

All the presented trajectory repeatedly refracted rays are fully consistent with the postulates of geometrical optics and the Snell's law of refraction.

The three-dimensional ray-tracing repeatedly refracted electromagnetic wave inside the building in the form of a set of refraction points radius-vectors is the basis for the energy calculation of the WLAN coverage area.

IV. References

[1] Strel'nickij A.A., Strel'nickij A.E., Copa A.I., Shokalo V.M. Teorija i praktika postroenija radiokanalov lokal'nyh besprovodnyh setej s zadannym kachestvom peredachi informacii [The theory and practice of development of local radio channels for wireless networks with a given quality of information transmission]. *200818th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Tecnology» (CriMiCo'2008)*. Sevastopol, 2008, pp. 3-9.

[2] Dimitriou A.G., Bletsas A., Bessis N., Polycarpou A.C., Sahalos G.N. Theoretical Findings and Measurements on Planning a UHF RFID System Inside a Room. *Radioengineering*, 2011, vol. 20, No 2, pp. 387-397.

[3] Lay Z., De La Roche G., Bessis N., Kuonen P., Clapworthe G., Zhou D., Zhang G. Statistical Intelligent Ray Launching Algorithm for Indoor Scenarios. *Radioengineering*, 2011, vol. 20, No 2, pp. 398-408.

[4] Panychev A.I. Algoritm trehmernoj trassirovki radiovoln lokal'noj besprovodnoj seti [Algorithm for three-dimensional tracing of radio waves, a wireless local area network]. *Izvestija JuFU. Tehnicheskie nauki*, 2012, No 11(136), pp. 31-41.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SYNCHRONIZATION DEVICE OF THE DATA TRANSMISSION SYSTEM WITH ORTHOGONAL SIGNALS

Degtyaryov A. N.
Sevastopol State University
33, Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.:+79787193933, e-mail: degtyaryov1966@yandex.ru

Abstract — It is shown that the need for synchronization in frequency and time of the transmitter and receiver data transmission system with orthogonal signals is caused by signal descriptions in terms of trigonometric Fourier series. It is suggested to transmit information by the signals, which are obtained as a result of displacement of the impulse response of the channel-forming equipment at multiple intervals. The algorithm, which allows to determine the time delay of the desired signal relative to the reference oscillation is considered. The block diagram of the synchronization device that implements the algorithm has been worked out.

УСТРОЙСТВО СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ

Дегтярёв А. Н.
ФГБОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская,33, Севастополь, 299053, Крым
тел.: +79787193933, e-mail: degtyaryov1966@yandex.ru

Аннотация — Показано, что необходимость синхронизации по частоте и времени приемника и передатчика системы передачи информации с ортогональными сигналами возникает вследствие описания сигналов тригонометрическими рядами Фурье. Предлагается передавать информацию сигналами, которые получены в результате смещения импульсной характеристики каналоформирующего оборудования на кратные интервалы времени. При этом рассмотрен алгоритм, позволяющий определить время запаздывания полезного сигнала относительно опорного колебания, а также разработана структурная схема устройства синхронизации, реализующего указанный алгоритм.

I. Введение

Одной из задач, которую необходимо решать при приеме информации, передаваемой с помощью ортогональных сигналов, является установление синхронизации между модулятором передатчика и демодулятором приемника. В настоящее время для решения этой задачи в системах передачи информации используются два уровня синхронизации: синхронизация по частоте и синхронизация по времени.

Синхронизацию несущего и опорного колебаний по частоте совмещают с синхронизацией по фазе, добиваясь когерентности этих колебаний.

Синхронизация по времени позволяет определять временные метки начала кадров сообщения, а также синхронизировать тактовые колебания передатчика и приемника.

Использование всех указанных уровней синхронизации приводит к усложнению систем передачи информации на аппаратном уровне, и, к необходимости создания достаточно громоздких протоколов обмена информацией на сигнальном уровне. Следовательно, повышается стоимость оборудования и снижается скорость передачи полезной информации.

Причиной, лежащей в основе такого подхода к синхронизации, является описание сигналов с помощью тригонометрических рядов Фурье. Так, несущее и опорное колебание описываются тригонометрическими функциями со своими частотами и начальными фазами. Кроме того, все виды модуляции, позволяющие передавать информацию и выделять временные метки кадров сообщения и тактовые колебания, связаны с изменением параметров подобных колебаний.

В [1] предлагается передавать информацию сигналами, которые получены в результате смещения импульсной характеристики каналоформирующего оборудования на кратные интервалы времени. Из подобных сигналов можно составить базис, ортогональный с вычисляемым весом. В [2] разработаны структурные схемы модулятора и демодулятора двумерных сигналов, сформированных с помощью полученного ортогонального базиса.

Целью работы является обоснование устройства синхронизации, предназначенного для работы в составе системы связи, описанной в работе [2].

II. Основная часть

Каналоформирующее оборудование системы передачи информации с частотным разделением абонентов можно рассматривать как линейное каузальное устройство. Импульсная характеристика такого устройства описывается как

$$g(t) = 1(t)\sum_n A_n e^{\sigma_n t}\sin(\omega_n t + \psi_n),$$

где 1(t) — функция Хевисайда.

Сигнал, подлежащий передаче, имеет вид

$$s(t) = \sum_m g(t - m\alpha)x_m,$$

где x_m — информационный коэффициент.

На вход приемника полезный сигнал $s(t)$ поступает с некоторой неизвестной задержкой t_3, причем

$$s(t - t_3) = \sum_m x_m g(t - m\alpha - t_3) =$$
$$= \sum_m x_m 1(t - m\alpha - t_3)\sum_n A_n e^{\sigma_n(t - m\alpha - t_3)} \times$$
$$\times \sin[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n - t_3\omega_n] =$$
$$= \sum_m x_m 1(t - m\alpha - t_3)\sum_n A_n e^{\sigma_n(t - m\alpha)} e^{-\sigma_n t_3} \times$$
$$\times\{\sin[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n]\cos\omega_n t_3 -$$
$$-\cos[\omega_n(t - m\alpha) + \psi_n]\sin\omega_n t_3\} =$$

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$= \sum_m x_m 1(t - m\alpha - t_3) \times$$
$$\times \sum_n A_n e^{\sigma_n (t - m\alpha)} e^{-\sigma_n t_3} \cos\omega_n t_3$$
$$\times \sin[\omega_n (t - m\alpha) + \psi_n] -$$
$$- \sum_m x_m \sum_n A_n e^{\sigma_n (t - m\alpha)} e^{-\sigma_n t_3} \sin\omega_n t_3 \times$$
$$\times \cos[\omega_n (t - m\alpha) + \psi_n]. \quad (1)$$

Введем обозначения

$$f_{ns}(m,t) = 1(t - m\alpha - t_3) \times$$
$$\times e^{\sigma_n (t - m\alpha)} \sin[\omega_n (t - m\alpha) + \psi_n],$$
$$f_{nc}(m,t) = 1(t - m\alpha - t_3) \times$$
$$\times e^{\sigma_n (t - m\alpha)} \cos[\omega_n (t - m\alpha) + \psi_n],$$

и перепишем (1) в виде

$$s(t - t_3) = \sum_m x_m \sum_n A_n f_{ns}(m,t) e^{-\sigma_n t_3} \cos\omega_n t_3 -$$
$$- \sum_m x_m \sum_n A_n f_{nc}(m,t) e^{-\sigma_n t_3} \sin\omega_n t_3 .$$

Используя методику, изложенную в [2], определим вес ортогональности h(t) системы функций, составленной из всех функций $f_{ns}(m,t)$, $f_{nc}(m,t)$ такой, что выполняются условия

$$\begin{cases} \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} f_{ns}(m,t) f_{ks}(l,t) h(t) dt = \begin{cases} 1, n = k \text{ и } m = l, \\ 0, n \neq k \text{ и } m = l, \\ 0, n = k \text{ и } m \neq l, \\ 0, n \neq k \text{ и } m \neq l, \end{cases} \\ \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} f_{nc}(m,t) f_{kc}(l,t) h(t) dt = \begin{cases} 1, n = k \text{ и } m = l, \\ 0, n \neq k \text{ и } m = l, \\ 0, n = k \text{ и } m \neq l, \\ 0, n \neq k \text{ и } m \neq l, \end{cases} \\ \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} f_{nc}(m,t) f_{ks}(l,t) h(t) dt = 0, \forall n, m, l \end{cases} \quad (2)$$

С учетом условий (2) получаем

$$\int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} s(t - t_3) f_{ns}(m,t) h(t) dt =$$
$$= x_m A_n e^{-\sigma_n t_3} \cos\omega_n t_3 = \lambda_c,$$
$$\int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} s(t - t_3) f_{nc}(m,t) h(t) dt =$$
$$= x_m A_n e^{-\sigma_n t_3} \sin\omega_n t_3 = \lambda_s. \quad (3)$$

Найдем отношение λ_s к λ_c:

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_c} = \mathrm{tg}\omega_n t_3 . \quad (4)$$

При малых значениях $\omega_n t_3$ можно записать

$$\frac{\lambda_s}{\lambda_c} = \omega_n t_3 . \quad (5)$$

При этом условия (2) и алгоритм, описываемый выражениями (3) — (5) позволяют определить время рассогласования приемника и передатчика t_3.

Разработанная структурная схема устройства синхронизации, реализующего описанный алгоритм, показана на рис. 1.

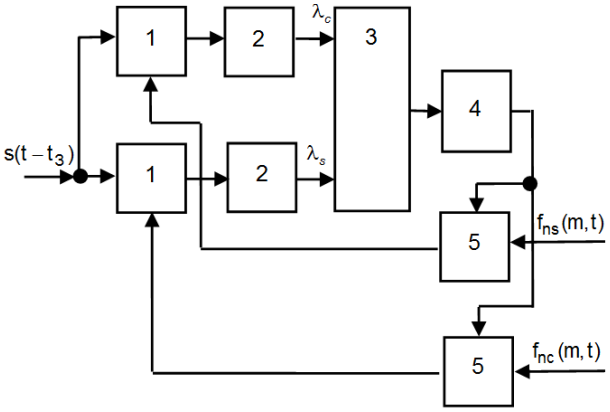


Рис. 1. Структурная схема устройства синхронизации: 1 – перемножитель; 2 – интегратор со сбросом; 3 – решающее устройство λ_s / λ_c; 4 – решающее устройство $1/\omega_n$; 5 – управляемая линия задержки.

Fig. 1. The structural diagram of the synchronization device: 1 – multiplier; 2 – integrator with reset; 3 – solver λ_s / λ_c; 4 – solver $1/\omega_n$; 5 – controlled delay line

III. Заключение

1. Необходимость синхронизировать по частоте и времени передатчик и приемник системы связи с ортогональными сигналами обусловливается описанием сигналов тригонометрическими рядами Фурье.

2. Целесообразно передавать информацию сигналами, которые получены в результате смещения импульсной характеристики каналоформирующего оборудования на кратные интервалы времени.

3. В предлагаемых системах передачи информации достаточно предусмотреть устройство синхронизации по времени.

4. Предлагаемое устройство синхронизации является достаточно простым и строится по схеме двухканального коррелятора, содержащего управляемые линии задержки и два арифметических функциональных узла.

5. Предлагаемый способ синхронизации позволяет упростить протокол обмена информацией между передающей и приемной частью системы, исключив необходимость в тактовой синхронизации, поскольку базисные функции могут быть смещены друг относительно друга на интервал, равный периоду следования информационных символов.

IV. References

[1] *Degtyarev A.N. Snijenie urovnya mejkanalnih i mejsimvolnih pomeh v kanalah svyazi s chastotnim razdeleniem abonentov* [Reduction of inter-channel and inter-symbol interferences in communication channels with frequency-separated users] 22-th International Crimean Conference “Vicrowave & Telecommunication Technology”. — Sevastopol, September 12 – 16, 2012. – pp. 442 – 443.

[2] *Degtjarev A.N., Agahanjanc R.E. Ortogonalizacija funkcij, diskretizacija i vosstanovlenie signalov v fizicheski realizuemyh sistemah* [The functions orthogonalization, discretization and recovery of signals in physically realized systems] Zv’jazok, 2005, No 2 (54), pp. 45 – 52.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MIMO HF COMMUNICATION SYSTEM CAPACITY COMPARATIVE ANALYSIS

Averina L. I., Malyutin A. A., Merkulov D. V., Doroshenko V. Ju.
JSC «Concern «Sozvezdie»
Plekhanovskaja str., 14, Voronezh, 394000, Russian Federation
Ph.: (903) 6520354, e-mail: goodvy@bk.ru

Abstract — Experimental results are represented, on the basis of which channel capacity estimation for lumped and cooperative MIMO HF (high frequency) system was obtained. Channel capacity was calculated for the following cases: SISO, SIMO, MIMO 2x2, fast and slow fading, single mode and multimode (frequency selective) channels. The calculated characteristics are compared for estimation for lumped and cooperative MIMO. Conclusions about effectiveness of MIMO method application in HF communication system are made.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ MIMO СИСТЕМ СВЯЗИ ДКМВ ДИАПАЗОНА

Аверина Л. И., Малютин А. А., Меркулов Д. В., Дорошенко В. Ю.
АО «Концерн «Созвездие»
ул. Плехановская, 14, г. Воронеж, 394000, Россия
тел.: (903) 6520354, e-mail: goodvy@bk.ru

Аннотация — Представлены результаты экспериментов, на основе которых получены оценки пропускной способности сосредоточенной и кооперативной MIMO систем ДКМВ радиосвязи. Проведен расчет пропускной способности SISO, SIMO и MIMO 2x2 для каналов с быстрыми и медленными замираниями для одномодового и многомодового (частотно селективного) случая. Для сосредоточенной и кооперативной MIMO систем проведено сравнение соответствующих характеристик. Сделаны выводы об эффективности применения методов MIMO для систем связи ДКМВ диапазона.

I. Введение

В настоящее время активно развивается тематика многоантенных (MIMO) технологий в декаметровых (ДКМВ) каналах: растёт число публикаций как теоретической, так и экспериментальной и прикладной направленности [1, 2]. Часть из них посвящена технологии MIMO, основанной на поляризационном разделении сигнала на передаче и приёме, часть посвящена сравнению MIMO с технологией разнесённого приёма [3].

Системы радиосвязи в диапазоне ДКМВ отличаются невысокой скоростью передачи данных, что позволяет реализовать более оптимальные и вычислительно сложные алгоритмы обработки сигнала, неприменимые в системах радиосвязи других частотных диапазонов.

Приводится ряд аргументов как за, так и против использования технологии MIMO в ДКМВ связи из-за следующих особенностей канала: 1) малый угловой сектор рассеяния сигнала, явно выраженная направленность, приводящие к уменьшению декорреляции подканалов MIMO; 2) низкие значения величины сигнал/шум, затрудняющие оценку канальной матрицы на стороне приема; 3) низкая информационная скорость обратного ДКМВ канала, затрудняющая реализацию методов предкодирования, предполагающих передачу данных о состоянии канала с приемной стороны на передающую.

Предполагается, что первая и самая существенная из названных особенностей в меньшей степени влияет на «кооперативную» систему MIMO, а именно на группу близко расположенных корреспондентов, образующих виртуальную приемную и передающую антенные решетки (при наличии системы высокоскоростной связи внутри группы). В то же время в «сосредоточенной» системе MIMO ДКМВ диапазона можно ожидать достаточной декорреляции подканалов MIMO за счёт случайных процессов при прохождении сигнала через ионосферу.

Целью настоящей работы является оценка эффективности сосредоточенной MIMO системы ДКМВ диапазона (с точки зрения повышения скорости передачи информации), а также сравнение характеристик пропускной способности сосредоточенной и кооперативной MIMO систем на основе прямых измерений элементов канальной матрицы в ходе трассовых испытаний, так как на данный момент не существует единого мнения об эффективности сосредоточенных MIMO систем ДКМВ диапазона, не основанных на поляризационном разделении подканалов. Целью работы также являлось сравнение эффективности обработки MIMO с обработкой при разнесённом приёме.

II. Основная часть

В эксперименте с кооперативной MIMO системой было задействовано два передатчика мощностью 100 Вт, расположенных в г. Воронеж и разнесенных расстояние 8,2 км. Приемники располагались в г. Рязань и были разнесены на расстояние 15 км. Длина трассы около 330 км. В большинстве сеансов связи наблюдалось две моды сигнала: 1E и 1F2, задержка между модами от 1.4 до 2.5 мс. Имели место быстрые интерференционные замирания каждой из мод. Для разделения сигналов от разных передатчиков использовался метод расширения спектра передаваемого сигнала с помощью М-последовательностей. Вследствие невозможности синхронизации опорной частоты радиосредств коррекция частотной расстройки по подканалам проводилась на стадии постобработки. В результате ошибка синхронизации составила менее 0.5 секунд.

В эксперименте с сосредоточенной MIMO системой было задействовано два передатчика мощностью 300 Вт, расположенных в г. Воронеж и разнесенных на расстояние 0.3λ. Приемники располага-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

лись в г. Москва и были разнесены на расстояние 2.5λ. Длина трассы около 490 км. В сеансах связи наблюдалось две моды сигнала: 1E и 1F2, задержка между модами от 0.9 до 1.3 мс. Имели место быстрые интерференционные замирания каждой из мод. Моды некоррелированы. Для разделения сигналов от разных передатчиков использовался метод расширения спектра передаваемого сигнала с помощью последовательностей Задова-Чу. Система передатчиков работала под управлением единого генератора опорной частоты и кадровой синхронизации. То же выполнялось и на приёмной стороне. Ошибка синхронизации составляла менее 10 микросекунд.

Продолжительность одного сеанса связи варьировалась в переделах от 5 до 15 минут. Общая суммарная продолжительность всех сеансов связи составила около 15 часов. Передаваемый фазоманипулированный сигнал имел полосу частот 3100 Гц со скоростью манипуляции 3000 и 3100 бод. Прием сигналов проводился при отключенной автоматической регулировке усиления (АРУ) с использованием специально подобранного аттенюатора на входе усилителя мощности приемников для обеспечения достаточного динамического диапазона, гарантирующего приемлемый уровень нелинейных искажений.

В результате обработки экспериментальных данных получены зависимости эргодической пропускной способности канала связи для MIMO системы с предкодированием (MIMO CSIT), без предкодирования (MIMO CSIR), системы с разнесённым приёмом (SIMO), одноантенной системы (SISO) для сосредоточенной (рис. 1) и кооперативной (рис. 2) систем, для однолучевого и многолучевого каналов с быстрыми и медленными замираниями.

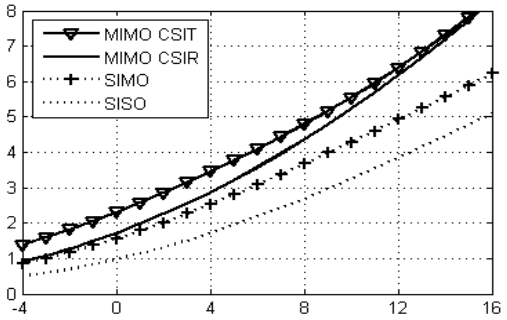


Рис. 1. Зависимость эргодической пропускной способности канала от отношения сигнал-шум для сосредоточенной MIMO системы.

Fig. 1. Ergodic capacity vs. signal-to-noise ratio for lumped MIMO system

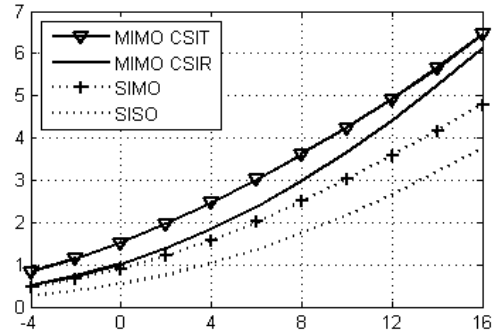


Рис. 2. Зависимость эргодической пропускной способности канала от отношения сигнал-шум для кооперативной MIMO системы.

Fig. 2. Ergodic capacity vs. signal-to-noise ratio for cooperative MIMO system

В однолучевом случае MIMO канал связи описывается комплексной канальной матрицей **H**, в многолучевом случае MIMO канал описывается с помощью частотно зависимой канальной матрицы **H**(f). По измеренным канальным матрицам проводится вычисление пропускных способностей по Шеннону, в том числе эргодических, для MIMO, SIMO, SISO систем [4].

Проведены также вычисления пропускных способностей по Шеннону для MIMO, SIMO, SISO систем с учётом ошибки оценки канальной матрицы [5].

III. Заключение

1. Сопоставление полученных на основе трассовых испытаний характеристик пропускной способности канала для SISO и сосредоточенной MIMO системы свидетельствует о возможности увеличения скорости передачи информации за счет использования MIMO.

2. Сопоставление полученных характеристик пропускной способности канала для сосредоточенной и кооперативной систем MIMO свидетельствует об отсутствии значительного «выигрыша» от перехода к кооперативной системе. Декорреляция подканалов в сосредоточенной MIMO системе оказывается достаточной для работы алгоритма MIMO демультиплексирования как в быстро замирающем, так и в медленно замирающем ДКМВ канале.

3. Сопоставление полученных характеристик пропускной способности канала для систем MIMO и разнесённого приёма (SIMO) свидетельствует о возможности увеличения скорости передачи информации за счет использования MIMO.

Во всем интересующем диапазоне отношения сигнал-шум увеличение скорости передачи при переходе к MIMO измеряется килобитами в секунду даже в полосе канала тональной частоты (3100 Гц).

Хотя расчет пропускной способности для конкретного вида сигнала и метода обработки демонстрирует заметно меньшее ее значение по сравнению с шенноновской, полученной на основе расчета взаимной информации, это не меняет качественных выводов, следующих из сравнительного анализа результатов относительно эффективности MIMO в ДКМВ канале.

IV. References

[1] Gunashekar S. D., Warrington E. M., Salous S., Feeney S. M., Abbasi N. M., Bertel L., Lemur D., Oger M.. Investigations into the feasibility of multiple input multiple output techniques within the HF band: Preliminary results. *Radio Science*, 2009, vol. 44, pp. 1-15

[2] Abbasi Nasir Mehmood. *An experimental investigation into the feasibility of MIMO techniques within the HF band. PhD Thesis.* Department of Engineering, University of Leicester. 2011. 137 p.

[3] H.J. Strangeways. Estimation of signal correlation at spaced antennas for multi-moded ionospherically reflected signals and its effect on the capacity of SIMO and MIMO HF links. *The IET 10th International Conference on Ionospheric Radio Systems and Techniques*, 2007, pp. 306-310.

[4] N.Costa, S.Haykin. *Multiple-In Multiple-Out channel models. Theory and Practice.* Wiley Series in Adaptive and Learning Systems for Signal Processing, Communication, and Control. IEEE. 2010. 225 p.

[5] T.Yoo, A.Goldsmith. Capacity of fading MIMO channels with channel estimation error. *Communications, 2004 IEEE International Conference*, 2004, vol. 2, pp. 808-813.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

NOISE STABILITY OF THE DIGITAL NONCOHERENT DEMODULATOR OF THE DIFFERENTIAL PHASE-SHIFT KEYED BINARY SIGNALS

Glushkov A. N.[1], Litvinenko V. P. [1], Matveev B. V.[1], Chernoyarov O. V.[2]
[1]*Voronezh State Technical University*
14, Moscow Avenue, Voronezh, 394026, Russia
Tel. +7-473-243-76-65, e-mail: matveevzavkaf@mail.ru
[2]*National Research Institute "Moscow Power Engineering Institute"*

Abstract — We conducted the analysis of the noise stability of the suggested digital noncoherent demodulator of the differential phase-shift keyed binary signals. We demonstrated that the demodulator possesses its own frequency filtration for the received signals and provides the optimal processing for the signals with the various modulation formats against white noise.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦИФРОВОГО НЕКОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ДВОИЧНЫХ СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Глушков А. Н.[1], Литвиненко В. П.[1], Матвеев Б. В.[1], Чернояров О. В.[2]
[1]*Воронежский государственный технический университет*
14, Московский проспект, Воронеж, 394026, Россия
Тел.: +7-473-243-76-65, e-mail: matveevzavkaf@mail.ru
[2]*Национальный исследовательский университет "МЭИ"*

Аннотация — Проведен анализ помехоустойчивости предложенного цифрового некогерентного демодулятора двоичных сигналов с относительной фазовой манипуляцией. Показано, что демодулятор обладает собственной частотной селективностью и обеспечивает оптимальную обработку сигналов с различными видами модуляции в белом шуме.

I. Introduction

In the patent [1] there is suggested the digital noncoherent demodulator of the differential phase-shift keyed (DPSK) binary signals. It is based on the fast digital quadrature signal processing algorithm and it allows effective hardware implementation by means of the modern programmable logic devices (PLDs). An input signal at the output of the radio receiver intermediate-frequency section is quantized by the analog-to-digital converter (ADC) on four samples within carrier period that makes it possible to realize the two identical quadrature channels of the digital processing. It is shown that the demodulator possesses frequency selective properties and provides potential noise stability in white noise.

II. Main Part

The block diagram of the digital noncoherent demodulator of DPSK signals is shown in Fig. 1.

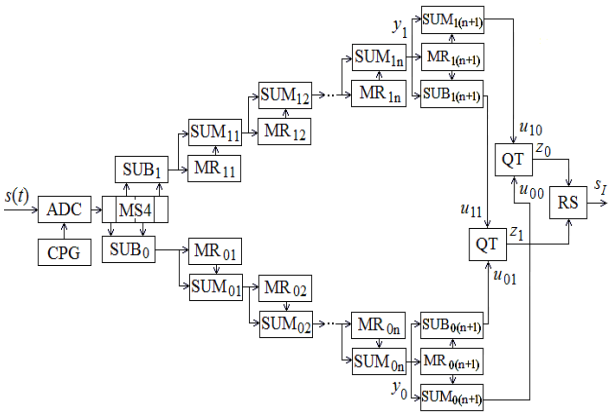


Fig. 1. Demodulator block diagram.

Рис. 1. Структурная схема демодулятора

The input DPSK signal is passed to an input of ADC which is controlled by the clock pulse generator (CPG) and forms four samples within a signal period $T = 1/f_0$, as it is shown in Fig. 2. Here f_0 is carrier frequency.

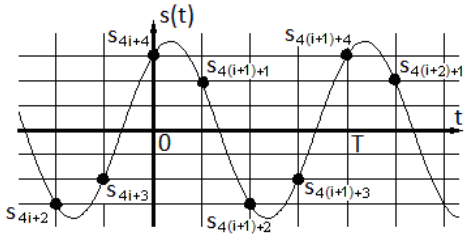


Fig. 2. Signal quantization time diagram.

Рис. 2. Временная диаграмма квантования сигнала

The samples s_{4i+k} obtained for the current *i*-th period (where $i = 0,1,\ldots$ is a number of the current period, and $k = 1,2,3,4$ is a sample number within the *i*-th period) are poked in the multibit code shifter on 4 samples (MS4) and for the *i*-th period the even samples difference $x_{0i} = s_{4i+2} - s_{4i+4}$ is formed in the subtracter SUB_0 and the odd samples difference $x_{1i} = s_{4i+1} - s_{4i+3}$ – in the subtracter SUB_1, accordingly. The calculated differences of the input signal samples x_{0i} and x_{1i} are time translated by the quarter-period *T* or by 90^0 in phase and produce sample sequences of the two quadrature channels of signal processing.

By means of multibit shifters (MR) and summators (SUM) there are determined the sums of the pairs of adjacent differences, then – the sums of four, eight, etc. adjacent differences. As a result, the responses of quadrature channels y_0 and y_1 are formed over the information element of duration $\tau = NT$:

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$y_{0i} = \sum_{k=0}^{N-1} x_{0(i-k)}\,,\ y_{1i} = \sum_{k=0}^{N-1} x_{1(i-k)}\,, \qquad (1)$$

where $N = 2^n$ is a number of the signal periods over an interval τ, and the value n is equal to the number of MR-SUM accumulation blocks of a signal element. Computational procedure in the block diagram (Fig. 1) realizes fast calculation algorithm (1).

While demodulating a DPSK signal, the phase of the received information element is compared with the phase of the previous one, and if they coincide, then the received information symbol is equal to 0, or else to 1. The specified comparisons are carried out in summators and subtracters with indexes $(n+1)$, to which the previous element responses $y_{0(i-N)}$ and $y_{1(i-N)}$ come from the multibit registers MR. As a result, the quadrature channels responses are formed to the in-phase (u_{00i} and u_{10i}) and antiphased (u_{01i} and u_{11i}) neighboring elements of the received signal:

$$\begin{cases} u_{00i} = y_{0i} + y_{0(i-N)}, \\ u_{10i} = y_{1i} + y_{1(i-N)}, \end{cases} \quad \begin{cases} u_{01i} = y_{0i} - y_{0(i-N)}, \\ u_{11i} = y_{1i} - y_{1(i-N)}. \end{cases}$$

In quadratic transformers (QT) there are calculated the values

$$z_{0i} = \sqrt{u_{00i}^2 + u_{10i}^2}\,,\ z_{1i} = \sqrt{u_{01i}^2 + u_{11i}^2}\,, \qquad (2)$$

in accordance with them the received information symbol 0 or 1 is formed in the resolver (RS). Transformations (2) remove dependence of the demodulator response from the initial phase of the received signal.

Transfer functions $H_0(z)$ and $H_1(z)$ of the channels with summation and subtraction of the neighboring element responses, when presented in terms of z-transformation, take on the following form, according to Fig. 1:

$$H_0(z) = \left(1 - z^{-2}\right)\left(1 + z^{-4}\right)\ldots\left(1 + z^{-N}\right)\left(1 + z^{-2N}\right), \quad (3)$$

$$H_0(z) = \left(1 - z^{-2}\right)\left(1 + z^{-4}\right)\ldots\left(1 + z^{-N}\right)\left(1 - z^{-2N}\right). \quad (4)$$

When we substitute $z = \exp\left(j2\pi fT/4\right)$ (where f is frequency of input harmonic action) in Eqs. (3) and (4) and calculate modules $|H_0(z)|$ and $|H_1(z)|$, we obtain amplitude-frequency characteristics (AFC) $H_0(f)$ and $H_1(f)$ of the processing channels of the neighboring pairs of the received symbols as the relation of the channel responses z_0 and z_1 to the input signal amplitude S. Normalized AFCs depending on the detuning $\Delta f = f - f_0$ are shown in Fig. 2, where solid line corresponds to $H_0(\Delta f)$ and dashed line corresponds to $H_1(\Delta f)$.

As it can be seen, the considered demodulator possesses frequency-selective properties and provides frequency separation for the signals with in-phase and antiphase neighboring elements.

If the signal with amplitude S and additive white noise with dispersion σ_n^2 are passed to the demodulator input, then, on the termination of the accumulation of the next signal element in the matched processing branch, the random variables $u_0 = u_{00}$ and $u_1 = u_{10}$ (if neighboring elements phases are equal) or $u_0 = u_{01}$ and $u_1 = u_{11}$ (otherwise) have a normal probability distribution. Their mathematical expectations are equal to

$$\bar{u}_0 = 4NS\cos\varphi\,,\ \bar{u}_1 = 4NS\sin\varphi$$

and dispersions are the same: $\sigma_u^2 = 4N\sigma_n^2$.

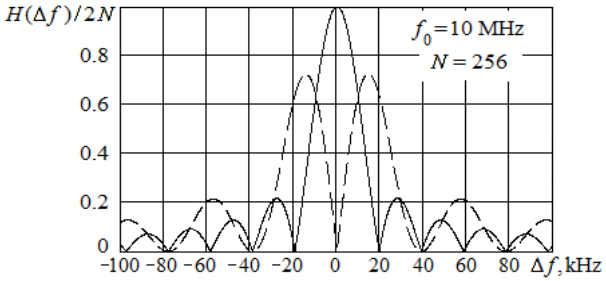


Fig. 3. Frequency characteristic of processing channels.

Рис. 3. Частотные характеристики каналов обработки

Probability density of the quadrature processing result $z = \sqrt{u_0^2 + u_1^2}$ is of the form of Rice function

$$w(u) = \frac{u}{\sigma_u^2}\exp\left[-\frac{u^2 + (4NS)^2}{2\sigma_u^2}\right] I_0\left(\frac{4NSu}{\sigma_u^2}\right),$$

where $I_0(x)$ is the modified zero-order Bessel function of the first kind. In the channel which has been not matched with the received signal, the probability density of processing result corresponds to the Rayleigh law of a kind

$$w(u) = \left(u/\sigma_u^2\right)\exp\left(-u^2/2\sigma_u^2\right).$$

Then, for the probability of error we have

$$p_{err} = \int_0^\infty \frac{x}{\sigma_u^2}\exp\left[-\frac{x^2 + (4NS)^2}{2\sigma_u^2}\right] I_0\left(\frac{4NS}{\sigma_u^2}\right) \times$$

$$\times \int_x^\infty \frac{y}{\sigma_u^2}\exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_u^2}\right) dydx\,,$$

and calculating this integral we get

$$p_{err} = \exp\left(-h^2/2\right)/2\,. \qquad (5)$$

The value $h^2 = 2NS^2/\sigma_n^2$ in Eq. (5) can be considered as the ratio of the power of the variable DPSK signal to the noise power at the demodulator input. It is easily seen that the found expression for the probability of error coincides with the one characterizing the potential noise stability of the noncoherent DPSK signal reception [2]. It means that the suggested procedure of the digital quadrature demodulation is optimal.

III. Conclusion

The suggested digital demodulator [1] can be implemented using PLDs, it possesses its own frequency filtration of the received signals and provides a potential noise stability. The reported study was supported by Russian Foundation for Basic Research (research projects No. 13-08-00735, 13-08-97538).

IV. References

[1] *Litvinenko V.P., Glushkov A.V.* Patent No: 2505922 (RU). Differential phase-shift keyed signal digital demodulator. Date of Patent: Jan. 27, 2011.

[2] Fink L.M. *Teoriya peredachi discretnykh soobschenij* [Discrete-message communication theory]. Moscow, Sovetskoe Radio, 1970, 728 p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE TELECOMMUNICATION DATA TRANSMISSION SYSTEM BASED ON HIGH SPEED FIBONACCI COUNTERS

Borysenko A. A.[1], Petryshin L. B[2]., Matsenko S. M[1].
Sumy State University[1]
2, Rymskogo-Korsakova st., Sumy, Sumskaya reg., 40007, Ukraine
AGH University of Science and Technology[2]
30, aleja Adama Mickiewicza, Kraków, 30059, Poland
Ph.: +38(099) 2393217, e-mail: s.matsenko@mail.ru

Abstract — In this paper we propose a data transmission telecommunications system used in the structure-speed pulse counters in the minimal Fibonacci codes, the use of which considerably increases the reliability of the transmitted data. An important property of the considered counter is its uniformity, simplicity of structure and high performance, comparable with its value in the fastest binary counters.

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СЧЕТЧИКОВ ФИБОНАЧЧИ

Борисенко А. А.[1], Петришин Л. Б.[2], Маценко С. М.[1]
Сумский государственный университет[1]
ул. Римского-Корсакого,2, Сумы, Сумская обл., 40007, Украина
Технический университет «AGN»[2]
Аллея Мицкевича Адама 30, Краков, 30059, Польша
тел.: +38(099) 2393217, e-mail: s.matsenko@mail.ru

Аннотация — В данной работе предложена телекоммуникационная система передачи информации, использующая в своей структуре быстродействующие счетчики импульсов в минимальных кодах Фибоначчи, применение которых значительно увеличивает надежность передаваемых данных. Важным свойством рассматриваемого счетчика является его однородность, простота структуры и высокое быстродействие, сравнимое с его величиной в самых быстродействующих двоичных счетчиках.

I. Введение

Одним из методов повышения надежности передаваемой информации в телекоммуникационных системах является использование в них помехоустойчивых кодов, особенно если они позволяют обнаруживать ошибки одновременно как в источниках информации, которыми могут быть, например, ее датчики, так и в каналах передачи. Одним из таких кодов, являющимся по своей природе неразделимым, является код Фибоначчи, который способен одновременно контролировать как арифметические операции, так и процесс передачи их результатов [1]. Характерной особенностью чисел Фибоначчи является наличие в них хотя бы одного нуля между двумя единицами. Появление комбинации с двумя и больше подряд стоящими единицами в фибоначчиевом числе является признаком его ошибки. Также код Фибоначчи обладает свойством самосинхронизации при последовательной передаче информации по каналам связи [1]. Возможность обнаружения ошибок в фибоначчиевых числах и их свойство самосинхронизации позволяет использовать их для надежной передачи информации, особенно при наличии асимметричных каналов связи. На основе данных кодов были синтезированы помехоустойчивые счетчики Фибоначчи, которые могут быть использованы в телекоммуникационных системах в качестве источников информации – датчиков. Тогда появляется возможность кроме контроля самих счетчиков контролировать с помощью чисел Фибоначчи и каналы связи. Синтез такой телекоммуникационной системы и является задачей данной работы.

II. Основная часть

Фибоначчиевые числа используют для своего построения числа Фибоначчи: 1, 1, 2, 3, 5, 8, …, F_n, в которых каждое последующее число равно сумме двух предыдущих чисел, начиная с третьего. Позиционное представление чисел в минимальной форме с помощью чисел Фибоначчи представляется в виде данного в [1] равенства:

$$N = \sum_{k=1}^{n} a_k F_k ; \qquad (1)$$

где $a_k \in \{0,1\}$; F_k – вес k – го разряда, равное k–му числу Фибоначчи.

Диапазон фибоначчиевых чисел определяется суммой $P = P_{m-1} + P_m$ [1].

III. Основная часть

Предложенные в [2] суммирующие фибоначчиевые счетчики на основе минимальной формы пригодны для использования в большинстве телекоммуникационных сетей. Однако для ряда применений они оказались недостаточно быстродействующими. Поэтому был разработан счетчик Фибоначчи с большим быстродействием [3, 4].

Схема счетчика Фибоначчи с параллельной структурой, представленная на рис. 1. Счетчик Фибоначчи содержит следующие функциональные блоки: блок контроля 1, блок диспозиции 2, блок анализа 3, регистр 4, блок установки в нуль 5 и шину тактовых импульсов 6. Блок контроля 1 содержит n-1 элементов И 1.1 –И 1.4, объединенных элементом ИЛИ 1. Блок диспозиций 2 содержит n-1 элементов И 2.1 – И 2.4 с инверторами на входах, количество которых 3n-1. Блок анализа 3 содержит n-1 элементов И 3.1 – И 3.4, регистр счетчика импульсов 4 содержит n триггеров ТТ 4.1 – ТТ 4.5 и n элементов И 4.1 – И 4.5, блок установки в нуль 5 содержит n-1 элементов ИЛИ 5.1 – ИЛИ 5.4.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

В исходном состоянии все триггеры регистра 1 находятся в нуле, что соответствует кодовой комбинации 00000. При поступлении первого тактового импульса осуществляется запись 1 в младший триггер регистра через первый вход схемы И 4.1 на который подается разрешающий сигнал с шины тактовых импульсов 6, на второй вход И 4.1 подается единица с выхода схемы И 3.1, при этом получаем следующую кодовую комбинацию 00001.

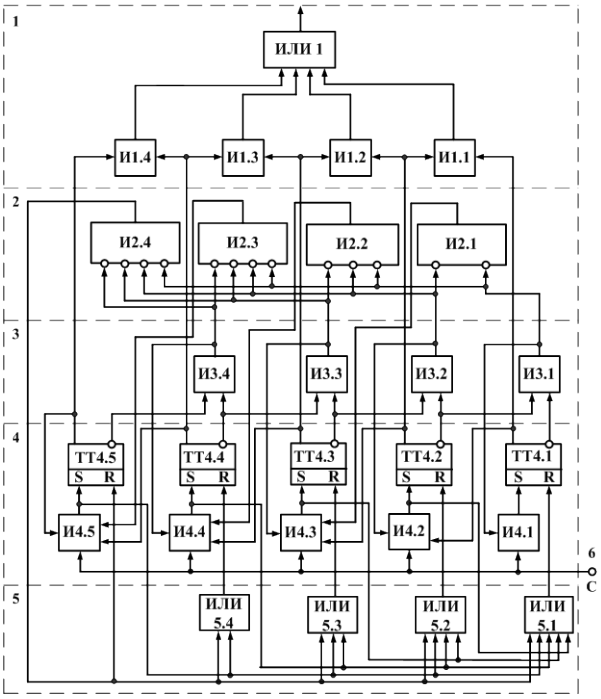


Рис. 1. Счетчик Фибоначчи с параллельной структурой

Остальные триггеры ТТ 4.2 – ТТ 4.5 находятся в нулевом состоянии, так как на первые входы схем И 4.2 – И 4.5 подаются нулевые сигналы с прямых выходов триггеров ТТ 4.1 – ТТ 4.4. Наличие 1 в первом разряде и нулей в остальных разрядах дает возможность записи 1 во второй разряд при поступлении второго тактового импульса, при этом единичный сигнал с прямого выхода триггера ТТ 4.1 поступает на третий вход схемы И 4.2, на первый вход которой одновременно поступает сигнал с выхода схемы И 3.2 блока анализа 3, на входы которой с инверсных выходов триггеров ТТ 4.1, ТТ 4.3 регистра подаются две 1. Одновременно 1 с выхода схемы И 4.2 подается на первый вход схемы ИЛИ 5.1 блока установки нуля 5, на остальные входы которой поступают нулевые сигналы со схем И 4.3 – И 4.5, так как остальные триггеры ТТ 4.3 – ТТ 4.5 находятся в нулевом состоянии. В результате получаем кодовую комбинацию 00010.

Имеющиеся в устройстве последовательно соединенные двухвходовые элементы И 1.1 – И 1.4 блока контроля служат для анализа правильности работы счетчика, выходы которых объединены элементом ИЛИ 1, а входы подсоединены к прямым выходам двух рядом стоящий триггеров. Если в результате счета произойдет ошибка, что характеризуется появлением двух рядом стоящих единиц в разрядах фибоначчиевого числа, то один из элементов И 9.1 – И 1.4 откроется и на выходе схемы ИЛИ 1 появится сигнал ошибки.

Третий тактовый импульс устанавливает триггер ТТ 4.3 в единичное состояние. Это происходит потому, что на третий вход схемы И 4.3 подается единичный сигнал с прямого выхода триггера ТТ 4.2, на первый вход которого поступает сигнал с выхода схемы И 3.3, так как с инверсных выходов триггеров ТТ 4.3, ТТ 4.4 на вход И 3.3 поступает 1. На четвертый вход схемы И 4.3 поступает 1 с выхода схемы И 2.1 блока диспозиции 2, так как на вход схемы И 4.2 подается нулевой сигнал с выхода прямого триггера ТТ 4.1, в результате чего на инверсных выходах триггеров ТТ 4.1 и ТТ 4.2 будет нулевой сигнал который поступает на схему И 3.1 блока анализа 3, после чего сигнал подается на схему И 2.1. Одновременно с выхода схемы И 4.3.единичный сигнал поступает на первый вход элемент ИЛИ 5.2 и с ее выхода на второй вход ИЛИ 5.1 блока установки в нуль 5, выход которой соединен с установочным входом в нуль всех триггеров ТТ 4.1 – ТТ 4.5.

Все последующие состояния счетчика будут происходят в соответствии с вышеописанным методом. Счет будет производится до получения максимального фибоначчиевого числа 10101. После этого счет заканчивается, регистр устанавливается в нулевое состояние после чего начинается новый цикл счета.

На рис.2 представлена быстродействующая телекоммуникационная система сбора и передачи информации на основе фибоначчиевых счетчиков.

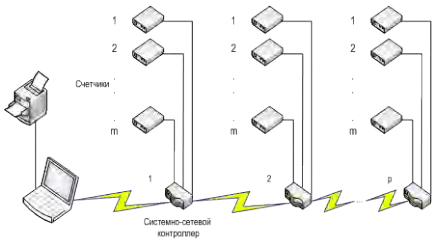


Рис. 2. Система сбора и передачи информации

Данная схема содержит несколько счетчиков, сетевой контроллер, ЭВМ и устройство регистрации информации. В ней сетевой контроллер служит для мультиплексирования счетчиков и предполагает возможность считывания и записи данных с каждого из них, устройство регистрации отображает данные, снимаемые со счетчиков.

Использование фибоначчиевых чисел в подобных телекоммуникационных системах сбора и передачи информации значительно увеличивает достоверность и скорость передачи информации.

III. Заключение

В данной работе предложена телекоммуникационная помехоустойчивая система сбора и передачи информации на кодах Фибоначчи, в качестве источников информации в которой используются быстродействующие счетчики Фибоначчи с минимальной формой представления чисел. С их помощью также можно реализовать фибоначчиевые кодирующие и декодирующие устройства и преобразователи кодов.

IV. References

[1] Стахов А. П. Коды Фибоначчи и золотой пропорции как альтернатива двоичной системы счисления М.: Сов.радио, 2012, № 2, 318 с.

[2] Стахов А.П., Лужецкий В.А., Черняк А.И., Андреев А.Е. Счетчик импульсов в *p*-кодах Фибоначчи, А.С. № 1172006, 1985, 8 с.

[3] Борисенко А. А. Об одном способе построения счетчиков Фибоначчи Вісник Сумського державного університету. Серія Технічні науки, 2012, No 3, с. 165 – 170.

[4] Борисенко А.А., С.М. Маценко, Пат. корисну модель № 89153, 2014, 7 с.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SIMULATION OF THE NOISE PROPERTIES OF THE DDS PHASE NOISE AUTOMATIC EQUALIZER WITH PERTURBATION CONTROL

Vasilyev G. S., Kurilov I. A., Kuzichkin O. R., Surzhik D. I., Kharchuk S. M
Murom Institute (branch) of the Vladimir State University
23, Orlovskaya St., Murom, Vladimir Reg., 602264, Russia
Tel. +74-9234-77232, E-mail: vasilievgleb@yandex.ru, kia_s@list.ru

Abstract — The block diagram of the signal former based on the phase noise compensators direct digital synthesizer with the regulation of the perturbation is considered. The suppression of the former noise is performed by antiphase control of the delay of reference signal of synthesizer. General equations for the analysis of its noise characteristics are obtained on the basis of the fluctuation model of device. The graphs of the spectral density of phase noise of the individual blocks of the former were drawn and the degree of compensation of the phase noise of the output signal of the device was evaluated.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ШУМОВЫХ СВОЙСТВ АВТОКОМПЕНСАТОРА ФАЗОВЫХ ПОМЕХ ЦВС С РЕГУЛИРОВАНИЕМ ПО ВОЗМУЩЕНИЮ

Васильев Г. С., Курилов И. А., Кузичкин О.Р., Суржик Д. И., Харчук С. М.
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
23, ул. Орловская, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
Тел: +74-9234-77232; E-mail: vasilievgleb@yandex.ru, kia_s@list.ru

Аннотация — Рассмотрена структурная схема формирователя сигналов на основе автокомпенсатора фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора с регулированием по возмущению. Подавление помех формирователя осуществляется путем противофазного управления задержкой опорного сигнала синтезатора. На основе флуктуационной модели устройства получены общие соотношения для анализа его шумовых характеристик. Построены графики спектральной плотности фазовых помех отдельных блоков формирователя и выполнена оценка степени компенсации фазового шума выходного сигнале устройства.

I. Introduction

The most common methods of the noise suppression at the output of the direct digital synthesizer (DDS) are the filtering of the output signal of synthesizer, as well as compensation this interference. A method of automatic compensation of interference combines the advantages of the previous, such as the simplicity of the scheme and the possibility of compensation of interference with the frequency close to the fundamental frequency of the signal, and may be used in conjunction with filtering [1]. Proposed and investigated in [1,2] diagram of the autocompensator of phase noise (AC) with control by deviation has a static error of compensation, limited performance, and problem of stability at high regulation coefficients that limits the maximum frequency of the synthesized signal of DDS.

The aim of this work is to develop a scheme of autocompensator of the DDS phase noise with the regulation of the perturbation (PR) and research of its noise properties.

II. Main Part

Block diagram of the signal former based on the AC with PR (Fig. 1) comprises a delay control device (DCD), the reference path (RP), information path (IP), the control path (CP) and phase detector (PD). Also the scheme is designated RG - reference generator, FM1 – input frequency multiplier on the PLL, FM2 – the output frequency multiplier on the bipolar transistor, DAC – digital-to-analog converter in the composition of DDS, BPF – bandpass filter for selection of the fundamental frequency of DDS or its image.

The RP and IP form pulses with the same amplitude and frequency at the inputs of PD and in the noise model of compensator they are equivalent to a frequency divider with a division ratio of 2 and $K_{DDS}/2$, respectively.

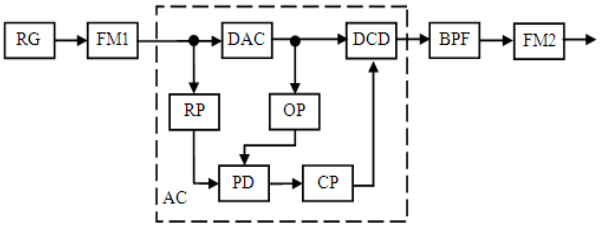


Fig. 1. Block diagram of the signal former based on the autocompensator of the DDS phase noise.

Рис. 1. Структурная схема формирователя сигналов на основе автокомпенсатора фазовых помех ЦВС

Control path CP consists of a lowpass filter (LPF) and a direct current amplifier (DCA). Parasitic phase deviation of the DDS output signal can be compensated by antiphase change in the signal delay in DCD.

The dependence of the power spectral density (PSD) of phase fluctuations at the output of the former from the frequency detuning F under the influence of uncorrelated noise of the individual blocks has the form

$$\begin{aligned} S_{OUT}(F) = \{ & S_{RG}(F)N_{FM1}^2 H_{31}^2(F) + S_{RM1}(F) + \\ & + S_{DCD}(F) + S_{DCA}(F)K_{DCD}^2 + \\ & + S_{PD}(F)K_{DCA}^2 K_{DCD}^2 \left|M_1(F)\right|^2 + 2S_{Tr}^*(F) + \\ & + S_{DDS}(F) \times \left|H_{AC}(F)\right|^2 \} N_{FM2}^2 + S_{FM2}(F), \end{aligned} \quad (1)$$

where the symbols S designated PSD of the phase fluctuations of the respective blocks, K with the lower index is the transmission coefficient of the corresponding block of former, N_{FM1} and N_{FM2} are the multiplying coefficients of FM1 and FM2, $S_{Tr}^* = S_{Tr}(F)K_{PD}^2 n_{DCA}^2 K_{DCD}^2 \left|M_1(F)\right|^2$ is a noise

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

contribution of the T-triggers at RP and IP, $M_1(p)$ is a transmission coefficient of the LPF in CP, $H_{AC}(p) = 1 - N_1 M_1(p)$ is the AC transfer function by external noises, N_1 is regulation coefficient of the perturbation.

The phase noise model of the FM1 on PLL $S_{FM1}(F)$ and transfer function of the PLL by external noise $H_{31}(p)$ are given in [3].

Equations for the calculation of the self phase noise PSD of crystal reference oscillator, a digital phase detector and frequency divider, high-frequency amplifier presented in [4]:

$$S_{RG}(F) = \frac{10^{-7.82}}{F^3} + \frac{10^{-9.86}}{F^2} + \frac{10^{-12.7}}{F} + 10^{-15.8}, \quad (2)$$

$$S_{PD}(F) = S_{FD}(F) = S_{DD}(F) = \frac{10^{-14.7}}{F} + 10^{-16.5}. \quad (3)$$

$$S_{amp}(F) = S_{DCD}(F) = \frac{10^{-11.2}}{F} + 10^{-17}. \quad (4)$$

The noise model of high-frequency amplifier (4) is used as the model of the phase noise PSD of DCD. Approximation of tabulated noise parameters of the VCO model ROS-244+ [5] is used for the calculation of the phase noise PSD of the voltage controlled oscillator of the PLL system at arbitrary detuning from carrier.

The phase noise PSD of DDS [3]

$$S_{DDS}(F) = K_{DDS}^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_q, \quad (5)$$

where $k_{1,2,3,4}$ are coefficients, $S_q = 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{DDS}}{f_{REF}^2} \right)$ is PSD of the phase quantization noise of the DAC of DDS, f_{DDS} and f_{REF} are the main output and clock frequency of DDS, N is the number of bits of the DAC.

The simulation was performed for the following values of the former parameters: f_{REF} =100 MHz, K_{DDS} =0,31, N=12, N_{FM1} =2, N_{FM2} =5, the cutoff frequencies of the LPF of the autocompensator and PLL - 100 kHz and 10 kHz respectively, $K_{PD} = K_{DCD} = 1$, $K_{VCO} = 4$ MHz/V.

The noise contributions of the noisiest former blocks, certain by the relevant terms of the expression (1) shown in Fig. 2, curve $N_1 = 0$ corresponds to no compensation. When $N_1 = 1$ in the passband of the LPF of autocompensator (0...100 kHz) observed a significant suppression of the DDS phase noise, reaching more than 80 dB/Hz at the offset from carrier F=1 Hz. The degree of the phase noise reduction at the former output is limited by the noise contributions of RG and FM1.

The dependence of the former phase noise from the frequency detuning calculated by (1) to (5), is shown in Fig. 3. In the regime "without compensation" (solid curve in Fig. 3) DCD excluded from the former circuit and the signal from the output of the DAC of DDS is fed directly to the input of the BPF.

A positive compensation value is achieved at offset $F \geq 10$ and reaches of 15.1 dB/Hz at F=1000 Hz. At small offsets (F<10 Hz) compensation is negative. This corresponds to the introduction of additional noise by autocompensator, due to the predominance of the DCD phase noise over the suppressed noise of DDS at F<10 Hz. Phase interference of DCD in the former is not suppressed due to the lack of the feedback circuit, which is a drawback of the device and the necessary price to pay for improved performance and absolute stability. If necessary, the analysis of dynamic modes of the former in the mode both small and large phase fluctuations can be performed with using the generalized expressions based on the functional approximation of characteristics of the investigated device [6].

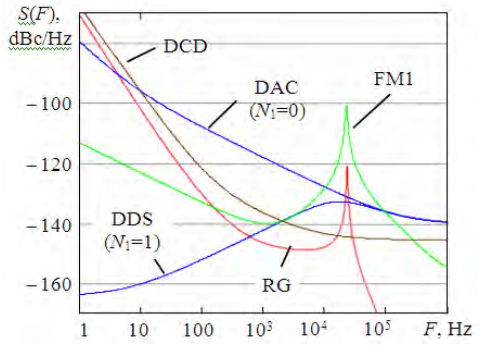


Fig. 2. Noise contributions of the former blocks.

Рис. 2. Шумовые вклады блоков формирователя

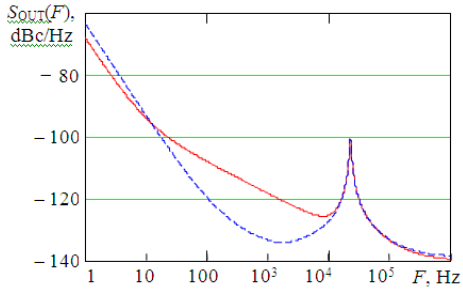


Fig. 3. Phase noise PSD of the signal former in the presence and absence of autocompensation of the DDS phase noise.

Рис. 3. СПМ фазовых шумов формирователя сигналов при наличии и отсутствии автокомпенсации фазовых помех ЦВС

III. Conclusion

General relations which would enable to research the noise characteristics of the signal former based on the compensator of parasitic phase deviations of DDS with the regulation of perturbation were obtained. Simulation of the noise properties showed the effectiveness of the investigated schemes of autocompensator to reduce the former phase noise on the basis of DDS.

This article was prepared with the support of RFBR grant No. 15-08-05542.

IV. References

[1] Kurilov I.A., Rudakov A.M., Kharchuk S.M., Romanov D.N. Mathematical modeling of autocompensation of phase noise on the DAC output of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2 (10), 2013, pp. 19-25.

[2] Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Simulation of the nonlinear phase noise compensators of DAC of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2, 2014, pp. 30-38.

[3] Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Jakimenko K.A. Modeling the noise characteristics of hybrid frequency synthesizers. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 1, 2014, pp. 5-20.

[4] Ryzhkov A.V., Popov V.N. *Sintezatory chastot v tekhnike radiosvyazi* [Frequency synthesizers in the technique of radio]. Moscow, Radio i svyaz', 1991. 264 p.

[5] Website of the company Mini-Circuits [Electronic resource] – http://www.minicircuits.com/pdfs/ROS-244+.pdf/pdfs/.

[6] Kurilov I.A., Romashov V.V., Zhiganova E.A., Romanov D.N., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Methods of analysis of radio devices based on the functional approximation. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 1 (13), 2014, pp. 35-49.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SUPPRESSION OF THE PHASE NOISE OF SIGNALS FORMERS ON THE BASIS OF DDS AND PLL

Vasilyev G. S., Surzhik D. I., Kurilov I. A., Kharchuk S. M
Murom Institute (branch) of the Vladimir State University
23, Orlovskaya St., Murom, Vladimir Reg., 602264, Russia
Tel. +74-9234-77232, E-mail: vasilievgleb@yandex.ru, arzerum@mail.ru

Abstract — The structural diagram of the signal former based on direct digital synthesizer and the PLL with phase noise compensation is considered. Suppression of parasitic phase fluctuations of the former is carried out by antiphase control the delay of reference signal of the device. Model-based former for phase deviations obtained the general equations for the analysis of its noise characteristics. The graphs of the spectral density of noise contributions of the reference oscillator and the digital synthesizer were drawn and evaluated the degree of compensation of phase noise of this blocks at different regulation ratios of the device.

ПОДАВЛЕНИЕ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЦВС И ФАПЧ

Васильев Г. С., Суржик Д. И., Курилов И. А., Харчук С. М.
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
23, ул. Орловская, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
Тел: +74-9234-77232; E-mail: vasilievgleb@yandex.ru, arzerum@mail.ru

Аннотация — Рассмотрена структурная схема формирователя сигналов на основе цифрового вычислительного синтезатора и ФАПЧ с компенсацией фазовых помех. Подавление паразитных фазовых флуктуаций формирователя осуществляется путем противофазного управления задержкой опорного сигнала устройства. На основе модели формирователя для отклонений фазы получены общие соотношения для анализа его шумовых характеристик. Построены графики спектральной плотности помеховых вкладов опорного генератора и цифрового синтезатора и выполнена оценка степени компенсации фазовых шумов данных блоков при различных коэффициентах регулирования устройства.

I. Introduction

Device for frequency synthesis based on direct digital synthesizers (DDS) and phase-locked loop (PLL) allows to achieve high quality performance in terms of output frequency, frequency resolution and frequency adjustment, thus to simplify the device and control the output frequency.

Studies have shown that the noise contribution of the reference generator (RG) and DDS in the resulting phase noise of devices of signals generating is significant [1]. Developed and researched by the authors the scheme of compensators suppresses the phase noise of DDS [2, 3]. The disadvantage of the scheme is that it does not compensate for noise of RG and the input of the frequency multiplier on the PLL. Of interest is the synthesis and subsequent analysis of the former schema based on PLL with a phase modulator (controlled Phase shifter CPS) [4], and DDS with autocompensating of phase noise for simultaneous noise suppression of RG and DDS.

II. Main Part

Block diagram of the signal former based on DDS and PLL with phase noise compensation (Fig. 1) contains RG, CPS, phase detectors PD1 and FD2, filters of PLL system F_s, control channel F_c and modulation channel F_m, amplifiers of the control and modulation channels Amp_c and Amp_m, the adder of control and modulating signals, the voltage-controlled oscillator (VCO), a divider with a float factor of division (DFFD), reference and information paths (RP and IP), digital-to-analog converter (DAC) comprising DDS, bandpass filter (BPF) to select the main frequency of DDS or its image.

The RP and IP form pulses with the same amplitude and frequency at the inputs of PD2 and in the noise model of former they are equivalent to the frequency dividers with a division factor of 2 and $K_{ЦВС}/2$, respectively. Parasitic phase deviation of the output signals of PLL and DDS can be compensated by antiphase change of the signal delay in CPS.

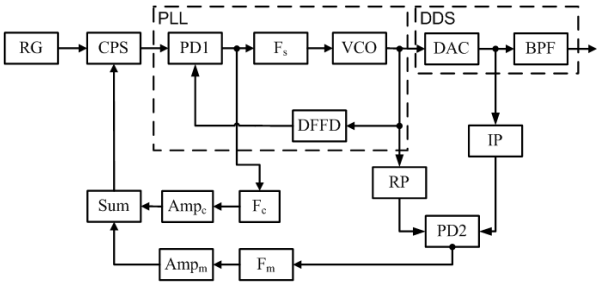


Fig. 1. Block diagram of the signal former based on DDS and PLL with phase noise compensation.

Рис. 1. Структурная схема формирователя сигналов на основе ЦВС и ФАПЧ с компенсацией фазовых помех

In accordance with the structural scheme (Fig. 1), the transfer function of the former for the phase noises of RG and DDS are determined by the expressions

$$H_{RG}(p)=\frac{N_{DFFD}K_{DDS}}{1+\dfrac{pT_sN_{DFFD}\left[1+N_cM_c(p)\right]}{M_s(p)}},\ H_{DDS}(p)=\frac{1}{1+H_{op}(p)},$$

where $H_{op}(p)=\dfrac{N_{DFFD}N_mM_m(p)}{1+\dfrac{pT_sN_{DFFD}\left[1+N_cM_c(p)\right]}{M_s(p)}}$ is a transfer ratio of the open compensation circuit of DDS interference, NDFFD is a division ratio of the DFFD frequency and the multiplication factor of the loop PLL, KDDS is division ratio of the output frequency of DDS, Nc and Nm are the coefficients of the loop gain of the control and modulation channels of former, $M_s(p)$, $M_c(p)$ and $M_m(p)$ are transfer functions of the filter of PLL system, control

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

and modulation channels, respectively, $T_S=1/(S_{VCO}S_{PD1})$ is a time constant of the PLL, S_{VCO} and S_{PD1} are slopes of characteristics of the VCO and PD.

Noise contributions of RG and DDS in the resulting power spectral density (PSD) of phase fluctuations at the former output are of the form $S^{\bullet}_{RG}(F)=S_{RG}(F)\left|H^2_{RG}(F)\right|$, $S^{\bullet}_{DDS}(F)=S_{DDS}(F)\left|H^2_{DDS}(F)\right|$, where F is the frequency detuning from the carrier wave, the symbol S refers to the PSD of the self phase fluctuations of blocks.

For calculation we used the known ratios of PSD of the self phase noise of quartz RG [5] and DDS [1].

The following values of the former parameters were performed for a simulation: f_{RG} =100 MHz, K_{DDS} =0,31, N=12, N_{DFFD} =10, the cutoff frequency of low-pass filters of the 1st order $M_c(p)$ и $M_m(p)$ –10 kHz, S_{PD1} = S_{PD2} = 1, K_{VCO} = 4 MHz/V. Filter of the PLL system F_s we put broadband, i.e. $M_s(p)$ = 1.

The dependence of the interference contributions of the RG and DDS from the frequency detuning is shown in Fig. 2 to 4, the curve N_c = 0 in Fig. 2 corresponds to no compensation for the interference of RG, the curve N_c = 0 in Fig. 3 – the absence of interference suppression of DDS. As can be seen from Fig. 3 the developed former circuit suppresses the noise contribution of DDS to 20log(1+N_m) dB/Hz at small offsets from the carrier. The increase of Nc is accompanied by a significant growth of the DDS phase noise, especially near cut-off frequencies of filters F_c and F_m (Fig. 4). This necessitates a compromise choice of the value N_c for the simultaneous suppression of the phase noises of RG and DDS.

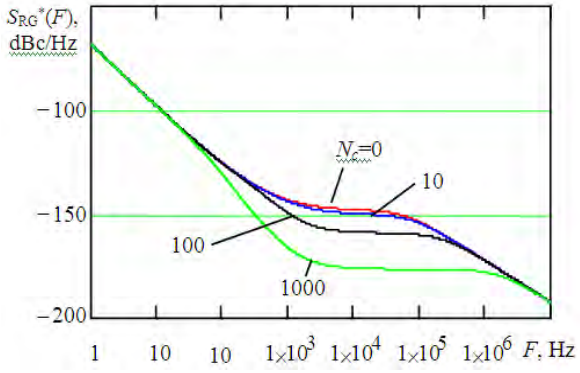


Fig. 2. The noise contribution of the reference generator to the total phase noise at the former output.

Рис. 2. Шумовой вклад опорного генератора в суммарный фазовый шум на выходе формирователя

III. Conclusion

General relations that allow to analyze the noise performance of the signals former based on DDS and PLL with compensation of the parasitic phase deviations were obtained. Simulation of the noise properties showed the effectiveness of the proposed former scheme to reduce phase noise due to the noise contributions of the reference oscillator and DDS.

This article was prepared with the support of RFBR grant No. 15-08-05542.

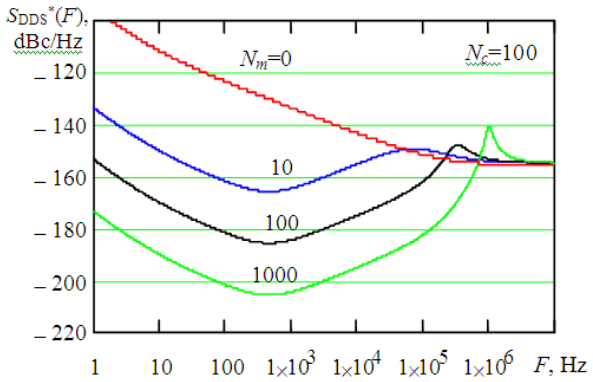


Fig. 3. The noise contribution of DDS to the total phase noise at the former output when N_c =100 and various N_m.

Рис. 3. Шумовой вклад ЦВС в суммарный фазовый шум на выходе формирователя при N_y=100 и различных $N_м$

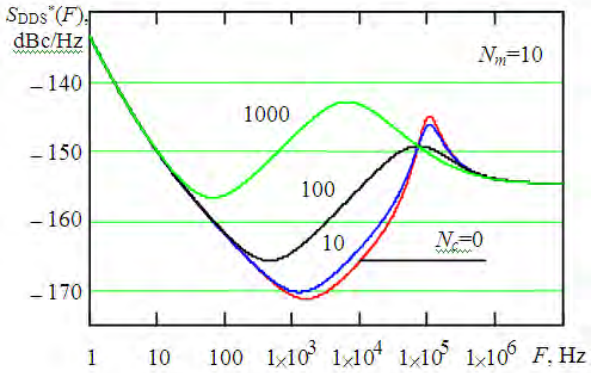


Fig. 4. The noise contribution of DDS to the total phase noise at the former output when N_m =10 and various N_c.

Рис. 4. Шумовой вклад ЦВС в суммарный фазовый шум на выходе формирователя при $N_м$=10 и различных N_y

IV. References

[1] Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Jakimenko K.A. Modeling the noise characteristics of hybrid frequency synthesizers. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 1, 2014, pp. 5-20.

[2] Kurilov I.A., Rudakov A.M., Kharchuk S.M., Romanov D.N. Mathematical modeling of autocompensation of phase noise on the DAC output of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2 (10), 2013, pp. 19-25.

[3] Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Simulation of the nonlinear phase noise compensators of DAC of direct digital frequency synthesizer. // *Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy*, No 2, 2014, pp. 30-38.

[4] Shahgilydjan V.V., Ljahovkin A.A. *Sistemy fazovoj avtopodstrojki chastoty* [Phase-locked loop frequency]. Moscow, Svyaz', 1972. 448 p.

[5] Ryzhkov A.V., Popov V.N. *Sintezatory chastot v tekhnike radiosvyazi* [Frequency synthesizers in the technique of radio]. Moscow, Radio i svyaz', 1991. 264 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE DETERMINATION OF THE TIME MARKS IN THE COMMUNICATION CHANNELS WITH INTERSYMBOL INTERFERENCE

Degtyarev A. N., Miryanova V. N.
Sevastopol State University
33, Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.:+79787193933, e-mail: degtyaryov1966@yandex.ru

Abstract — The method of determining the arrival time of useful and reflected signals to the receiver input, which used for reduce the influence of inter-symbol interference for the correct reception of the message is proposed. This method based on a representation of the signals as the generalized Fourier series. The basis functions are applied as orthogonal which are use the calculated weight.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ МЕТОК В КАНАЛЕ СВЯЗИ С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ

Дегтярёв А. Н., Мирянова В. Н.
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Крым
Ph.:+79787193933, e-mail: degtyaryov1966@yandex.ru

Аннотация — Предложен способ определения времени поступления на вход приемника полезного и отраженного сигналов, предназначенный для снижения влияния межсимвольной интерференции на правильный прием сообщения. Разработанный способ предусматривает представление сигналов в виде обобщенных рядов Фурье. При этом в качестве базиса применяются функции, ортогональные с вычисляемым весом.

I. Введение

Известно, что межсимвольная интерференция (МСИ) возникает в результате инерционности каналоформирующего оборудования и (или) действия на входе приемника отраженного сигнала наряду с полезным. Борьба с МСИ, возникающей из-за влияния отраженного сигнала, может быть более успешной, если точно известно время прихода на вход приемника полезного и отраженного сигналов. Целью работы является разработка метода определения указанных временных меток.

II. Основная часть

Пусть импульсная характеристика канала связи имеет вид

$$g(t)=\sum_n A_n e^{\sigma_n t}\sin(\omega_n t+\psi_n),$$

где $p_n=\sigma_n+j\omega_n$ — корни характеристического уравнения канала связи.

Передаваемый полезный сигнал запишем в виде ряда

$$s(t)=\sum_m g(t-m\alpha)x_m,$$

где x_m — коэффициенты, связанные с передаваемой информацией (если рассматривается ИКМ), α – период следования информационных символов $g_m(t)=g(t-m\alpha)$.

Полезный сигнал, принимаемый приемником, поступает на вход коррелятора с запаздыванием на время t_{32} относительно начала опорных базисных функций коррелятора в виде

$$s(t-t_{32})=\sum_m x_m\sum_n A_n e^{\sigma_n(t-t_{32}-m\alpha)}\times$$
$$\times\sin[\omega_n(t-t_{32}-m\alpha)+\psi_n]=$$
$$=\sum_m x_m\sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)}\sin[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n]\times$$
$$\times e^{-\sigma_n t_{32}}\cos\omega_n t_{32}-$$
$$-\sum_m x_m\sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)}\cos[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n]\times$$
$$\times e^{-\sigma_n t_{32}}\sin\omega_n t_{32}.$$

Введя обозначения

$$f_{sn}(m,t)=e^{\sigma_n(t-m\alpha)}\sin[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n],$$
$$f_{cn}(m,t)=e^{\sigma_n(t-m\alpha)}\cos[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n],$$

можно записать

$$s(t-t_{32})=\sum_m x_m\sum_n A_n f_{sn}(m,t)e^{-\sigma_n t_{32}}\cos\omega_n t_{32}-$$
$$-\sum_m x_m\sum_n A_n f_{cn}(m,t)e^{-\sigma_n t_{32}}\sin\omega_n t_{32}.$$

При этом отраженный сигнал имеет вид

$$\eta(t-t_{31})=\sum_m \xi_m g(t-m\alpha-t_{31})=$$
$$=\sum_m \xi_m\sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)}\sin[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n]\times$$
$$\times e^{-\sigma_n t_{31}}\cos\omega_n t_{31}-$$
$$-\sum_m \xi_m\sum_n A_n e^{\sigma_n(t-m\alpha)}\cos[\omega_n(t-m\alpha)+\psi_n]\times$$
$$\times e^{-\sigma_n t_{31}}\sin\omega_n t_{31}=$$
$$=\sum_m \xi_m\sum_n A_n f_{sn}(m,t)e^{-\sigma_n t_{31}}\cos\omega_n t_{31}-$$
$$-\sum_m \xi_m\sum_n A_n f_{cn}(m,t)e^{-\sigma_n t_{31}}\sin\omega_n t_{31},$$

где ξ_m — символ, передаваемый ранее.

Вычислим вес ортогональности h(t) системы функций, составленной из всех $f_{sn}(m,t)$ и $f_{cn}(m,t)$ в соответствии с методом, изложенным в [1].

Приемник определяет значения функционалов

$$\delta_{n\cos}=\int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha}\{s(t-t_{32})+\eta(t-t_{31})\}f_{sn}(m,t)h(t)dt=$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$= x_m A_n e^{-\sigma_n t_{32}} \cos\omega_n t_{32} + \xi_m A_n e^{-\sigma_n t_{31}} \cos\omega_n t_{31}, \quad (1)$$

$$\delta_{n\sin} = \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} \{s(t-t_{32}) + \eta(t-t_{31})\} f_{cn}(m,t) h(t) dt =$$

$$= -x_m A_n e^{-\sigma_n t_{32}} \sin\omega_n t_{32} - \xi_m A_n e^{-\sigma_n t_{31}} \sin\omega_n t_{31}. \quad (2)$$

Неизвестными величинами в (1) и (2) являются x_m, ξ_m, t_{31}, t_{32}. Для их вычисления сформируем еще два уравнения:

$$\delta_{(n+1)\cos} = \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} \{s(t-t_{32}) + \eta(t-t_{31})\} f_{s(n+1)}(m,t) h(t) dt =$$

$$= x_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{32}} \cos\omega_{n+1} t_{32} +$$

$$+ \xi_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{31}} \cos\omega_{n+1} t_{31}, \quad (3)$$

$$\delta_{(n+1)\sin} = \int_{m\alpha}^{(m+1)\alpha} \{s(t-t_{32}) + \eta(t-t_{31})\} f_{c(n+1)}(m,t) h(t) dt =$$

$$= x_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{32}} \sin\omega_{n+1} t_{32} +$$

$$+ \xi_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{31}} \sin\omega_{n+1} t_{31} \quad (4)$$

Перепишем (1), используя формулу Эйлера,

$$x_m A_n e^{-\sigma_n t_{32}} \frac{1}{2}\left(e^{j\omega_n t_{32}} + e^{-j\omega_n t_{32}}\right) +$$

$$+ \xi_m A_n e^{-\sigma_n t_{31}} \frac{1}{2}\left(e^{j\omega_n t_{31}} + e^{-j\omega_n t_{31}}\right) = \delta_{n\cos}$$

или

$$x_m\left(e^{(-\sigma_n + j\omega_n)t_{32}} + e^{(-\sigma_n - j\omega_n)t_{32}}\right) +$$

$$+ \xi_m\left(e^{(-\sigma_n + j\omega_n)t_{31}} + e^{(-\sigma_n - j\omega_n)t_{31}}\right) = 2\delta_{n\cos} / A_n. \quad (5)$$

Введем обозначения

$$p_2 = -\sigma_n + j\omega_n,\ p_2 = -\sigma_n - j\omega_n,\ \delta_{nc1} = \frac{2\delta_{n\cos}}{A_n} \quad (6)$$

и перепишем (5) в виде

$$x_m\left(e^{p_1 t_{32}} + e^{p_2 t_{32}}\right) + \xi_m\left(e^{p_1 t_{31}} + e^{p_2 t_{31}}\right) = \delta_{nc1}. \quad (7)$$

Аналогично с учетом обозначений (6), уравнение (2) примет вид

$$x_m\left(e^{p_1 t_{32}} - e^{p_2 t_{32}}\right) + \xi_m\left(e^{p_1 t_{31}} - e^{p_2 t_{31}}\right) = \delta_{ns1}, \quad (8)$$

где $\delta_{ns1} = -2j\frac{2\delta_{n\sin}}{A_n}$.

Преобразуем уравнение (3) с учетом формулы Эйлера:

$$x_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{32}} \frac{1}{2}\left(e^{j\omega_{n+1} t_{32}} + e^{-j\omega_{n+1} t_{32}}\right) +$$

$$+ \xi_m A_{n+1} e^{-\sigma_{n+1} t_{31}} \frac{1}{2}\left(e^{j\omega_{n+1} t_{31}} + e^{-j\omega_{n+1} t_{31}}\right) = \delta_{(n+1)\cos}$$

или

$$x_m\left(e^{(-\sigma_{n+1} + j\omega_{n+1})t_{32}} + e^{(-\sigma_{n+1} - j\omega_{n+1})t_{32}}\right) +$$

$$+ \xi_m\left(e^{(-\sigma_{n+1} + j\omega_{n+1})t_{31}} + e^{(-\sigma_{n+1} - j\omega_{n+1})t_{31}}\right) = \frac{2\delta_{(n+1)\cos}}{A_{n+1}}. \quad (9)$$

Примем обозначения

$$p_3 = -\sigma_{n+1} + j\omega_{n+1},\ p_4 = -\sigma_{n+1} - j\omega_{n+1},$$

$$\delta_{nc2} = \frac{2\delta_{(n+1)\cos}}{A_{n+1}} \quad (10)$$

и перепишем (9) в виде

$$x_m\left(e^{p_3 t_{32}} + e^{p_4 t_{32}}\right) + \xi_m\left(e^{p_3 t_{31}} + e^{p_4 t_{31}}\right) = \delta_{nc2}. \quad (11)$$

С учетом (10) уравнение (4) примет вид

$$x_m\left(e^{p_3 t_{32}} - e^{p_4 t_{32}}\right) + \xi_m\left(e^{p_3 t_{31}} - e^{p_4 t_{31}}\right) = \delta_{ns2}, \quad (12)$$

где $\delta_{ns2} = -2j\frac{2\delta_{(n+1)\sin}}{A_{n+1}}$.

Уравнения (7), (8), (11), (12) составляют полную систему для определения неизвестных величин x_m, ξ_m, t_{31}, t_{32}.

Найдем суммы и разности пар уравнений (7), (8) и (11), (12) и получим систему вида

$$\begin{cases} x_m e^{p_1 t_{32}} + \xi_m e^{p_1 t_{31}} = R_1, \\ x_m e^{p_2 t_{32}} + \xi_m e^{p_2 t_{31}} = R_2, \\ x_m e^{p_3 t_{32}} + \xi_m e^{p_3 t_{31}} = R_3, \\ x_m e^{p_4 t_{32}} + \xi_m e^{p_4 t_{31}} = R_4, \end{cases} \quad (13)$$

где

$$R_1 = \frac{\delta_{nc1} + \delta_{ns1}}{2} = \frac{\delta_{n\cos} - j\delta_{n\sin}}{A_n};$$

$$R_2 = \frac{\delta_{nc1} - \delta_{ns1}}{2} = \frac{\delta_{n\cos} + j\delta_{n\sin}}{A_n};$$

$$R_3 = \frac{\delta_{nc2} + \delta_{ns2}}{2} = \frac{\delta_{(n+1)\cos} - j\delta_{(n+1)\sin}}{A_{n+1}};$$

$$R_4 = \frac{\delta_{nc2} - \delta_{ns2}}{2} = \frac{\delta_{(n+1)\cos} + j\delta_{(n+1)\sin}}{A_{n+1}}.$$

Из двух верхних уравнений системы (13) получим

$$\xi_m = \frac{R_2 e^{p_1 t_{32}} - R_1 e^{p_2 t_{32}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}}, \quad (14)$$

$$x_m = \frac{R_1 e^{p_2 t_{31}} - R_2 e^{p_1 t_{31}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}}. \quad (15)$$

Из двух нижних уравнений системы (13) получим

$$\xi_m = \frac{R_4 e^{p_3 t_{32}} - R_3 e^{p_4 t_{32}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}, \quad (16)$$

$$x_m = \frac{R_3 e^{p_4 t_{31}} - R_4 e^{p_3 t_{31}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}. \quad (17)$$

Приравняв правые части уравнений (14), (16) и (15), (17), легко получить уравнения для определения t_{31} и t_{32}:

$$\begin{cases} \dfrac{R_2 e^{p_1 t_{32}} - R_1 e^{p_2 t_{32}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}} = \dfrac{R_4 e^{p_3 t_{32}} - R_3 e^{p_4 t_{32}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}, \\ \dfrac{R_1 e^{p_2 t_{31}} - R_2 e^{p_1 t_{31}}}{e^{p_2 t_{31}} e^{p_1 t_{32}} - e^{p_1 t_{31}} e^{p_2 t_{32}}} = \dfrac{R_3 e^{p_4 t_{31}} - R_4 e^{p_3 t_{31}}}{e^{p_4 t_{31}} e^{p_3 t_{32}} - e^{p_3 t_{31}} e^{p_4 t_{32}}}. \end{cases} \quad (18)$$

III. Заключение

Предложенный метод позволяет путем несложного решения системы нелинейных уравнений определить время поступления на вход приемника полезного и отраженного сигналов.

IV. References

[1] *Degtjarev A.N., Agahanjanc R.E. Ortogonalizacija funkcij, diskretizacija i vosstanovlenie signalov v fizicheski realizuemyh sistemah* [The functions orthogonalization, discretization and recovery of signals in physically realized systems] Zv'jazok, 2005, No 2 (54), pp. 45 – 52.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE METHOD OF TRANSFORMATION OF DIGITAL TELEVISION IMAGE DYNAMIC RANGES

Mickhayluck Y. P., Nacharov D. V.
Sevastopol State University
Radio electronics and telecommunications department
Universitetskaya str., 33, Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: (8692) 435108, e-mail: mypsev@gmail.com; myp@ua.fm; denis_nacharov@list.ru

Abstract — The method of transformation of digital television images dynamic range that is based on compression of intensity ranges represented by small amount of pixels is presented. Method suggests selection of type of power law transformation, selection of intensity range to be compressed and computation of power of intensity transformation. Method allows to perform compression of specified intensity range by fixed number.

МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ЦИФРОВЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В.
Севастопольский государственный университет,
кафедра «Радиоэлектроники и телекоммуникаций»
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Крым
тел.: (8692) 435108, e-mail: mypsev@gmail.com; myp@ua.fm; denis_nacharov@list.ru

Аннотация — Предложен метод преобразования динамического диапазона цифровых телевизионных изображений, основанный на сжатии поддиапазонов яркости, представленных малым количеством пикселей. Метод предполагает выбор вида степенного преобразования, поддиапазона яркости, подлежащего сжатию, и показателя степени преобразования яркости. Метод позволяет осуществлять сжатие заданного поддиапазона яркости в фиксированное число раз.

I. Введение

В цифровых телевизионных системах часто возникают задачи увеличения контраста, преобразования яркости и согласования динамических диапазонов яркостей изображения и воспроизводящего устройства [1-5]. Для решения этих задач часто применяются линейные и степенные преобразования яркости, что обусловлено простотой и вычислительной эффективностью таких преобразований. Однако применение степенных преобразований ограничивается гамма-коррекцией и интерактивным улучшением изображений. При этом выбор величины показателя степени функции преобразования яркости основывается на качественной оценке улучшения изображения, что затрудняет автоматизацию обработки.

В работе предлагается метод преобразования динамического диапазона изображений, в соответствии с которым выбор показателя степени основывается на анализе количественных параметров изображения.

II. Основная часть

Степенное преобразование яркости I с динамическим диапазоном $I_{\min}...I_{\max}$ в яркость s с динамическим диапазоном $s_{\min}...s_{\max}$ описывается выражением

$$s = T(I) = \left(\frac{I - I_{\min}}{I_{\max} - I_{\min}} \right)^{\gamma} (s_{\max} - s_{\min}) + s_{\min},$$

где $T(I)$ — функция преобразования яркости; γ — показатель степени преобразования.

Яркости I и s нормированы к числу градаций яркости L.

При $\gamma > 1$ в результате степенного преобразования происходит сжатие поддиапазона малых яркостей; при $\gamma < 1$ — поддиапазона больших яркостей. При $\gamma = 1$ приведенное выражение описывает функцию линейного контрастирования $T_{\text{лин}}(I)$.

Для коррекции изображения, большая часть пикселей которого имеет малую яркость («темное» изображение) показатель γ следует выбирать меньшим единицы. Для коррекции изображения, большая часть пикселей которого имеет большую яркость («светлое» изображение) показатель γ следует выбирать большим единицы.

Предлагаемый метод выбора показателя степени γ заключается в определении вида преобразования ($\gamma < 1$ либо $\gamma > 1$), и задании поддиапазона яркостей, подлежащего сжатию.

Выбор вида преобразования осуществляется по следующему правилу

$$\gamma > 1, \text{ при } I_{\text{ср}} \geq 0{,}5;$$

$$\gamma < 1, \text{ при } I_{\text{ср}} < 0{,}5,$$

где $I_{\text{ср}}$ — средняя яркость изображения.

В качестве поддиапазона яркости, подлежащего сжатию, выбирается поддиапазон, яркости в пределах которого представлены малым количеством пикселей изображения. Для оценки доли пикселей, имеющих яркость в некотором поддиапазоне, используется интегральная функция распределения яркости I

$$F(I_j) = \sum_{j=1}^{L} p(I_j),$$

где $p(I)$ — гистограмма яркости I, нормированная к числу пикселей изображения.

Значение интегральной функции распределения яркости $F(I_j)$ показывает процент пикселей с яркостями в диапазоне $I_{\min}...I_j$.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Как правило, «темные» и «светлые» изображения содержат малое количество пикселей с яркостями в поддиапазонах больших и малых яркостей, соответственно. Выбор поддиапазона яркости, подлежащего сжатию, заключается в выборе поддиапазона малых яркостей $I_{\min}...I_{\min}^{*}$ или больших яркостей $I_{\max}^{*}...I_{\max}$, которому соответствует малый процент от общего числа пикселей. Границы $I_{\min}^{*}$, $I_{\max}^{*}$ таких поддиапазонов выбираются следующим образом

$$I_{\min}^{*} = I, \text{ при } F(I) = \Delta;$$

$$I_{\max}^{*} = I, \text{ при } F(I) = 1 - \Delta,$$

где Δ — пороговое значение, характеризующее процент пикселей изображения с яркостью в поддиапазоне $I_{\min}...I_{\min}^{*}$ или $I_{\max}^{*}...I_{\max}$.

Например, при $\Delta = 0{,}01$ и $\gamma > 1$ будет выбран поддиапазон яркости $I_{\min}...I_{\min}^{*}$, представленный одним процентом пикселей изображения.

После выбора поддиапазона, подлежащего сжатию, производится определение показателя степени γ преобразования.

Для сжатия поддиапазона малых яркостей показатель степени γ рассчитывается по выражению

$$\gamma = \frac{\log\left[\dfrac{T_{\text{лин}}(I_{\min}^{*})}{k_c}\right]}{\log\left[T_{\text{лин}}(I_{\min}^{*})\right]},$$

где k_c — коэффициент сжатия.

Для сжатия поддиапазона больших яркостей показатель степени γ рассчитывается по выражению

$$\gamma = \frac{\log\left[T_{\text{лин}}(I_{\max}^{*}) + (1 - T_{\text{лин}}(I_{\max}^{*}))(1 - 1/k_c))\right]}{\log\left[T_{\text{лин}}(I_{\max}^{*})\right]}.$$

Пример применения предлагаемого метода показан на рис.1. Исходное изображение, большая часть пикселей которого имеет яркость в нижнем диапазоне яркостей, показано на рис.1,a. В результате преобразования яркости с $\gamma < 1$ динамический диапазон больших яркостей сжат в $k_c = 2$ раза (рис.1,b). На рис.1,c показаны функция линейного контрастирования $T_{\text{лин}}(I)$ (1), функция степенного преобразования яркости $T(I)$ (2), нормированная к максимальному значению гистограмма исходного изображения $H(I)$ (3), нормированная к максимальному значению гистограмма обработанного изображения $H(s)$ (4) и интегральная функция распределения яркости исходного изображения $F(I)$ (5).

В результате преобразования динамического диапазона согласно предложенному методу за счет сжатия поддиапазона больших яркостей увеличен контраст и различимость деталей объектов, имеющих малую яркость.

III. Заключение

Таким образом, предложен метод преобразования динамического диапазона цифровых телевизионных изображений, основанный на сжатии поддиапазонов яркости, представленных малым количеством пикселей. Поскольку выбор поддиапазона яркости, подлежащего сжатию, осуществляется на основе количественного анализа интегральной функции распределения яркости обрабатываемого изображения, обработка изображения согласно предложенному методу может быть автоматизирована. Предложенный метод преобразования динамического диапазона является достаточно универсальным и применим к широкому классу изображений.

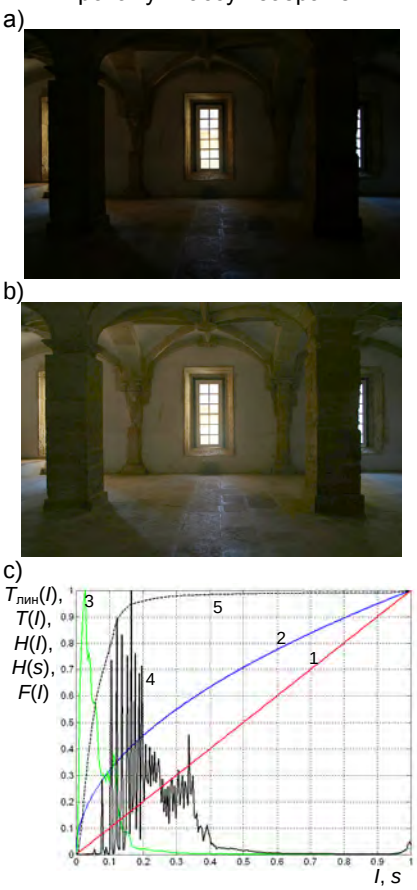


Рис. 1. Пример обработки изображения при $\Delta = 0{,}01$, $k_c = 2$.

Fig. 1. Image processing result with $\Delta = 0{,}01$, $k_c = 2$

Задачами дальнейших исследований являются определение возможных способов выбора вида преобразования и путей автоматизации выбора величин коэффициента сжатия k_c и порогового значения Δ.

IV. References

[1] Mickhayluck Y.P. *Television image processing by means of spatial filtration and filtration in frequency domain using Matlab* / Y.P. Mickhayluck, D.V. Nacharov // Proc. of 18th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». — Sevastopol, 2008. — P.262—263.

[2] Mickhayluck Y.P. *Correction of color digital TV images recorded in bad weather* / Y.P. Mickhayluck, D.V. Nacharov // Proc. of 22nd International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». — Sevastopol, 2012. — P. 359—360.

[3] Mikhailyuk Y.P. *The method of correction of digital television images recorded in bad weather* / Y.P. Mikhailyuk, D.V. Nacharov // Proc. of 21st International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». — Sevastopol, 2011. — P.1122—1123.

[4] Mickhayluck Y.P. *Morphological processing in contrast correction of distorted digital television images* / Y.P. Mickhayluck,, D.V. Nacharov // Proc. of 23st International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». — Sevastopol, 2013. — P.1171—1172.

[5] Mikhailyuk Yu.P. *Results of software complex «Digital Television System» development* / Yu.P. Mickhayluck, D.V. Nacharov // Proc. of 23rd International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». — Sevastopol, 2013. — P. 1173—1174.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE COMPARATIVE ANALYSIS OF ARGOS AND GONETS SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

Bezgin A. A.[1,2], Lunev E. G.[1], Savochkin A. A.[2]
Marine Hydrophysical Institute RAS [1]
2, Kapitanskaya st., Sevastopol, 299011, Crimea
Sevastopol State University [2]
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: +7(8692)435118, e-mail: bezghinaa@gmail.com

Abstract — The comparison of the satellite communication systems «Argos» and "Gonets" was conducted from the point of view of the application in the ocean observation network as a mean to broadcast measurements data and determinate the coordinates of the measuring platform. In contrast to "Gonets" Satellite Communication System «Argos» ensures the opportunity to determinate the coordinates without using GPS / GLONASS and uses the data signals of the lower power to transmit, which leads to an increase in the duration of continuous operation of the autonomous subscriber platforms. The advantage of the "Gonets" is the ability to work in real time and big transmission capacity. The requirements for the antennas for the satellite communication systems terminals are determined.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ARGOS И ГОНЕЦ

Безгин А. А.[1,2], Лунев Е. Г.[1], Савочкин А. А.[2]
Морской гидрофизический институт РАН [1]
ул. Капитанская, 2, Севастополь, 299011, Крым
Севастопольский государственный университет [2]
ул. Университетская 33, Севастополь, 299053, Крым
тел.: +7(8692)435118, e-mail: bezghinaa@gmail.com

Аннотация — Проведено сравнение спутниковых систем связи «*Argos*» и «Гонец» с точки зрения применения в океанской наблюдательной сети в качестве средства для трансляции данных измерений и определения координат измерительных платформ. В отличие от системы «Гонец» спутниковая система связи «*Argos*» обеспечивает возможность определения координат без использования сервисов *GPS*/Глонасс и использует для передачи данных сигналы меньшей мощности, что приводит к увеличению продолжительности непрерывной работы автономных абонентских платформ. Достоинством системы «Гонец» является возможность работы в реальном масштабе времени и большая пропускная способность. Определены требования к антеннам для терминалов систем спутниковой связи.

I. Введение

Одними из основных составляющих системы наблюдений верхнего слоя океана и приводной атмосферы являются системы спутниковой связи, позволяющие оперативно и в глобальном масштабе осуществлять передачу информации с измерительных платформ конечным пользователям.

Наиболее распространённой спутниковой системой связи для сбора информации с научно-исследовательских платформ является система «*Argos*» [1]. Система «*Argos*» — международная система сбора данных и определения координат объектов, на которые установлены соответствующие спутниковые радиомаяки (трансмиттеры). Система «*Argos*» разработана в интересах различных служб и отраслей науки, занятых исследованием окружающей среды: океанологии, метеорологии, вулканологии, гляциологии [1]. Источниками информации в системе являются датчики физических параметров среды (давления, температуры, солености воды и т. д.), устанавливаемые на научные платформы, которые могут представлять собой морские радиобуи, неподвижные станции и т. д. Система обеспечивает сбор, передачу информации и определение координат платформ, расположенных в любой точке Земли.

Однако в Российской Федерации разрабатывается собственная система спутниковой связи «Гонец» [2]. Многофункциональная система персональной спутниковой связи «Гонец» предназначена для передачи данных и предоставления услуг связи абонентам, расположенным в любой точке Земного шара, в интересах различных государственных и коммерческих потребителей.

II. Основная часть

Спутниковая группировка системы «*Argos*» на сегодняшний день включает семь искусственных спутников земли (ИСЗ). Высота орбиты спутников составляет 850 км. Среднее время ожидания сеанса связи 35 мин (широтный диапазон – 35-80° с.ш.). Система «Гонец» насчитывает двенадцать ИСЗ с высотой орбит 1400 км. Система «Гонец» оптимизирована для обслуживания России и стран СНГ при времени ожидания 15 (20) мин. для углов места 10º (15º). В таблице 1 приведены некоторые характеристики систем «*Argos*» и «Гонец».

Таблица 1

Характеристика	*Argos*	Гонец
Мощность передатчика, Вт	до 2	8…10
Диапазон частот (передача/прием), МГц	401,58… 401,65/ 468,98	312…315/ 387…390
Вид модуляции	*PSK*	*GMSK*
Время ожидания информации пользователем, мин	30	—
Точность определения координат без *GPS*/Глонасс, м	250… 1000	—
Upload, Кбит/с	0,5…0,8	2,4…9,6
Download, Кбит/с	0,5	9,6…76,8

Однако, излучаемая передающими терминалами мощность системы «*Argos*» не превышает 2 Вт (ти-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

повое значение составляет 1 Вт), и терминалы работают с большой скважностью. Это значит, что система является энергетически эффективной для применения в качестве средства передачи данных с автономных устройств, например, морских буев. Кроме того, система «*Argos*» обеспечивает приемлемый для большинства океанографических приложений уровень погрешности при определении координат платформ доплеровским способом. Учитывая, что определение координат таким способом производится без дополнительных энергетических затрат со стороны буя, очевидно, что система спутниковой связи «*Argos*» стала де-факто стандартом для океанской наблюдательной сети. В настоящее время около 75 % морских наблюдательных платформ работают в рамках системы «*Argos*».

Система спутниковой связи «Гонец» обладает хорошим функционалом, однако не обеспечивает глобальное покрытие, ограничиваясь территорией России. Передатчики этой системы являются достаточно мощными по сравнению с терминалами других систем, что вносит сложности при использовании системы для передачи данных с автономных дрейфующих буев.

В настоящее время система «Гонец» в отличие от «*Argos*» находится в стадии разработки и тестирования. Соответственно, для пользователя доступен лишь один вид абонентского оборудования в четырех исполнениях (рис. 1) [3], в то время как для «*Argos*» уже существует большое разнообразие терминалов, включая миниатюрные платформы, которые крепятся на животных (рис. 2) [4].



Рис. 1. Пользовательские терминалы «Гонец»



Рис. 2. Пользовательские терминалы «Argos»

Характеристики систем в значительной мере зависят от параметров антенн, используемых для передачи данных с измерительных платформ.

В таблице 2 приведены требования к антеннам пользовательских терминалов с целью дальнейшей разработки перспективных вариантов антенн для систем «*Argos*» и «Гонец».

Таблица 2

Характеристика	Система «*Argos*»	Система «Гонец»
Диапазон частот для передачи, МГц	401,58…401,65	312…315
Диапазон частот для приема, МГц	468,98	387…390
Поляризация	Вертикальная, круговая правосторонняя	Круговая правосторонняя
Входное сопротивление, Ом	50	50
КСВН	Менее 2	Менее 2
Минимальная величина угла места ИСЗ	45°	30°

Приведенные характеристики показывают необходимость разработки антенн круговой поляризации с широким главным лепестком диаграммы направленности.

III. Заключение

1. Проведенный анализ характеристик низкоорбитальных спутниковых систем связи «*Argos*» и «Гонец» с точки зрения их применения в океанской наблюдательной сети в качестве средства для трансляции данных измерений и определения координат измерительных платформ показал, что система «*Argos*» больше подходит для таких задач за счет глобального покрытия и меньшего энергопотребления абонентской аппаратуры.

2. Преимуществами системы «Гонец» являются большие скорости передачи данных и прямой доступ к спутниковым каналам.

3. Проведен анализ общих требований к антеннам для систем «*Argos*» и «Гонец».

IV. References

[1] Guige M. *PMT RFM – YTR-3000 User Manual* / M. Guige // CLS technical document ref. CLS-DT-NT-08-182, rel. 1.9. — 2010. — 144 p.

[2] *Nizkoorbital'naja kosmicheskaja sistema personal'noj sputnikovoj svjazi i peredachi dannyh* / Pod red. General'nogo konstruktora mnogofunkcional'noj kosmicheskoj sistemy personal'noj sputnikovoj svjazi i peredachi dannyh, prezidenta OAO «Sputnikovaja sistema «Gonec» A.I. Gal'kevicha — Tambov: OOO «Izdatel'stvo Julis», 2011. — 169 p.

[3] *Uslugi I oborudovanie* [Services and equipment]. Available at http://www.gonets.ru/rus/uslugi-i-oborudovanie/ oborudovanie/ sputnikovye-terminaly.html (accessed 12 March 2015).

[4] Jurkevich N.U., Lunev E.G., Litvinenko S.R. Adaptation of Argos-3 satellite system for data transfer from ocean drifting buoys [Primenenie sputnikovoj sistemy Argos-3 dlja peredachi informacii s morskih drejfujushhih buev]. Materials of the 10-th International Young Scientist Conference «RT-2014», 2014, —P. 75.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

REALIZATION OF THE PROTECTED RADIO COMMUNICATION SYSTEM USING SDR TECHNOLOGY ON THE TRANSCEIVER OF AD9361

Dolmatov A. G., Luchinin A. S., Malygin I. V., Shabunin S. N., Petrov A. S., Yazovsky A. A.
Institute of Radioelectronics and Informational Technologies
Ural Federal University
32, Mira str., Ekaterinburg, 620002, Russia
ph: 343-3745292, e-mail: pit_pit2@mail.ru

Abstract — The original algorithm of transfer of figures with use of pseudorandom sequences (PSP) providing high reserve of work and security from broadband and narrow-band hindrances is developed. Digital information is coded in a cyclic delay of PSP and in an initial phase by the modulated pseudorandom sequence of the high-frequency bearing. This modulation in the sum with a cyclic delay allows 255 to code in M-sequence of the period from 8 to 10 bits of digital information. The greatest reserve of-10 dB is reached when coding 8 bits. The algorithm is realized on the SDR technology (software defined radio) on the basis of the AD 9361 transceiver (Analog Devices).

РЕАЛИЗАЦИЯ ЗАЩИЩЕННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ ПО ТЕХНОЛОГИИ SDR НА ОСНОВЕ ТРАНСИВЕРА AD9361

Долматов А. Г., Лучинин А. С., Малыгин И. В., Шабунин С. Н., Петров А. С., Язовский А. А.
Институт радиоэлектроники и информационных технологий
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина
Ул. Мира, 32, г. Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 343-3745292, e-mail: pit_pit2@mail.ru

Аннотация — Разработан оригинальный алгоритм передачи цифровых данных с использованием псевдослучайных последовательностей (ПСП), обеспечивающий высокую скрытность работы и защищенность от широкополосных и узкополосных помех. Цифровая информация кодируется в циклической задержке ПСП и в начальной фазе модулированной псевдослучайной последовательностью высокочастотной несущей. Эта модуляция в сумме с циклической задержкой позволяет в М-последовательности периода 255 закодировать от 8 до 10 бит цифровой информации. Наибольшая скрытность -10 дБ достигается при кодировании 8 бит. Алгоритм реализован по технологии SDR (программно определяемое радио) на основе трансивера AD 9361 (Analog Devices).

I. Введение

Задача обеспечения работоспособности радиотехнических систем в условиях радиопротиводействия решается в течение многих десятилетий. Существуют различные пути решения этой задачи. Одним из современных методов является использование сигналов с расширенным спектром [1].

Аппаратура бытового применения (WiMAX, LTE, CDMA) обладает многими положительными свойствами, в том числе повышенной помехоустойчивостью по сравнению с радиосистемами ранних поколений. Однако эта аппаратура не рассчитана на организованное противодействие ее работе.

Современная доступная элементная база (импортная) позволяет реализовать устройства формирования широкополосных сигналов с шириной спектра 50 – 100 МГц и базой порядка 1000.

За счет переноса частот с помощью преобразователей частоты среднюю частоту можно относительно быстро перестраивать в диапазоне частот от нескольких сотен мегагерц до 5 – 6 ГГц.

При использовании нестандартного радиоканала со сложными сигналами практически отпадает необходимость шифрования информации (в том понимании, которое обычно употребляется).

II. Основная часть

В настоящей работе проведено исследование возможности реализации описанной радиосистемы с использованием технологии SDR (программно определяемое радио) на основе трансивера AD 9361 (Analog Devices).

Разработан оригинальный алгоритм передачи цифровых данных с использованием псевдослучай

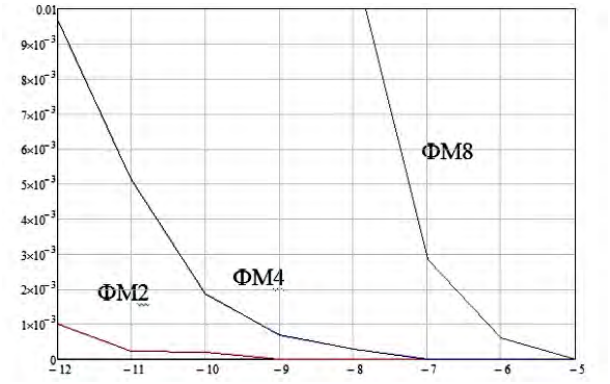


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал-шум для различных видов дополнительной относительной фазовой манипуляции периода М-последовательности: ФМ2, ФМ4 и ФМ8.

Fig. 1. Dependences of probability of a mistake on the relation a signal noise for different types of additional relative phase manipulation of the period of M-sequence: PM2, PM4 and PM8

ных последовательностей, обеспечивающий высокую скрытность работы и защищенность от широкополосных и узкополосных помех. Алгоритмы формирования сигналов и обработки их на приемной стороне реализованы в ПЛИС типа XC7k325T (Xilinx).

Трансивер AD 9361 обеспечивает возможность работы в диапазоне частот от 70 МГц до 6 ГГц. На его основе возможно формирование сигналов с шириной спектра до 56 МГц.

В исследуемом макете радиосистемы широкополосный сигнал формируется с использованием отно-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

сительной фазовой манипуляции высокочастотной несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП). За один цикл ПСП передается 8 бит информации.

Прием сигналов осуществляется некогерентным способом с использованием многоканальной корреляционной обработки.

Некогерентный прием обеспечивает возможность быстрого изменения рабочей частоты. Параллельная корреляционная обработка позволяет быстро выполнять символьную синхронизацию при перестройках частоты или при срывах синхронизации из-за действия помех.

Цифровая информация кодируется в циклической задержке ПСП и в начальной фазе модулированной ПСП высокочастотной несущей. Эта комбинированная позволяет в М-последовательности периода 255 закодировать от 8 до 10 бит информации. Декодирование циклической задержки осуществляется перестановкой отсчётов М-последовательности, быстрым преобразованием Адамара и последующим определением позиции максимума [2].

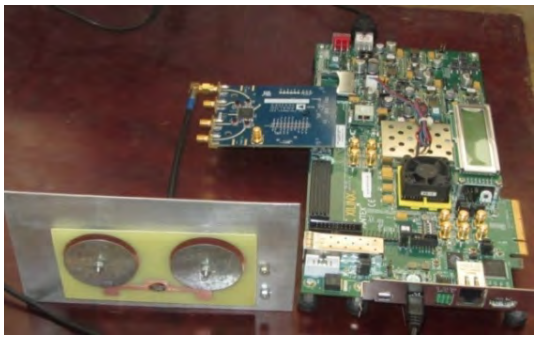


Рис. 2. Экспериментальная установка для исследования характеристик радиосистемы.

Fig. 2. Experimental installation for research of characteristics of radio system

Цифровым моделированием получены зависимости вероятности ошибки декодирования от отношения сигнал-шум для различных видов дополнительной относительной фазовой манипуляции начальной фазы модулированной ПСП высокочастотной несущей: ФМ2 (начальная фаза – 0º), ФМ4 (0º или 90º) и ФМ8 (0º, 45 º, 90º,135 º), полученные на 10^4 реализациях и представленные на Рис.1.

Наибольшая скрытность -10 дБ достигается при кодировании 8 бит. Наименьшая -5 дБ при кодировании 10 бит. Результаты моделирования подтверждаются физическим экспериментом.

Испытания макета проводились на рабочих частотах 3 – 4 ГГц. Для этого диапазона изготовлены широкополосные антенны.

При испытаниях передавался видеосигнал, создаваемый WEB камерой. Данные на радиосистему подавались в стандарте UART с тактовой частотой 1,5 МГц. Средняя скорость данных составляла 500 кБит/с. Видеосигнал принимался с удовлетворительным качеством при отношении сигнал/шум на входе приемника в полосе 56 МГц до -10 дБ. Примерно такая же помехоустойчивость обеспечивается и по узкополосной помехе.

Для сравнения можно отметить, что радиоканалы Wi-Fi и системы цифрового телевидения перестают работать при отношении сигнал/шум +30 дБ.

Внешний вид экспериментальной установки показан на Рис. 2. На фотографии показаны отладочные платы трансивера AD 9361, ПЛИС XC7k325T и широкодиапазонная антенна.



Рис. 3. Экспериментальная диаграмма направленности антенны в плоскости вектора Е.

Fig. 3. The experimental directional pattern of the antenna in the plane of a vector E

В результате анализа существующих конструкций антенн приоритет был отдан двухэлементной антенной решетке дисковых излучателей. Для расширения рабочей полосы (3,2 – 3,6 ГГц) над резонаторами размещены дополнительные пассивные элементы в виде металлических дисков. Резонаторы и схема их питания выполнены на двухслойной подложке, состоящей из стеклотекстолита и воздушного зазора.

Электродинамическое моделирование антенны выполнено в среде Ansoft HFSS. Экспериментально снятые диаграммы направленности оказались близки к расчетным (рис.3)

III. Заключение

1. Разработаны алгоритмы формирования широкополосных сигналов, и обработки их на приемной стороне, обеспечивающие высокую скрытность работы и защищенность от широкополосных и узкополосных помех при высокой скорости передачи данных.

2. Разработанные алгоритмы реализованы по технологии SDR с использованием ПЛИС XC7k325T (Xilinx). Радиоканал, обладающий высокой скрытностью и помехозащищенностью, реализован на базе трансивера AD 9361 (Analog Devices).

3. Экспериментальная проверка разработанной системы показала устойчивую работоспособность при передаче видеоинформации со скоростью 500 кБит/с при отношении сигнал/шум -10 дБ. Ширина спектра сигнала в эксперименте составляла 56 МГц. Проведенные эксперименты подтвердили результаты математического моделирования.

IV. References

[1] Sverdlik M.B. Optimal'nye diskretnye signaly. M, Sovetskoe radio, 1975. 200 p.

[2] Losev V.V., Brodskaja E.B., Korgik V.I. Poisk i dekodirovanie slognyh diskretnyh signalov – M.: Radio i svjaz', 1988. 223 p. [3] A real-time MIMO-OFDM mobile WiMAX receiver: Architecture, design and FPGA implementation. Computer Networks, Volume 55, Issue 16, 10 November 2011, Pages 3634-3647. O. Font-Bach, N. Bartzoudis, A. Pascual-Iserte, D. López Bueno.

[4] Malygin I.V. Shirokopolosnye sistemy svjazi. Proektirovanie, komponenty, zaschita ot pomeh. Saarbrucken, LAP Lambert Academic Publishing, 2012. 190 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

METROLOGICAL CHARACTERISTICS OF SDR-RECEIVER BASED ON R820T / RTL2832U CHIPSET

Manturov A. O., Manturova I. A.
Yuri Gagarin State Technical University of Saratov
Polytechnicheskaya Str., 77, 410054, Saratov, Russia
Ph.: +7(8452)998802, e-mail: manturovao@gmail.com

Abstract — The paper presents the results of measurements of the accuracy characteristics of the SDR-receiver hardware platform R820T / RTL2832U. It is shown that the error of the measurement frequency and the signal power at the antenna input do not exceed ± 0.6 ppm and 2.5 dB respectively, over the frequency range 50 MHz - 1 GHz, that is promising to create a low-cost measurement radiosystems for various applications.

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ SDR-ПРИЕМНИКА НА АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЕ R820T/RTL2832U

Мантуров А. О, Мантурова И. А.
Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю. А.
ул. Политехническая, 77, Саратов, 410054, Россия
тел.: +7(8452) 998802, e-mail: manturovao@gmail.com

Аннотация — В работе представлены результаты измерений точностных характеристик тракта обработки сигналов SDR-приемника на основе аппаратной платформы R820T/RTL2832U. Показано, что погрешности установки частоты и измерения мощности сигнала на антенном входе не превосходят соответственно ±0.6 ppm и 2.5 dB в диапазоне частот 50 МГц - 1 ГГц, что делает перспективным применение указанной платформы для создания измерительных радиоприемных систем

I. Введение

Программно-определяемые радиосистемы (SDR, software-defined radio) [1] в настоящее время являются одним из высокоперспективных направлений радиотехники, поскольку их функциональность определяется используемым программным обеспечением, и, следовательно, легко может быть изменена путем соответствующей модификации применяемых алгоритмов обработки и формирования сигналов. Возможности аппаратной реализации SDR обуславливаются, в первую очередь, высокими параметрами производимых ЦАП и АЦП, что обеспечивает в настоящее время возможность функционирования в диапазоне частот до единиц-десятков гигагерц полностью цифровых SDR-приемников и SDR-передатчиков. Особый интерес представляют малобюджетные технические решения, основанные на использовании широкодоступных аппаратных платформ, например, предназначенных для приема цифрового коммерческого теле- и радиовещания. Так, ставший известным в последние 2-3 года проект RTL-SDR [2], реализованный на основе аппаратной платформы R820T/RTL2832U [3,4], позволил не только создать широкополосный SDR-приемник диапазона 40-1700 МГц [2], но также реализовать пассивный когерентный бистатический радар [5] и сканирующий радиотелескоп-радиовизор СВЧ-диапазона [6]. В связи с явной перспективностью указанного проекта для последующего применения существенный интерес представляет оценка метрологических характеристик аппаратной платформы R820T/RTL2832U. В представленной работе проведена экспериментальная оценка точности амплитудной и частотной шкал аппаратной части приемника на базе чипсета R820T/RTL2832U.

II. Основная часть

Аппаратная платформа R820T/RTL2832U реализована в виде коммерчески доступных низкобюджетных изделий с типичной рыночной ценой не более $10-$15, предназначенных для приема цифрового радио- и телевещания в форматах DAB и DVB-T. Чипсет R820T/RTL2832U содержит две микросхемы — преобразователь частоты на основе малошумящего усилителя (МШУ), высоколинейного квадратурного смесителя и синтезатора R820T (Rafael Micro), и декодера DAB/DVB-T RTL2832U (Realtek), в состав которого входит двухканальный АЦП и ядро цифровой обработки, поток данных с которого подается на аппаратный интерфейс USB2.0. Таким образом, с выхода преобразователя R820T I/Q-аналоговые сигналы подаются на соответствующие входы АЦП микросхемы RTL2832U, с выхода которой данные поступают далее на ПЭВМ для последующего воспроизведения или же записи. В рамках проекта RTL-SDR был создан программный компонент — специализированная библиотека rtlsdr.dll, позволяющая непосредственно через порт USB управлять аппаратной частью R820T/RTL2832U (выполнять установку частоты гетеродина, регулировать коэффициент усиления МШУ, изменять частоту дискретизации АЦП и т. д.), а также получать необработанные I/Q отсчеты непосредственно с выхода АЦП микросхемы RTL2832U.

В работе [7] проведены результаты инструментальной оценки ряда характеристик платформы R820T/RTL2832U (чувствительность, устойчивость к интермодуляционным искажениям, и т.д.). Для развития существующих и создания новых приложений значительный интерес представляет оценка точности амплитудной и частотной шкал SDR-приемного устройства на основе указанной платформы. Для проведения таких оценок в настоящей работе были выполнены измерения сквозных коэффициентов передачи («антенный вход-цифровой выход») и точности установки частоты типичного изделия — SDR-приемника на основе R820T/RTL2832U. Все измерения выполнялись с использованием ПЭВМ (Intel Core i7 3.4 GHz / 64 Gb ОЗУ), для управления SDR-приемником использовалось программное обеспечение SDR# v.1.0.0.1337 [8]. В качестве источника тесто-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

вых сигналов использовался синтезатор Hameg HM8135-X, а также сигналы эфирных телевизионных вещательных станций мв-дмв диапазонов в режиме точного смещения несущей частоты (с абсолютной погрешностью не более ± 1Гц). Для контроля проводимых измерений использовался анализатор спектра Agilent E4405B. Все измерения выполнялись после прогрева аппаратуры в течение одного часа. Вначале, после прогрева, встроенными средствами программы SDR# проводилась калибровка гетеродина и системы ФАПЧ микросхемы R820T по эфирному сигналу станции телевизионного вещания дмв-диапазона, для синхронизации передатчика видеосигнала которой использовался рубидиевый стандарт частоты. Затем выполнялось измерение абсолютной погрешности установки частоты SDR-приемника.

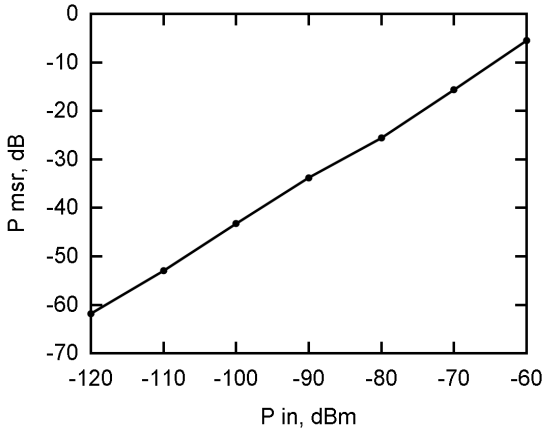


Рис. 1. Зависимость уровня сигнала, измеренного АЦП RTL2832U от величины сигнала на антенном входе SDR-приемника.

Fig. 1. Measured output level vs Input RF level averaged on 50MHz-1Ghz band

Для измерения точности амплитудной шкалы SDR-приемника использовался выходной сигнал синтезатора Hameg HM8135-X. Результаты измерений приведены на рис.1, 2. При измерении сквозного коэффициента передачи использовался немодулированный гармонический сигнал. Коэффициент усиления МШУ микросхемы R820T был установлен равным 20.7 dB. Как можно видеть, в пределах диапазона частот 50 МГц-1ГГц устройство сохраняет высокую линейность коэффициента передачи (что согласуется с выводами [7]), и ошибка амплитудной шкалы не превышает величин 1-2.5 dB (рис.1). Кроме того, указанные измерения были проведены при единичном коэффициенте усиления МШУ. В этом случае, значения измеренного уровня шума SDR-приемника, в условиях отношения сигнал/шум SNR=1 и полосе Δf=10 кГц, в указанном диапазоне частот составили -110 ÷ -125 dBm. На рис.2 приведены результаты измерения абсолютной погрешности установки частоты SDR-приемника в диапазоне 50 МГц — 800 МГц. Видно, что в худшем случае погрешность не превосходит величин ±(10-450) Гц, при типичных значениях ±(200-250) Гц. Интересно отметить, что указанная погрешность достигается при использовании встроенного опорного генератора схемы ФАПЧ без термостатирования, и обладающего типичной погрешностью установки частоты порядка ±100ppm.

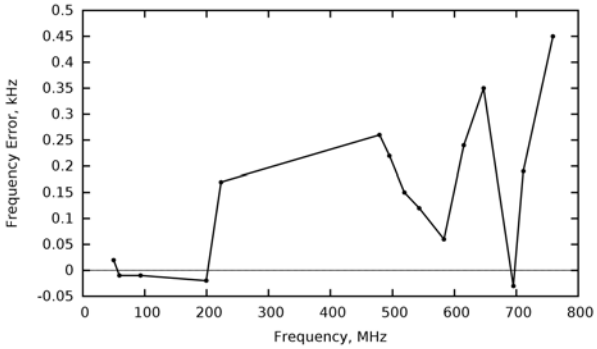


Рис. 2. Погрешность установки частоты.

Fig. 2. The frequency scale error

III. Заключение

В результате проведенных измерений установлено, что аппаратная платформа на основе чипсета R820T/RTL2832U позволяет реализовывать SDR-приемные устройства с удовлетворительными метрологическими характеристиками в диапазоне частот до 1 ГГц. При этом оцененные рабочие характеристики позволяют использовать рассмотренную аппаратную платформу для задач построения самых разнообразных радиоизмерительных программно-аппаратных комплексов — систем автоматизированного радиомониторинга и радиопеленгации, систем пассивной многопозиционной голографической (N-статической) радиолокации, в том числе, действующих с большой пространственной базой в распределенном режиме функционирования с передачей данных через сеть Internet. Кроме того, перспективным видится использование рассмотренной аппаратной платформы в задачах обработки сигналов в оптоэлектронных системах в качестве входного малошумящего широкополосного приемника.

IV. References

[1] Markus Dillinger, Kambiz Madani, Nancy Alonistioti. Software defined radio: architectures, systems, and functions. John Wiley & Sons, 2003. 454 p.

[2] RTL-SDR (RTL2832U) and software defined radio news and projects. Available at: http://www.rtl-sdr.com/about-rtl-sdr/ (accessed 5 May 2015).

[3] Rafael Microelectronics (semiconductors manufacturer site). Available at: http://www.rafaelmicro.com/products.htm (accessed 5 May 2015).

[4] Realtek Semiconductor Corp. (semiconductors manufacturer site). Available at: http://152.104.125.41/products/productsView.aspx?Langid=1&PNid=22&PFid=35&Level=4&Conn=3 (accessed 5 May 2015).

[5] KAIRA (Kilpisjärvi Atmospheric Imaging Receiver Array). Available at:http://kaira.sgo.fi/2013/09/passive-radar-with-16-dual-coherent.html/ (accessed 5 May 2015).

[6] RTLSDR receiver + w/gnuradio implementation of the 11 GHz VSRT solar interferometer. Available at: http://superkuh.com/rtlsdrinterferometer.html (accessed 5 May 2015).

[7] Some Measurements on DVB-T Dongles with E4000 and R820T Tuners: Image Rejection, Internal Signals, Sensitivity, Overload, 1dB Compression, Intermodulation. Available at: http://f6fvy.free.fr/rtl_sdr/Some_Measurements_on_E4000_and_R820_Tuners.pdf (accessed 5 May 2015).

[8] SDR# (SDRSharp) Software Defined Radio program. Available at: http://http://sdrsharp.com/#download (accessed 15 January 2015).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MAIN POSITIONING PRINCIPLES USED IN RFID TECHNOLOGY

Smirnov O. V., Bogatyrev E. A., Smolskiy S. M.
National Research University (MPEI)
14, Krasnokazarmennaya st., Moscow, Russia, 111250
tel.: (903) 154-64-59, e-mail: oleg210591@mail.ru

Abstract — Description of functioning principles of systems created on the base of RFID technology is given. The propagation channel model is offered typical for RFID systems located inside the premises, which allow obtaining of the signal received by the reader in the analytical form. Results investigation of the main positioning algorithms are discussed, which can be used within the RFID technology. Models for performing of the further theoretical research for coordinate determination are described, which are used in this area.

ОСНОВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В РАМКАХ RFID ТЕХНОЛОГИИ

Смирнов О. В., Богатырёв Е. А., Смольский С. М.
Национальный исследовательский университет (МЭИ)
14, ул. Красноказарменная, Москва, Россия, 111250
тел.: (903) 154-64-59, e-mail: oleg210591@mail.ru

Аннотация — Приводится описание принципов функционирования систем, построенных на базе рассматриваемой технологии. Предложена модель канала распространения характерного для RFID систем, расположенных внутри помещений, которая позволяет получить принимаемый считывателем сигнал в аналитической форме. Представлены результаты исследования основных алгоритмов позиционирования, применяемых в рамках RFID технологии. Описаны модели для проведения дальнейшего теоретического исследования методов определения координат, которые используются в данной области.

I. Introduction

Radio-frequency identification (RFID) systems has found a wide application in our daily life and quite firmly entrenched in it. In addition to their common usage in data transferring mode such as logistics, library or access control for example, these systems could be implemented in solving of indoor object positioning problem. This way of RFID evolution is very perspective and the decision of this problem could extend the definition of such systems to the real time locating systems (RTLS) added the determining the coordinates function. This report is about different issues of the modeling of the localization algorithms used in RFID technology.

In our previous paper, which is under publishing in the Journal “Radio Engineering Notebooks” [1], a possible classification of positioning methods is given, which are used in such systems: radio frequency (RF), non-RF and specific systems. The last group of methods will be not considered in this paper because these applications assume that the radio frequency identification is one of technologies, which are used for object positioning (its simultaneous utilization with acoustic or optical systems [4]).

In general case, some varying physical variables are used in the RF methods for determination of tracking object location. We can use time of signal reception, the signal power and its angle of arrival (AoA) at reception as such variables. Calculation of spatial parameters happens in the RFID reader side. In contrast to RF methods, in non-RF methods, we can use the pattern (radio map) analysis of the response intensity of different RFID tags, which is formed on the base of the parameter RSSI (Received Signal Strength Indication, i.e, the signal power level, which is received by the reader) information.

II. RF Methods

The well-known algorithms of triangulation and trilateration [1] underlie as a base of RF methods [1]. It should be mentioned that the algorithm basing on the motion speed determination of the controlled object (CO) will not be investigating by us, as in RFID systems the CO usually are in the quiescent state. Application of triangulation and trilateration algorithms assumes utilization three base stations (BS) as minimum, which are represented in RFID systems in the form of separate readers with a single antenna, or with several antennas connecting to the single reader. For adequate theoretical investigation of the RF methods for coordinate determination, it is necessary, at first, to examine with the communication channel model between he tag and the reader.

Channel model. Usually, the semi-duplex communication mode is realized in RFID systems, which uses the backscattering modulation [2]. Let us explain the last concept. The reader interacts with the tag using radio waves emitting the packets of modulated information pulses towards the tag, which are separated by the non-modulated non-informational oscillation. This non-modulated HF oscillation is an energy source to perform the power source for the passive RFID tags. The reader begins transmission from the non-modulated oscillation to arrange power sources for tags located in the reading zone. After that, it transmits informational messages, which are received and processed by the tag, and repeats the transmission of non-modulated oscillations. This oscillation is backscattered by the antenna of the tags and becomes modulated due to variation of the radar cross section (RCS) of the tag’s antenna, which varies by means of the antenna load resistance variation. This leads to variation of the reflection coefficient at the antenna and the modulated backscatter power received at the reader [W] can be determined with the help of the following equation [3]:

$$P_R = \frac{P_T G_{TR}^2 G_t^2 \lambda^4 X^2 M}{\left(4\pi r\right)^2 \Theta^2 B^2 F}, \qquad (1)$$

where P_T is a power transmitted by the reader [W]; G_{TR} is the load-matched, free-space gain of the reader transmitter/receiver antenna; G_t is the load-matched, free-space gain of the tag's antenna; λ is a wavelength

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

of the carrier signal; r is a distance from the reader to the tag; X is polarization mismatch; B is the path-blockage loss; Θ the RF tag antenna's on-object gain penalty; F is the monostatic fade margin; M is the modulation factor given by [5]:

$$M = \frac{1}{4}\left|\Gamma_A - \Gamma_B\right|^2, \quad (2)$$

where the reflection coefficient at the antenna for each state (A and B) is defined as:

$$\Gamma_{A,B} = \frac{Z_{IC}^{A,B} - Z_A^*}{Z_{IC}^{A,B} + Z_A}. \quad (3)$$

Here $Z_{IC}^{A,B}$ is the input impedance of the RF port of the radio-frequency integrated circuit, which corresponds to the one of modulation states, and Z_A is the impedance of the tag antenna.

Usually, we can use, as in classical radar technology, a concept of effective radar cross-section (RSC) to describe the power received by the reader. This RCS can be represented as:

$$\sigma_{RCS} = \frac{\lambda^2 G_t^2}{4\pi}\left|\Gamma_{A,B}\right|^2, \quad (4)$$

where $\Gamma_{A,B}$ can be obtained from (3). We would like to attract attention to the fact as it is fundamental.

RFID systems are usually used inside the different premises, hence, they are subjected to spurious reflection influence. Under these complicate and varying in time conditions, the communication channel can be represented in the form of a linear filter with variable in time parameters, which pulse characteristic is determined as [6]:

$$h(t,\tau) = \sum_{k=0}^{N(\tau)-1} a_k(t)\delta\left[\tau - \tau_k(t)\right]e^{j\theta_k(t)}, \quad (5)$$

where $N(\tau)$ is a number of multi-beam components; $a_k(t)$, $\tau_k(t)$, $\theta_k(t)$ are random, varying in time amplitude, time of arrival and phase of the received signal, accordingly; δ is the delta- function.

If model parameters do not change in time, then equation (5) takes the following view:

$$h(t) = \sum_k^{N-1} a_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k}. \quad (6)$$

The transmitted signal at the output of such a channel is determined as:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t-\tau)d\tau + n(t), \quad (7)$$

where $n(t)$ is the noise component.

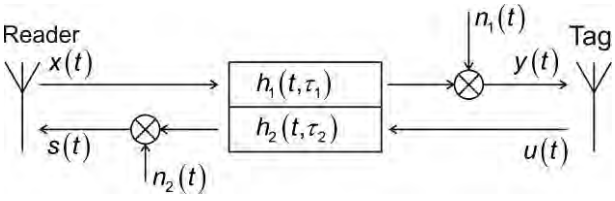


Рис. 1. Модель распространения RFID сигнала внутри помещений.

Fig. 1. Indoor propagation model for the RFID signal

In our case, it is necessary to take into consideration the channel influence for two directions (from the reader to the tack and back), as well as backscatter modulation influence. Than, the propagation model will take a form presented in Fig.1.

Here $n_1(t)$, $n_2(t)$ are noisy components in the upper and lower channels, $h_1(t,\tau_1)$, $h_2(t,\tau_2)$ are pulse characteristics of above-mentioned channels, as well as the signal transmitted by the reader is given:

$$x(t) = A\sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (8)$$

where ω_0, φ_0 and A are the carrier frequency, the initial phase and the amplitude of the transmitted non-modulated oscillation, accordingly. The high-frequency signal passing to the tag antenna is:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau_1)h_1(t-\tau_1)d\tau_1 + n_1(t). \quad (9)$$

Since we need to take into account the influence of the inverse scattering modulation, the signal backscattered from the tag has a view:

$$u(t) = y(t)\cdot M(t), \quad (10)$$

where $M(t)$ is the some modulation law defined as:

$$M(t) = m\cdot b(t), \quad (11)$$

where $b(t)$ is some informational binary sequence; m is a parameter considering influence of the tag indices and CO, and also the shape of used modulation. In this case, the signal received by the reader is:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau_2)h_2(t-\tau_2)d\tau_2 + n_2(t). \quad (12)$$

Equations (8)-(12) allow obtaining of the signal of analytical type received by the reader, which can be used after that for simulation of various modes of signal transmission as well as research of methods of coordinate determination of the controllable objects. We note that usually only energy relations similar to (1)-(4) are given in the literature devoted to RFID system models investigations of propagation channels [8]. Publications, in which the time realizations are examined, can be met extremely rarely [7]. At the moment of this paper writing, authors could not find out the relations similar to the equation system of (8)-(12) type.

Now we proceed principles of implementation of radio engineering positioning methods, which can be used in RFID systems.

Power methods. For this group of methods is typical that a distance to the CO is determined on the base of the backscattered signal power, according to (1). At that, we can distinguish the iterative method [9] and the method of converting of the backscattered signal intensity into a distance (so-called, *RSSI*-method) [10].

Iterative method. The reader power slowly increases from the lower to high level by means of small increments. When the target tag becomes visible for the reader, the system registers the power level, at which the tag was detected and the distance is determined from the tag to the reader [11].

RSSI-method. A set of base stations perform power measurements of the backscattered signal to calculate a distance from BS to the CO. The central server accepts data about RSSI and convert the obtained values into the distance from the tag to BS.

Angular methods. To determine the signal arrival direction (direction of arrival - DoA) to the reader input, we can usually use the antenna arrays. The radio signal propagates in the space with some time lag. For narrow-band signals, this time lag can be represented as the

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

phase shift between the elements of antenna array. Thus, having calculated the phase difference between signals, which are received by different elements of the array, one may determine the DoA of a signal backscattered from the target tag [13], [14], [15], [16]. Usually, for this, the following algorithms can be used: the multiple signal classification - MUSIC; calculations of signal parameters with the help of ESPRIT – estimation of signal parameters via rotational invariance technique; minimum variance distortionless response MVDR; as well as methods of the least squares, maximal likelihood and the method based on the Cramér–Rao bound.

Time-Based methods. The distance to the CO in the time-based methods is determined at the expense of measuring of the signal propagation time (as in radar systems). These methods can be divided into two ways: determination of time of arrival (ToA) [11]; determination of time difference of arrival between readers (TDoA) [12].

The task of ToA determination is already solved in the literature. The most widely-spread and simple approach is determination of cross correlation between the received and reference signals. We may use also such algorithms as MUSIC, ESPRIT, inverse Fourier transform, chirp-z transform and other similar approaches [18].

Determination of TDoA can be performed by two main methods: measurement of time of signal arrival (ToA) backscattered from the tag for further calculation of the difference of arrival time, or application the cross correlation method for signal copies, which are received by different readers.

III. Non-RF Methods

As was mentioned before, non-RF methods are based on the analysis of the radio map. Let's explain this definition. In most cases (except the proximity method) positioning uses a set of reference tags transmitting the information to the reader. Such kind of information most often expressed as the value of the strength of the received signal (RSSI) [11]. and coordinates of the reference tags. Thus, this set could be described as an intensity matrix, which could be defined by the different ways. The result of such a definition is the radio map.

Non-RF method could be conditionally divided into four sub-groups [17]:

- kNN-like [20], [21];
- based on clustering [17];
- probabilistic [19], [22];
- proximity

Note that the proximity method will not be discussed because the coordinates of the CO corresponds to the coordinates of the reader received the tags information.

kNN (k-Nearest Neighbors algorithm). This is a non-parametric nearest neighbor algorithm used in classification and in regression [11]. The main idea is to measure the RSSI of reference tags with known location. A measured values recorded to the database is the radio map. Then database elements perform to search k-closest matches with the RSSI linked to the target tag. The Euclidian distance is used for matching.

Mathematical interpretation of this algorithm consists of two equations written below [18]:

$$E^{(m)} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N}\left(R_i^{(m)} - S_i\right)^2}; \qquad (13)$$

$$\left(X_E, Y_E\right) = \sum_{i=1}^{k} \frac{\frac{1}{E_i^2}\cdot\left(X_i, Y_i\right)}{\sum_{j=i}^{k}\frac{1}{E_i^2}}, \qquad (14)$$

where N is the number of the base stations; m is the number of the reference points; R is the vector of the intensity of the reference points; S is the vector of the intensity of the target; E is the matching vector shows the Euclidian distance between R and S vectors; (X,Y) – coordinates of reference points; (X_E,Y_E) – estimated coordinates of the target tag.

Clustering analysis. Note that this method was not presented in the literature that known to us and we described its application in [23]. The process of the obtaining of the input data is identical to the kNN method but the estimation of the coordinates differs dramatically. At first, we should form the set of observation $\left(\vec{x_1}, \vec{x_2}, ..., \vec{x_n}\right)$ where every observation is a vector containing the information about coordinates of the reference tags and the Euclidian distance between the RSSI data of these tags and a target. Then the set of observations is divided into clusters by the k-means clustering algorithm. This process calls clustering. The main idea of the algorithm is to combine n observations into $k\left(\le n\right)$ sets $\vec{S} = \left\{S_1, S_2, ..., S_k\right\}$ so as to minimize the within-cluster sum of squares (WCSS). In another words we can define this process by the following expression [23]:

$$WCSS = \underset{\vec{S}}{\arg\min} \sum_{i=1}^{k}\sum_{x\in S_i}\left\|x - \mu_i\right\|^2, \qquad (15)$$

where μ_i is the mean of points in $\vec{S}$

The result of the clustering is the matrix [23] with means (this definition includes the information about the difference of the intensity of the tag's replies). Then, the method chooses the cluster with the minimum difference of intensity's and its coordinates are supposed to be the location of the target tag.

Probabilistic methods. This kind of methods uses the reference tags too. Probabilistic methods are applied for the determining the object location by the selection of the possible coordinates with a maximum posterior probability [19]. It is supposed that the vector $\vec{m_i}$ describes the cumulative probabilistic function of the measurement or its own localization error for the i-th target tag with coordinates $\vec{p_i} = \left[x_i, y_i, z_i\right]^T$. Thus, the radio map is considered as a probabilistic density function for the controlled space. The Bayes' law can be applied to increase the accuracy of the positioning of the target tag. Let us assume that the prior coordinates are $\vec{o} = [x_o, y_o, z_o]^T$ and define the observation of the location as $\vec{p} = \left[x, y, z\right]^T$. For each observation, the probability density of the observed variable of $p\left(\vec{o} \mid \vec{p}\right)$ is a likelihood function, which could be obtained by measurements made by the set of readers. Accordingly to the Bayes' law a posterior probability of the location $\vec{p}$ will be determined by the following expression:

$$p\left(\vec{o} \mid \vec{p}\right) = \frac{p\left(\vec{o} \mid \vec{p}\right)p\left(\vec{p}\right)}{p\left(\vec{o}\right)}, \qquad (16)$$

where $p\left(\vec{p}\right)$ is a prior probability of the CO located in $\vec{p}$ point before the observation.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

The probability density of the controlled object has not any preference for any particular location and the likelihood function describes the posterior distribution of the coordinates completely, when the uniform prior distribution is defined. Therefore, the posterior distribution can be used to select the optimal location of the controlled object. Its coordinates may be defined as:

$$\hat{p} = \sum_{i=1}^{N_R} p\left(\overrightarrow{p_i} \mid \vec{o}\right) p_i \ . \qquad (17)$$

IV. Conclusion

The results of study of the main positioning principles used in RFID technology are shown in this paper. The model of the indoor propagation channel for RFID system is offered. The models that will be used in further theoretical research of the existing localization algorithms are given. We shall be able, to our opinion, to use these models for increasing of the accuracy and stability of positioning systems based on the RFID technology in future.

The presented models will be used in comparative analysis performed with the help of multiple-criteria decision-making methods due to this we should to formulate the list of criteria.

V. References

[1] Smirnov O.V.; Bogatyrev Y.A.; Smolskiy S.M.; Sovremennyie metodyi opredeleniya koordinat ob'ektov s ispolzovaniem RFID tehnologii (chast 1 – radiotehnicheskie metodyi); //Radiotehnicheskie tetradi, - № 55; 2015. Radiotehnicheskie tetradi, - № 55; Moskva, 2015.

[2] Nikitin, P.V.; Rao, K.V.S., "Theory and measurement of backscattering from RFID tags," Antennas and Propagation Magazine, IEEE , vol.48, no.6, pp.212,218, Dec. 2006.

[3] Griffin, J.D.; Durgin, G.D., "Complete Link Budgets for Backscatter-Radio and RFID Systems," Antennas and Propagation Magazine, IEEE , vol.51, no.2, pp.11,25, April 2009.

[4] Yi Zhao; Smith, J.R., "A battery-free RFID-based indoor acoustic localization platform," RFID (RFID), 2013 IEEE International Conference on , vol., no., pp.110,117, April 30 2013-May 2 2013.

[5] Penttila, K.; Keskilammi, M.; Sydanheimo, L.; Kivikoski, M., "Radar cross-section analysis for passive RFID systems," Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings , vol.153, no.1, pp.103,109, 6 Feb. 2006.

[6] Hashemi, H., "The indoor radio propagation channel," Proceedings of the IEEE , vol.81, no.7, pp.943,968, Jul 1993.

[7] Griffin, J.D.; Durgin, G.D., "Link Envelope Correlation in the Backscatter Channel," Communications Letters, IEEE , vol.11, no.9, pp.735,737, September 2007.

[8] Dardari D. et al. Ultra-wide bandwidth backscatter modulation: Processing schemes and performance //EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2011. – T. 2011. – №. 1. – pp. 1-15.

[9] Chawla K., Robins G. An RFID-based object localisation framework //International journal of radio frequency identification technology and applications. – 2011. – T. 3. – №. 1. – pp. 2-30.

[10] Hightower J., Want R., Borriello G. SpotON: An indoor 3D location sensing technology based on RF signal strength //UW CSE 00-02-02, University of Washington, Department of Computer Science and Engineering, Seattle, WA. – 2000. – T. 1.

[11] Zhang Y., Li X., Amin M. Principles and techniques of RFID positioning //RFID SYSTEMS. – 2010. – p. 389.

[12] Wu, Jiaqing; Three-Dimensional Indoor RFID Localization System; University of Nebraska – Lincoln; Lincoln, Nebraska; 2012.

[13] R. Miesen, F. Kirsch, M. Vossiek. UHF RFID Localization Based on Synthetic Apertures; //IEEE Transactions on Automation Science and Engi-neering, vol. 10, no. 3, pp. 807–815; Jul. 2013.

[14] M. Scherhäufl, M. Pichler, A. Stelzer. Localization of passive UHF RFID tags based on inverse synthetic apertures; Proc. IEEE Int. Conf. RFID; pp. 82–88; Apr. 2014.

[15] Kronberger R. et al. UHF RFID localization system based on a phased array antenna //Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on. – IEEE, 2011. – pp. 525-528.

[16] R. Sanudin, N. H. Noordin, A. O. El-Rayis, N. Haridas, A. T. Erdogan and T. Arslan, "Capon-like DOA Estimation Algorithm for Directional Antenna Arrays," 2011 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC), pp. 1-4, November 2011.

[17] Smirnov O.V.; Bogatyrev Y.A.; Smolskiy S.M.; Sovremennyie metodyi opredeleniya koordinat ob'ektov s ispolzovaniem RFID tehnologii (chast 2 – ne radiotehnicheskie metodyi); //Radiotehnicheskie tetradi, - № 55; 2015. Radiotehnicheskie tetradi, - № 55; Moskva, 2015.

[18] P. Wang, G. Zhang, J. Xiong, C. Xue and W. Zhang, “RootMUSIC Algorithm with Real-Valued Eigendecomposition for Acoustic Vector Sensor Array,” 2010 First InternationalConference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications, pp.652-656, 2010.

[19] Bouet, M., dos Santos, A.L. RFID Tags: Positioning Principles and Localization Techniques; 1st IFIP Wireless Days; Dubai; 2005.

[20] Ni, Lionel M. LANDMARC indoor location sensing using active RFID; Wireless networks 10.6; pp. 701-710; 2004.

[21] Zhao, Yiyang, Yunhao Liu, Lionel M. Ni. VIRE Active RFID-based localization using virtual reference elimination; Parallel Processing, ICPP 2007. International Conference on. IEEE, 2007.

[22] Yang, Lei. A hybrid method for achieving high accuracy and efficiency in object tracking using passive rfid; Pervasive Computing and Communications (PerCom), //IEEE International Conference on. IEEE, 2012.

[23] Kotov A. Klasterizatsiya dannyih. / A. Kotov, N. Krasilnikov. Aviable at: http://yury.name.; 2006.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ACCURACY STUDY OF THE COMBINED GLONASS/GPS RECEIVER

Skrypnik O. N., Netchaev E. E., Arefev R. O., Astrahanceva N. G.
Irkutsk branch of the Moscow State Technical University of Civil Aviation
Street of Communards, 3, Irkutsk, 664047, Russian Federation
Ph.:(3952) 794543 e-mail: skripnikon@yandex.ru

Abstract — On the basis of natural experiments and semi-natural modeling with use of the CH-3803M simulator the accuracy of the aviation CH-4312 receiver is investigated during the work on GLONASS systems, GPS and in the combined mode.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ СОВМЕЩЕННОГО ГЛОНАСС/GPS ПРИЕМНИКА

Скрыпник О. Н., Нечаев Е. Е., Арефьев Р. О., Астраханцева Н. Г.
Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации
Ул.Коммунаров, 3, г. Иркутск, 664047, Россия
тел.: (3952) 794543 e-mail: skripnikon@yandex.ru

Аннотация — На основе натурных экспериментов и полунатурного моделирования с использованием имитатора СН-3803М исследована точность авиационного приемника СН-4312 при работе по системам ГЛОНАСС, GPS и в совмещенном режиме.

I. Введение

В настоящее время отечественными и зарубежными производителями выпускаются приемники спутниковых систем навигации (ССН), позволяющие принимать и обрабатывать сигналы от систем ГЛОНАСС и GPS как одновременно (совмещенный режим), так и раздельно по выбираемой пользователем системе. Такие функции реализованы как в приемниках бытового назначения, так и в авиационных, например, в изделии СН-4312.

Известно, что работа приемника ССН в совмещенном режиме обеспечивает лучшие условия навигационного сеанса, под которыми будем понимать геометрический фактор (GDOP – Geometrical Dilution Of Precision), который зависит от числа и расположения относительно потребителя спутников, по сигналам которых выполняются навигационные определения.

Как правило радиочастотный тракт совмещенных приемников бытового назначения выполнен общим, что упрощает их конструкцию. В авиационных приемниках, например в А-737, общими являются только антенна, предварительный усилитель и полосно-пропускной фильтр, а далее сигналы GPS и ГЛОНАСС разделяются диплексором. Однако ГЛОНАСС и GPS отличаются принципами разделения каналов (соответственно, частотное и кодовое разделение), что может привести к некоторым особенностям работы совмещенных приемников ССН.

II. Основная часть

Исследования особенностей работы совмещенных приемников были проведены путем натурных экспери-ментов и полунатурного моделирования с использованием программно-аппаратного комплекса в составе имитатора сигналов СН-3803М, авиационного приемника СН-4312 и специально разработанного интерфейса сопряжения (программная и аппаратная часть) выхода приемника (шина стандарта ARINC-469) с ПЭВМ для автоматизации процесса документирования и последующей обработки результатов экспериментов.

В качестве исходных данных для моделирования орбитального движения GPS и ГЛОНАСС использовалась информация о реальном альманахе систем, загружаемая с веб-сайтов навигационного центра GPS USCG, данных GNSS информационной системы данных динамики земной коры и сайта Информационно-аналитического центра ГЛОНАСС.

Приемник СН-4312 обеспечивает измерение и индикацию горизонтальных координат (широты и долготы), высоты над поверхностью земного эллипсоида, расчет и индикацию горизонтального и вертикального геометрических факторов (ГФ), а также индикацию номеров наблюдаемых НС и уровня их сигналов в точке приема (функция RAIM) [1].

Адекватность полунатурного моделирования была подтверждена проведением ряда натурных и полунатурных экспериментов по методике, предложенной в [2], показавших хорошую согласованность полученных результатов.

Полунатурный эксперимент проводился для точки с координатами N=56.857778, E=105.728889 (аэродром Усть-Кут) на интервале времени 01.00-09.00 UTC для альманаха систем на 25.08.2014.

Результаты полунатурного эксперимента представлены на рис.1 (а – изменение вертикального ГФ (VDOP), б – текущие значения погрешности измерения высоты). На рисунке кривые 1, 2, 3 соответствуют работе приемника по ГЛОНАСС, по GPS и в совмещенном режиме ГЛОНАСС/GPS.

Анализ полученных результатов показывает, что при работе по GPS на исследуемом интервале времени VDOP изменяется от 0,93 до 3,9, при этом среднее значение составляет 1,59. Для ГЛОНАСС вертикальный ГФ изменяется в меньшем диапазоне – от 0,93 до 1,3, при этом среднее значение составляет 1,4, что несколько лучше, чем у GPS.

При работе в совмещенном режиме значения VDOP лежат в пределах 0,78-1,4 при среднем значении 0,99 на исследуемом интервале времени.

Таким образом, ГЛОНАСС в целом обеспечивает в районе аэродрома Усть-Кут лучшие условия нави-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

гационного сеанса, чем GPS. Работа по совмещенной группировке обеспечивает значительное улучшение геометрического фактора и достаточно стабильные условия навигационного сеанса на всем исследуемом интервале наблюдения.

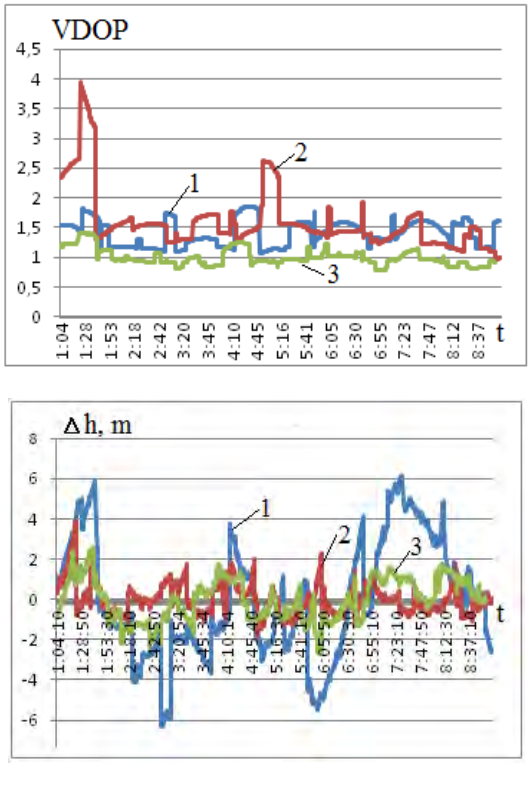


Рис. 1. Результаты полунатурного эксперимента: а) – вертикальный ГФ; б) – погрешность измерения высоты.

Fig. 1. The results of the semi-natural experiment: (a) - VDOP; b) - the measurement of height

Однако, несмотря на меньшее значение VDOP, точность измерения высоты приемником СН-4312 по ГЛОНАСС хуже, чем по GPS. Так, рассчитанная по всей выборке измерений на исследуемом интервале времени среднеквадратическая погрешность измерения высоты составила 3,94 м (ГЛОНАСС), 0,53 м (GPS) и 1,19 м (ГЛОНАСС/GPS). При этом работа по ГЛОНАСС/GPS обеспечивает точность измерения высоты, близкую к точности GPS.

Натурный эксперимент проводился в точке с координатами N=52°15´25´´, E=104°21´22´´, H=503,2 м, (геодезически привязанный пункт в г.Иркутск) на интервале времени 05.30-11.00 UTC для альманаха систем на 15.03.2015.

Результаты натурного эксперимента представлены на рис.2 (а – изменение VDOP, б – текущие значения погрешности измерения высоты). На рисунке кривые 1, 2, 3 соответствуют работе приемника по ГЛОНАСС, по GPS и в совмещенном режиме ГЛОНАСС/GPS.

При работе по GPS на исследуемом интервале времени VDOP изменяется от 1,0 до 3,5, при этом среднее значение составляет 1,39. Для ГЛОНАСС вертикальный ГФ изменяется в меньшем диапазоне – от 1,05 до 2,0, при этом среднее значение составляет 1,47, что несколько хуже, чем у GPS. При работе в совмещенном режиме VDOP изменяется от 0,8 до 1,7 при среднем значении 0,99 на интервале наблюдения.

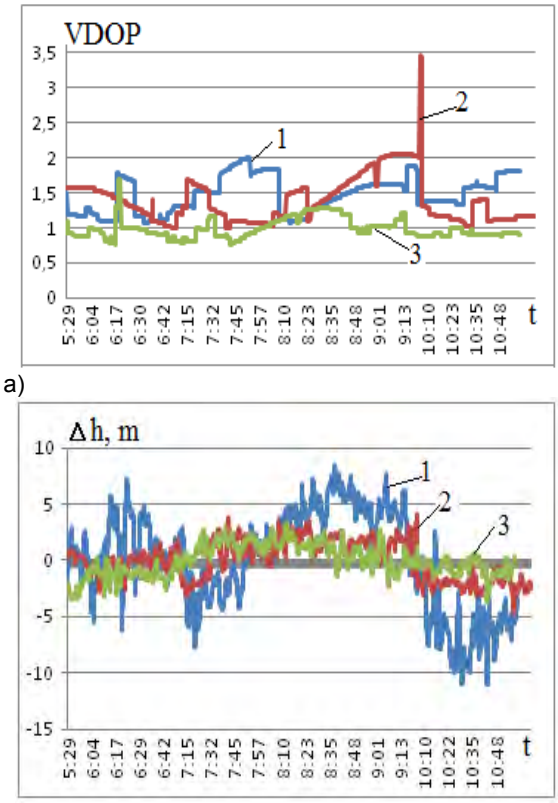


Рис. 2. Результаты натурного эксперимента: а) – вертикальный ГФ; б) – погрешность измерения высоты.

Fig. 2. The results of the natural experiment: (a) - VDOP; b) - the measurement of height

Натурный эксперимент показал, что погрешность измерения высоты при работе по ГЛОНАСС также хуже, чем при работе по GPS, а при работе приемника в совмещенном режиме точность измерения высоты будет хуже, чем при работе по GPS.

Аналогичные результаты получены и для точности определения горизонтальных координат.

III. Заключение

Экспериментально показано, что точность совмещенных ГЛОНАСС/GPS приемников ухудшается при работе в совмещенном режиме, по сравнению с режимом работы только по GPS. По этой причине работа приемников в совмещенном режиме может быть рекомендована в случаях существенных сбоев в работе GPS.

IV. References

[1] Skrypnik O.N. Radionavigacionnye sistemy vozdushnyh sudov. [Radio navigational systems of aircrafts]. - M.: Infra-M, 2014, 348 p.

[2] Skrypnik O. N., Nechaev E.E., Arefev R.O. Construction and analysis of GPS accuracy fields on the basis of hardware-software means NI GPS Simulation Toolkit. SCIENTIFIC BULLETIN OF THE MOSCOW STATE TECHNICAL UNIVERSITY OF CIVIL AVIATION, 2014, №209, pp.5-12

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

RESEARCH OF PROCESS OF TRANSITION OF THE MOBILE DEVICE FROM THE NAVIGATION SATELLITE SYSTEM TO BLUETOOTH SYSTEM OF NAVIGATION IN A BUILDING

Agafonov A. A., Dolgikh A. R., Malygin I. V., Prozorov A. M.
Ural Federal University
Ekaterinburg, 620002, Russia
ph: 343-3745292, e-mail: pit_pit2@mail.ru

Abstract — Possibility of continuous transition between two independent systems of navigation – satellite and Bluetooth on one mobile device is experimentally shown. Accuracy of determination of location indoors makes 0.5 meters. Accuracy of determination of location is determined by signals of global navigation systems by opportunities of the concrete receiver module and in this research makes 5 meters.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕХОДА МОБИЛЬНОГО УСТРОЙСТВА СО СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА СИСТЕМУ BLUETOOTH НАВИГАЦИИ ВНУТРИ ЗДАНИЯ

Агафонов А. А., Долгих А. Р., Малыгин И. В., Прозоров А. М.
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 343-3745292, e-mail: pit_pit2@mail.ru

Аннотация — Экспериментально показана возможность безразрывного перехода между двумя независимыми системами навигации – спутниковой и Bluetooth на одном мобильном устройстве. Точность определения местоположения внутри помещения составляет 0,5 метра. Точность определения местоположения по сигналам глобальных навигационных систем определяется возможностями конкретного приемного модуля и в данном исследовании составляет 5 метров.

I. Введение

В закрытых, многоэтажных, подземных помещениях функционирование спутниковых систем навигации невозможно, поэтому для определения местоположения в этом случае применяются системы внутренней навигации на основе радиомаяков Bluetooth, сетей Wi-Fi, магнитного поля земли и т.д. Максимальная точность определения местоположения внутри здания достигается благодаря комбинации данных, полученных от радиомаяков Bluetooth Low Energy (BLE), и инерциальных датчиков (гироскоп, акселерометр, барометр), встроенных в мобильное устройство.

Вопросы расчета и функционирования внутренних систем навигации подробно рассмотрены в специальной литературе [1-11], однако аспекты совместной работы спутниковой и локальной систем навигации изучены недостаточно.

Для проверки возможности конвергенции и бесшовного перехода между двумя независимыми систем навигации – спутниковой и Bluetooth на одном мобильном устройстве, был проведен эксперимент на базе смартфона LG Nexus 5, поддерживающего обе системы, с развертыванием системы радиомаяков BLE внутри помещения.

II. Основная часть

При подготовке эксперимента были разработаны радиомаяки BLE, использующие чип Texas Instruments CC2541 с поддержкой протокола Bluetooth 4.0, проведено развертывание системы радиомаяков в помещении площадью 280 м^2, имеющем прямой выход на улицу. Разработано тестовое программное обеспечение для смартфона на базе ОС Android 5.0, рисующее карту помещения и выводящее текущее местоположение в виде точки на экране (Рис.1). Опытным путем было установлено, что для достижения точности определения местоположения до 0.5 м достаточно равномерно распределить радиомаяки под потолком помещения из расчета одно устройство на 23-25 м^2.



Рис. 1. Расположение маркера объекта на электронной карте помещения.

Fig. 1. Object marker arrangement on to the electronic map of the room

Для определения местоположения используется метод минимакс (Рис. 2), использующий зависимость относительного затухания сигнала от расстояния для оценки местоположения объекта. Тёмными квадратами показано местоположение радиомаяков, точка «X» - локация мобильного устройства.

Преимуществом данного метода является простота математических расчётов и приемлемо низкая абсолютная ошибка метода локализации. Для достижения большей точности определения координат объектов, в тестовой программе производится синтез данных, поступающих от обработки сигналов радиомаяков, с показателями встроенных датчиков инерциальный систем. Такой метод позволяет производить фильтрацию по ускорению изменения ме-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

стоположения устройства и улучшать точность измерения координат в 3-5 раз.

Так как смартфон оснащен модулем GPS/ГЛОНАСС, была исследована точность определения местоположения на открытом пространстве - по результатам экспериментов она составила примерно 5 метров.

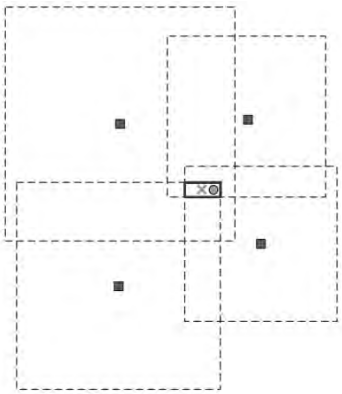


Рис. 2. Принцип определения местоположения.

Fig. 2. Principle of determination of location

Для исследования процесса перехода смартфона мобильного робота - со спутниковой навигационной системы на систему Bluetooth навигации внутри помещения был поставлен ряд опытов по перемещению объекта как наружу, так и внутрь здания. Так как тестируемое помещение обладает окнами и кирпичными стенами толщиной 0.6 м, сигналы радиомаяков с мощностью излучения до 10 мВт обнаруживаются на радиусе до 15 метров снаружи здания. При нахождении вне помещения и попадании смартфона в зону покрытия нескольких радиомаяков, появляется возможность вычисления местоположения устройства, используя как спутниковую систему навигации, так и систему на основе радиомаяков BLE.

Обрабатывая значения координат, поступающих от двух систем, тестовая программа отдает приоритет системе внутренней навигации из-за большей точности, достижимой в непосредственной близости со зданием. При этом полный переход от спутниковой системы происходит в случае видимости смартфоном более 3 радиомаяков.

Необходимо отметить, что для приема сигналов от систем навигации на исследуемом оборудовании используются разные антенны и схемы вычисления, что позволяет проводить синхронную обработку значений координат, полученных от обеих систем.

При полном перемещении смартфона внутрь здания сигналы спутниковых навигационных систем пропадают, или их становится недостаточно для решения задачи определения местоположения. Так как любое здание можно покинуть только несколькими строго определенными путями, например, в исследуемом помещении - через входную группу или эвакуационные выходы, то прилегающие к ним зоны были размечены на карте в тестовой программе специальным образом.

При попадании устройства в данную зону программа отдавала команду на пробуждение модуля спутниковой навигации для реализации возможного выхода из помещения и перехода на спутниковую навигацию. Если смартфон оказывается вне здания, необходимо несколько секунд для поиска сигналов спутников и определения локации. До тех пор, пока не будет достигнуто стабильного приема от систем GPS/ГЛОНАСС, программа вычисляет местоположение смартфона вне здания в пределах 10-15 метров от стен.

Выбор радиомаяков BLE в качестве основы для формирования системы внутренней навигации обосновывается простотой разработки и внедрения системы, низкой стоимостью оборудования и возможностью параллельной обработки сигналов от спутников GPS/ГЛОНАСС для синхронизации системы.

III. Заключение

1. В ходе работы была создана и развернута полноценная навигационная система, подходящая для использования внутри помещений и обеспечивающая точность локации до 0.5 метров.

2. Впервые исследован процесс обеспечения беспрерывной навигации мобильного робота, как вне помещений, так и при перемещении внутри.

3. Дальнейшие исследования должны быть направлены на определение высоты нахождения мобильного робота (например, БПЛА) внутри помещения, а также конкретного этажа дислокации.

IV. References

[1] Wang Yaonan, Yang Yimin, Yuan Xiaofang, Zuo Yi, Zhou Yuanli, Yin Feng, Tan Lei. Autonomous mobile robot navigation system designed in dynamic environment based on transferable belief model, Volume 44, Issue 8, October 2011, Pages 1389-1405

[2] Naoya Ohnishi, Atsushi Imiya. Appearance-based navigation and homing for autonomous mobile robot. Image and Vision Computing, Volume 31, Issues 6–7, June–July 2013, Pages 511-532.

[3] Piotr Batog, Andrzej Wołczowski. Odor Markers Detection System for Mobile Robot Navigation. Procedia Engineering, Volume 47, 2012, Pages 1442-1445

[4] Kang Hou, Hanxu Sun, Qingxuan Jia, Yanheng Zhang. An Autonomous Positioning and Navigation System for Spherical Mobile Robot. Procedia Engineering, Volume 29, 2012, Pages 2556-2561

[5] T.D. Frank, T.D. Gifford, S. Chiangga. Minimalistic model for navigation of mobile robots around obstacles based on complex-number calculus and inspired by human navigation behavior. Mathematics and Computers in Simulation, Volume 97, March 2014, Pages 108-122

[6] Aziza M. Zaki, Osama Arafa, Sanaa I. Amer. Microcontroller-based mobile robot positioning and obstacle avoidance Journal of Electrical Systems and Information Technology, Volume 1, Issue 1, May 2014, Pages 58-71

[7] Hyungjik Lee, Seul Jung. Balancing and navigation control of a mobile inverted pendulum robot using sensor fusion of low cost sensors. Mechatronics, Volume 22, Issue 1, February 2012, Pages 95-105

[8] Yi Zhu, Tao Zhang, Jingyan Song, Xiaqin Li. A hybrid navigation strategy for multiple mobile robots. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, Volume 29, Issue 4, August 2013, Pages 129-141

[9] Mohammad Abdel Kareem Jaradat, Mohammad Al-Rousan, Lara Quadan. Reinforcement based mobile robot navigation in dynamic environment. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, Volume 27, Issue 1, February 2011, Pages 135-149

[10] Kang Hou, Hanxu Sun, Qingxuan Jia, Yanheng Zhang. An Autonomous Positioning and Navigation System for Spherical Mobile Robot. Procedia Engineering, Volume 29, 2012, Pages 2556-2561

[11] Alexey S. Matveev, Hamid Teimoori, Andrey V. Savkin. Navigation of a unicycle-like mobile robot for environmental extremum seeking. Automatica, Volume 47, Issue 1, January 2011, Pages 85-91

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

IMPLEMENTATION OF SYSTEM OF DIFFERENTIAL CORRECTION AND MONITORING (SDCM) FOR RUSSIA AND CIS COUNTRIES

Ilcev St. D.
Durban University of Technology (DUT), Durban, South Africa
ilcev@dut.ac.za

Abstract — This paper introduces the project implementation known as System of Differential Correction and Monitoring (SDCM) for Russia and Commonwealth of Independent States (CIS). At this point, 12 former Soviet Republics, except three Baltic States participate in the CIS cooperation. The SDCM project was designed under the leading role of the Russian Institute of Space Device Engineering (RISDE), situated in Moscow. The work has begun in accordance with the contract with the Federal Space Agency of Russia (Roscosmos). This contract was signed within the frames of the Federal Mission Oriented Program named GLONASS. The described system is being under construction since 2002, and in 2006 the part of it dedicated to integrity monitoring was put into operation. The space and ground segment with their composition and functions including some information on basic steps on the way to SDCM implementation are described. The proposal for establishment of special movement guidance and control in seaports and airports are also discussed.

1. Introduction

The new developed infrastructure of Regional Satellite Augmentation Systems (RSAS) in Russia is known as System of Differential Correction and Monitoring (SDCM) designed and projected by the state Russian Federal Space Agency (Russian: Федеральное космическое агентство России), commonly shortly called Roscosmos. So, in this project are involved other agencies associated to Roscosmos like JSC "Russian Space Systems", Russian Institute of Space Device Engineering (RISDE) and Russian Aerospace Defence Forces as an operator of GLONAS. The SDCM project as a will provide service in CIS countries for maritime, land (road and rail) and aeronautical applications.

Thus, with operational and new projected RSAS networks, SDCM network will be integrated in Global Satellite Augmentation System (GSAS) with new Satellite Communication, Navigation and Surveillance (CNS) for improved and more efficient traffic control and management at sea, on land and in the air. This System also enhances safety and emergency systems, transport security and control of transportation freight, logistics and the security of the crew and passengers onboard ships, land vehicles and aircraft as well.

The current CNS infrastructures of the first generation of Global Navigation Satellite System (GNSS-1) are represented by old fundamental solutions for Position, Velocity and Time (PVT) of the satellite navigation and determination systems such as the US GPS and Russian (former-Soviet Union) GLONASS military requirements, respectively.

The current Communication systems for all mobile application are combined by conventional Radio (MF, HF and VHF or UHF-band) and recently by Satellite communications, while the current Navigation applications are represented by GPS, GLONASS, Chinese Compass (BeiDou) and European Galileo.

In fact, the GPS and GLONASS systems are first generation of GNSS-1 infrastructures giving positions up to 30 meters, using simple GPS or GLONASS receivers (Rx) onboard chips, land vehicles or aircraft, and they therefore suffer from certain weaknesses, which make them impossible to be used as the sole means of navigation for all transportation systems. Technically and practically GPS or GLONASS systems used autonomously are incapable of meeting civil maritime, land (road and rail) and aeronautical transportation very high requirements for integrity, position availability, continuity and significantly precise accuracy in general and are insufficient for certain very critical sailing stages at sea and flight of aircraft in particular.

Because these two systems are developed to provide navigation particulars of position and speed on the ship's bridges or in the airplane cockpits, only captains of the ships or airplanes know very well their position and speed, but people in Traffic Control Centers (TCC) cannot get in all circumstances their navigation or flight data without service of new CNS facilities. Besides of accuracy of GPS or GLONASS, without new CNS is not possible to provide full TCC in every critical or unusual situation.

Also these two GNSS systems are initially developed for military utilization only, and now are also serving for all transportation civilian applications worldwide, therefore, today many countries and international organizations would never be dependent on or even entrust people's safety to GNSS systems controlled by one or two countries. Augmented GNSS-1 solutions known as Regional Satellite Augmentation System (RSAS) were recently developed to improve the mentioned deficiencies of current GNSS military systems and to meet the present transportation civilian requirements for very high-operating Integrity, Continuity, Accuracy and Availability (ICAA) [1, 2, 3, 4].

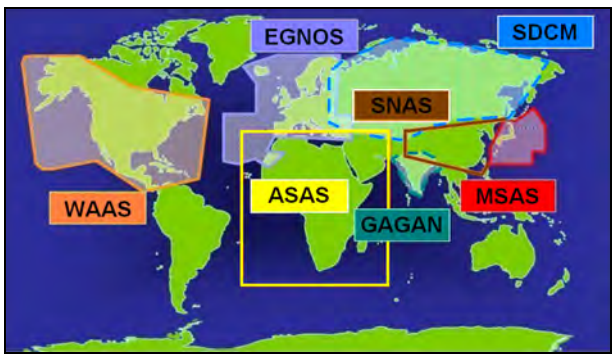


Figure 1. Operational and Projected RSAS Networks – Courtesy of Book: by Ilcev [2]

These new operational CNS systems are the US Wide Area Augmentation System (WAAS), the European Geostationary Navigation Overlay System (EGNOS) and Japanese MTSAT Satellite-based Augmentation System (MSAS), and there are able to provide CNS data from mobiles to the TCC in their RSAS network coverage. However, those three RSAS networks or Satellite-Based Augmentation System (SBAS) are operational and interoperable subsegments of the Global Satellite Augmentation System (GSAS).

These three operational systems are part of the GSAS network and integration segments of the GNSS-1 system of GPS and GLONASS and new GNSS-2 of the European Galileo and Chinese Compass, including In-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

marsat CNSO (Civil Navigation Satellite Overlay) and new project of African Satellite Augmentation System (ASAS). The additional three RSAS of GNSS networks in operational or development phase are the Russian System of Differential Correction and Monitoring (SDCM), the Chinese Sino (Satellite) Navigation Augmentation System (SNAS) and recently full operational Indian network of GPS/GLONASS and GEOS Augmented Navigation (GAGAN).

The new developed NAV Canada's CWAAS is extension of the current US WAAS coverage by deploying additional Reference Stations (RS) and linking them to the US WAAS Master Control Stations (MCS). Only remain something to be done in South America, Central Asia, Indonesia and Australia for establishment of global GSAS. In Figure 1 are shown operational RSAS such as: WAAS, EGNOS and MSAS, than under operational or construction stages are SDCM, SNAS and GAGAN, all in Northern Hemisphere and Africa and Middle East have ASAS project as a first in Southern Hemisphere [2, 3, 4, 5].

2. Deployment of SDCM

Russia is developing a GLONASS System of SDCM covering the Russian territory and CIS countries, cut from the same pattern as the US WAAS and the European EGNOS. The SDCM would perform integrity monitoring of both systems GPS and GLONASS satellites as well as provide differential corrections and analyze GLONASS system performance, which space and ground configuration is shown Figure 2.

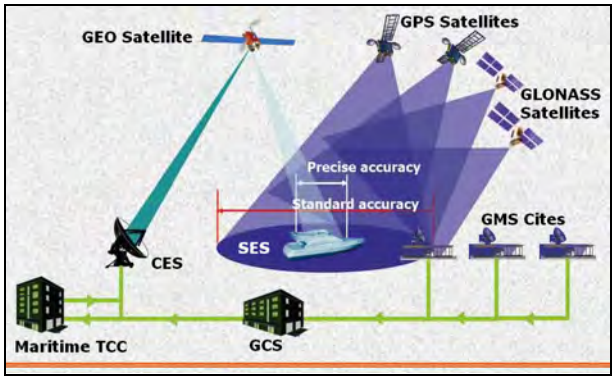


Figure 2. SDCM Infrastructure – Courtesy of Brochure: by Roscosmos [4]

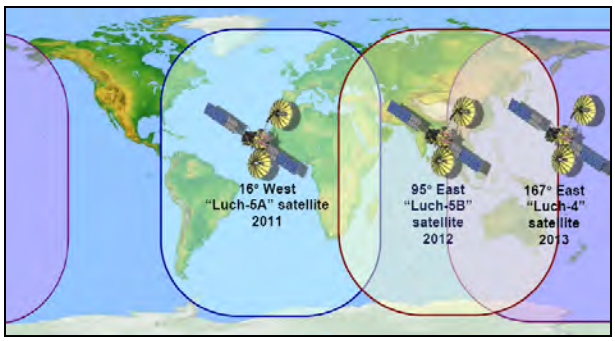


Figure 3. SDCM Space Segment – Current Status Courtesy of Brochure: by Roscosmos [4]

The space segment contains 3 Luch Geostationary Earth Orbit (GEO) including 24 operational GPS and 24 GLONASS satellites. The ground segment is containing several Ground Earth Stations (GES) as Gateways, Ground Monitoring Stations (GMS) or Reference Integrity Monitoring Stations (RIMS), Ground Control Stations (GSC) or Central Processing Facilities (CPF) and Traffic Control Centers (TCC) serving maritime, or land (road and rail) and aeronautical users.

The SDCM would provide real-time differential corrections with horizontal positioning accuracy of 1 to 1.5 meters and vertical accuracy of 2 to 3 meters. Thus, a centimeter level real-time precise positioning service would be available within 200 kilometers around base stations. The difference of SDCM with respect to other RSAS networks is that it is conceived as an augmentation that would perform integrity monitoring of both GPS and GLONASS satellites, whereas the rest of current RSAS initiatives provide corrections and integrity just to GPS satellites.

However, GAGAN and the future ASAS network will also provide augmentation of both GPS and GLONASS spacecraft navigation data. The performances of SDCM architecture is to provide the whole Russia and other CIS and near-by courtiers, which territories are in the footprint of the SDCM network and inside of the GEO spacecraft coverage. Thus, the SDCM objectives are to achieve integrity monitoring of GNSS-1 satellites and to provide differential corrections to GPS and GLONASS satellites.

Initially, Russia launched two GEO Luch satellites in 2010 and 2011 to support SDCM, and will position them at 16º West longitude and 95º East, respectively. The SDCM network is operational since December 2011 when was launched Luch-5A. The SDCM Space Segment is composed of 3+1 GEO satellites, illustrated in Figure 3. In fact, both launches were postponed, and therefore according to last information the particulars of the current and projected spacecraft are presented in Table 1.

Table 1. Configuration of SDCM Space Segment

Satellite	Location	Launch	Lifespan
Luch-5A	167°E	Late 2011	10 Years
Luch-5B	16°W	Late 2012	10 Years
Luch-5V	95°E	Early 2014	10/15 Years
Luch-4		2016	

The main components of the future SDCM Ground Segment are a network of 56 RIMS or Reference Stations (RS), few CPF stations, few GES uplink stations and terrestrial broadcast means. In fact, the SDCM network initially is composed of 46 stations in Russia and 4 stations in Antarctic, such as Progress, Novolazarevskaya, Bellingshausen and Russkaya.

Future development of ground RIMS terminals or Reference Stations (RS) are including additional 8 RS on territory of Russia and up to 19 RS abroad, such as: 3 stations in China and 2 in Kazakhstan, India, Ukraine, Japan, Spain, Fiji Islands, Brazil, Australia, Indonesia, Mongolia, Sweden, Iceland, Argentina, Nicaragua and Canada.

The main central processing facility will be located in Moscow and it will be complemented with a reserve facility. The uplink stations for the Luch 5A and 5B satellites will be deployed in Moscow as well, whilst the location of the one for Luch 5 has not been decided yet. In addition to the GEO broadcast, it is foreseen that SDCM provides Internet and GSM broadcast from an SISNeT and NTRIP server [5, 6, 7, 8].

Currently 19 collection and processing stations (CPF) are deployed so far in Russia and 4 such stations are located abroad. There is a plan to expand the network of stations by 10 stations annually, up to 40 stations in Russia and 20 stations abroad. The SDCM network is scheduled to begin fully operational in 2015.

The main SDCM task is to provide an Integrity monitoring system, which has to solve the issue of operating

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

quality estimation of Space Navigation System (SNS) for GLONASS and GPS. The term "integrity monitoring" means the observation for system parameters and user informing about the cases of abnormal operation. The SDCM system carries out: on-line and a posteriori monitoring.

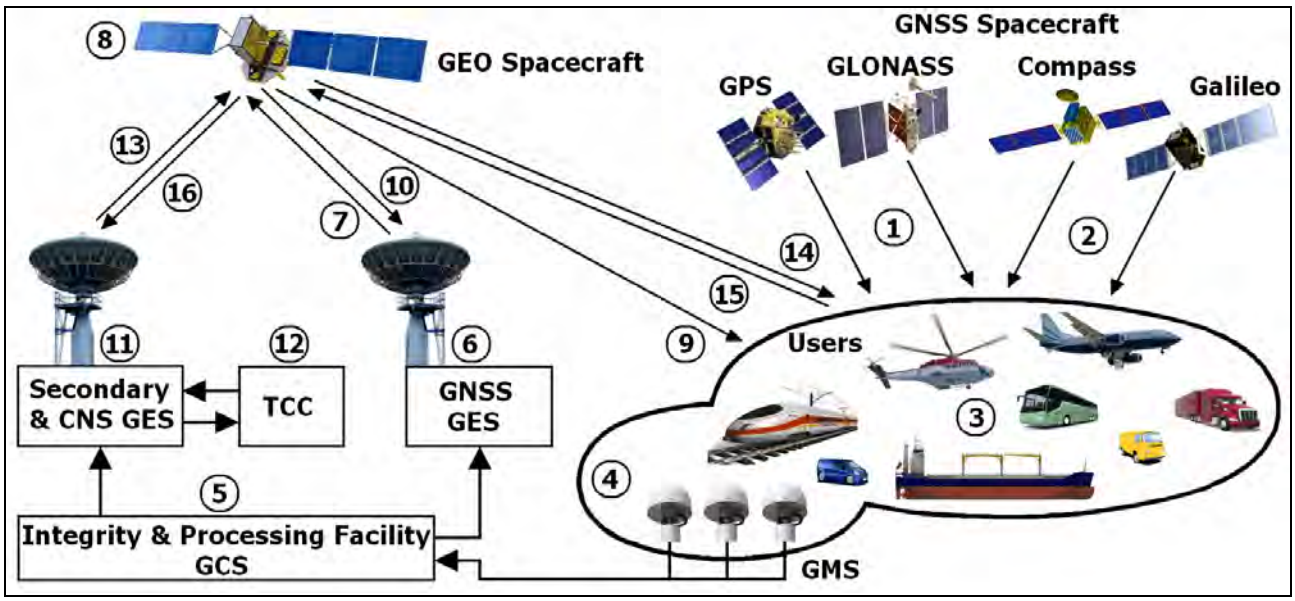


Figure 4. ASAS Architecture of the CNS Network Configuration – Courtesy of Book: by Ilcev [7]

The goal of On-line Monitoring (OM) is quickest user warning concerning the initiation of any operating failure of SNS, which tasks are: 1. The estimation of pseudorange measurement errors based on GLONASS and GPS Navigation Space Vehicle (NSV) in real time and 2. User informing concerning the values of these errors.

However, the goal of a posteriori monitoring is the estimation of different parameters, which are effected upon the quality of navigation definitions having used SNS. The tasks of AM present the fixing process, when NSV operation is abnormal, and also the estimation of all delays and errors parameters. Thus, abnormal operation of NSV is the operation, when the total effect of ephemeris errors and errors of satellite clock-and-frequency corrections exceeds the permissible limit.

System of integrity monitoring of navigation fields NSV consists of: Monitoring Points (MP) and Center of Global Monitoring (CGM). The communication links between MP and GCM is performed by means of Internet technologies.

3. Configuration of SDCM Network

By using GNSS-1 chain, the new SDCM network is estimated to improve the GPS or GLONASS satellite signal accuracy from about 30 meters to approximately 0.5 to 3 meters. However, the main task of SDCM is not just to provide very precise positioning system for ships and aircraft in particulars, but to provide CNS data to ship and aircraft captain the positions of adjacent ships or aircraft, respectfully. In such a way, designed and implemented as a primary means of satellite CNS the SDCM system configuration will facilitate control of seaports and airports approaching and management of all ships or aircrafts and vehicle movements on seaports or airports surface, and will be principle in supporting the following services:

1) The transmission of integrity and health information on each GPS or GLONASS satellite in real time to ensure all users do not use faulty satellites for navigation, known as the GNSS Integrity Channel (GIC).

2) The continuous transmission of ranging signals in addition to the GIC service, to supplement GPS, thereby increasing GPS signal availability. Thus, increased signal availability also translates into an increase in Receiver Autonomous Integrity Monitoring (RAIM) availability, which is known as Ranging GIC (RGIC).

3) The transmission of GPS or GLONASS wide area differential corrections has, in addition to the GIC and RGIC services, to increase the accuracy of civil GPS and GLONASS signals. Namely, this feature has been called the Wide Area Differential GNSS (WADGNSS).

The combination of the GEO spacecraft overlay services supported by the US GPS and Russian GLONASS will be referred to as the SDCM network illustrated in Figure 4.

As observed this figure, all mobile users (3) receive navigation signals (1) from GPS or GLONASS satellites. In the near future can be used GNSS-2 signals of Galileo and Compass satellites. These signals are also received by all reference GMS terminals located within CNS area of integrity monitoring networks (4) operated by the Russian governmental agencies [2, 7, 9, 10]. The monitored data are sent to a regional Integrity and Processing Facility of GCS (5), where the data is processed to form the integrity and WADGNSS correction messages, which are then forwarded to the Primary GNSS GES (6). Then at the GES, the navigation signals are precisely synchronized to a reference time and modulated with the GIC message data and WADGNSS corrections. The augmented signals are sent to a satellite on the C-band uplink (7) via any GEO spacecraft (8), they are frequency-translated to the mobile user on L1 and new L5-band (9) and to the C-band (10) used for maintaining the navigation signal timing loop. The timing of the signal is done in a very precise manner in order that the signal will appear as though it was generated on board the satellite as a GPS ranging signal.

The Secondary GNSS GES can be installed in Communication CNS GES (11), as a hot standby station in the event of failure at the Primary GNSS GES. The Traffic Control Centre (TCC) terminals (12) could send request to all particular mobiles for providing CNS information by Voice or Data, including Voice over IP (VoIP) and Voice, Data and Video over IP (VDVoIP) on C-band uplink (13) via GEO Communication payload and on C-band downlink (14) to GPS or GLONASS Receivers (Rx) of mobile

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

users (3). The mobile users are able to send augmented CNS data on L-band uplink to TCC (15) via the same spacecraft and L-band downlink (16). The TCC sites are processing CNS data received from mobile users by Host and displaying on the screen, similar to the radar display, their current positions very accurate and in the real time for traffic control and management purpose.

As state above, the most important and unique sequence in this stage is that traffic controller in TTC can use the position data and manage certain traffic in more safe way as surveillance radar for collision avoidance, during any heavy weather or visibility conditions. On request, TCC operator may send position data of each mobile in vicinity for enhanced collision avoidance (13 and 14). Each mobile, such as ships and aircraft will be also able to provide polling of position data, memorized in TCC, for any adjacent mobile (ship or aircraft) and use it for enhanced collision avoidance and awareness [2, 7, 11, 12].

4. Conclusion

The SDCM GNSS network being developed by Roscosmos will enable new CNS applications that will provide services to mobile sites, such as ocean vessels, land vehicles and airplanes.

Hence, the SDCM network has to improve CNS facilities for maritime, land and aeronautical applications across the contiguous Russian territories and near-by countries. The high requirements for better ICAA of GNSS (GPS or GLONASS) in this Region will be realized with implementation of multifunctional Luch GEO satellite constellation for CNS applications, GNSS-1 and new coming GNSS-2 determination solutions.

The SDCM network solution has the potential to accelerate the availability of ICAA CNS services especially for airports and flying corridors over the Continent and for seaports and coastal navigation around unfriendly Arctic seawaters. As a final result, this essential African project for Russia and CIS countries will boost the transportation industry, increase economic growth and provide job creation in the Region.

5. References

[1] Prasad R. & Ruggieri M., “Applied Satellite Navigation Using GPS, GALILEO, and Augmentation Systems”, Artech House, Boston, 2005.

[2] Ilcev D. S. “Global Aeronautical Communications, Navigation and Surveillance (CNS)”, Volume 1 & 2, AIAA, Reston, 2013.

[3] SBAS, “EGNOS (www.esa.int), WAAS (www.gps.faa.gov) and MSAS”, (www.nec.com), 2014.

[4] ESA, “SDCM”, Navipedia, 2015 [http://www.navipedia.net/index.php/SDCM].

[5] Russian L., “Russian Global Navigation Satellite System”, Moscow, 2014 [C:\Temp\bat\Russian Global Navigation Satellite System by Leonid Russian, Made in Russia.htmhttps://www.facebook.com/notes/made-in-russia/russian-global-navigation-satellite-system-by-leonid-russian-made-in-russia/330940140393015].

[6] "Роскосмос, “Российская система дифференциальной коррекции и мониторинга (СДКМ)”, Москва, 2015. [http://www.sdcm.ru/smglo/staticpages?version=rus&site=extern&title=about]

[7] Ilcev D.S., “Global Mobile Communication, Navigation and Surveillance (CNS)”, Manual, DUT, Durban 2012.

[8] РКС, “Система дифференциальной коррекции и мониторинга (СДКМ)”, ОАО Российские космические системы, Москва, 2012.

[9] Stupak G., “SDCM Status and Plans”, RSS, Seventh Meeting of the International Committee on Global Navigation Satellite Systems, RSS, Beijing, 2012.

[10] Kaplan E.D. “Understanding GPS Principles and Applications”, Artech House, Boston, 1996.

[11] Del Re E. & Ruggieri M., “Satellite Communications and Navigation Systems”, Springer, New York, 2008.

[12] Grewal M.S. and Others, “Global Positioning Systems, Inertial Navigation, and Integration”, Wiley, London, 2008.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DESIGN AND EXPERIMENTAL RESEARCH OF A HANDHELD RFID READER SYSTEM

Gimpilevich Yu. B.[1], Iskiv V. M.[1], Mickhayluck Y. P.[1], Savochkin A. A.[1],
Schekaturin A. A.[1], Lukyanchikov A. V.[1], Levin E. A.[2]
Federal State Educational Institution of Higher Education
"Sevastopol State University" [1]
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: +7(8692)435108, e-mail: pulson2011@gmail.com
LEDS Inc. [2]
Toronto, Canada, e-mail: leds.rfid@yahoo.ca

Abstract — The results for HANDHELD RFID READER, designed to solve the problem of localization of objects with passive RFID tags is presented. The possibility of the formation of five to fourteen detection zones using the antenna system of the four elements with circular polarization is shown. The results of an experimental study of the system is shown too.

РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ HANDHELD RFID READER

Гимпилевич Ю. Б.[1], Иськив В. М.[1], Михайлюк Ю. П.[1], Савочкин А. А.[1],
Щекатурин А. А.[1], Лукьянчиков А. В.[1], Левин Э. А.[2]
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Севастопольский государственный университет» [1]
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Крым
тел.: +7(8692)435108, e-mail: pulson2011@gmail.com
LEDS Inc. [2]
Торонто, Канада, e-mail: leds.rfid@yahoo.ca

Аннотация — Представлены результаты разработки системы HANDHELD RFID READER, предназначенной для решения задачи локализации объектов, маркированных пассивными RFID метками. Показана возможность формирования от пяти до четырнадцати зон обнаружения при использовании антенной системы из четырех элементов с вращающейся поляризацией. Приведены результаты экспериментального исследования системы.

I. Введение

Для известных RFID систем характерен общий недостаток: как правило, системы решают только задачу определения наличия одного или нескольких объектов в пределах зоны действия ридера системы [1, 2]. Размеры этой зоны определяются в основном техническими характеристиками ридера (параметрами приемника, передатчика, антенны). Результатом работы такой системы является определение идентификаторов объекта [3].

Однако, для многих практических задач важно не только зафиксировать факт наличия или отсутствия RFID метки и идентифицировать объект, но и выполнить локализацию положения объекта по одной или нескольким пространственным координатам.

Целью настоящего исследования является разработка и экспериментальное исследование системы HANDHELD RFID READER, предназначенной для решения задачи локализации объектов, маркированных пассивными RFID метками.

II. Основная часть

Конструкция макета разработанного HANDHELD RFID READER показана на рис. 1. Антенная система выполнена в виде четырехэлементной линейной эквидистантной фазированной антенной решетки, формирующей поле излучения круговой поляризации в частотном диапазоне (902…928) МГц.

Элементом решетки является печатный излучатель в форме квадрата с усеченными углами [4].

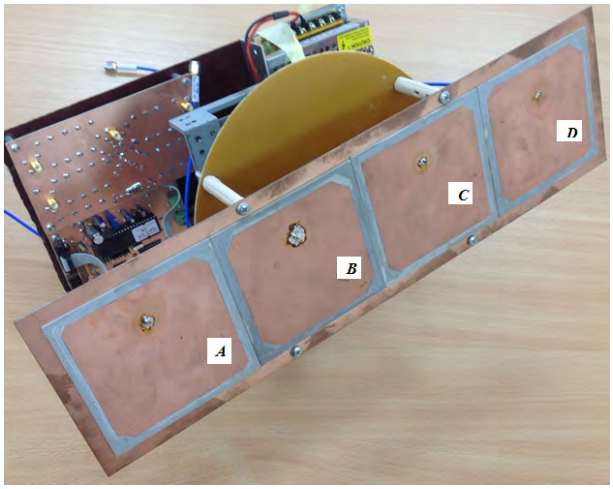


Рис. 1. Конструкция макета разработанного HANDHELD RFID READER.

Fig. 1.The HANDHELD RFID READER design

Для проведения исследований использовалась тестовая поверхность в виде диэлектрического основания (размерами 1×1,2 м) с равномерным размещением 32-х тестовых меток. Метки устанавливались перпендикулярно диэлектрическому основанию. Внешний вид тестовой поверхности показан на рис. 2.

Калибровка системы проводилась методом минимума: при этом выполнялась попарная фазировка каналов по минимуму уровня принимаемого сигнала.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

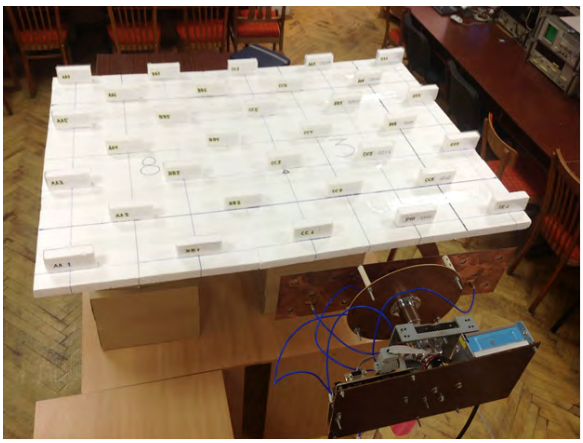


Рис. 2. Общий вид тестовой поверхности.

Fig. 2. The general view of the test surface

Для управления фазовращателями в каналах возбуждения антенных элементов разработана программа, интерфейс которой показан на рис. 3.

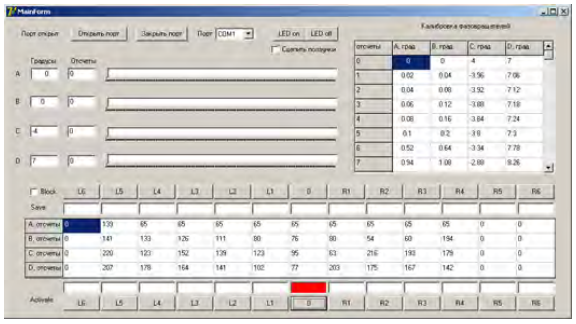


Рис. 3. Интерфейс программы управления.

Fig. 3. The interface of the management program

Эксперименты проводилась для расстояний калибровки 0,7 м и 1,2 м. На рис. 4 показаны результаты сканирования тестовой поверхности.



Рис. 4. Суммарное распределение для расстояний L = 0,4…1,2 м, расстояние калибровки 1,2 м.

Fig. 4. The total distribution for the removal L = 0.4 ... 1.2 m, 1.2 m distance calibration

На рис. 4 использованы следующие обозначения: расстояние L от первой линии меток до антенной решетки 1,2 м (Amin и Amax), расстояние L = 1 м (Bmin и Bmax), расстояние L = 0,8 м (Cmin и Cmax), расстояние L = 0,6 м (Dmin и Dmax), расстояние L = 0,4 м (Emin и Emax); обозначения min и max означают использование методов минимума и максимума соответственно.

Красным цветом обозначены точки ответов для метода максимума, голубым цветом — для метода минимума. Примерное местоположение точки прицеливания выделено белым цветом.

Время сканирования всей зоны действия определяется используемым режимом и составляет от единиц до десятков секунд. Максимальное время сканирования одной точки Δt не превышает 2-х секунд.

В результате эксперимента установлено, что все метки тестовой поверхности при сканировании как по методу максимума, так и по методу минимума, определяются (т.е. пропущенных меток нет). В большинстве случаев локальная зона накрывает точку прицеливания, причем в большем числе случаев для калибровки на 0,7 м.

При сканировании по методу максимума для угловых отклонений 25 и 35 градусов эффект «размывания» области отвечающих меток проявляется меньше при калибровке на расстоянии 0,7 м.

Сопоставление результатов сканирования по методу минимума с использованием двух уровней мощности ридера (25 дБм и 30 дБм) свидетельствует о возможности более точной локализации положения меток путем проведения измерений с разными уровнями мощности.

При уменьшении расстояния между тестовой поверхностью и антенной проявляется эффект уменьшения минимального расстояния обнаружения — область минимума удаляется в дальние ряды меток, расстояние до которых в большей степени соответствует калибровочному расстоянию.

Использование метода максимума позволяет за один цикл сканирования выполнить пространственную селекцию в пяти локальных зонах примерно одинаковой площади, тогда как использование метода минимума позволяет выполнить селекцию в 14-ти локальных зонах различной площади.

III. Заключение

Показана возможность создания системы локализации объектов HANDHELD RFID READER с компактной фазированной антенной решеткой печатных излучателей.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по базовой части государственного задания №2015/702 (Регистрационный номер НИР № 115041610026).

IV. References

[1] Gimpilevich, Yu.B., Savochkin, D.A. RFID indoor positioning system based on read rate measurement information // Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Odessa, September 16 — 20, 2013. — P. 546—548.

[2] Savochkin A., Mickhayluck Y., Iskiv V., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Levin E. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning // 20th Internaonal Conferenceon Microwaves, Radar and Wireless Communicatons, MIKON2014, June 16-18, 2014, — Gdansk, 2014. — P. 771—773.

[3] Gimpilevich, Yu.B., Savochkin, D.A. Approach for RFID tag measurement data modeling // Proceedings of the 24th IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology, CriMiCo-2014». — Sevastopol, Crimea, Russia, September 7—13, 2014. — Vol. 1. — P. 263—264.

[4] Schekaturin A., Mickhayluck Y., Savochkin A. Circularly Polarized Microstrip Antenna for RFID Systems // International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science, TCSET'2014, February 25 - March 1, 2014. — Lviv-Slavske, 2014. — P. 177.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ESTIMATING THE ACCURACY OF NAVIGATION TASK IN CREATING UAV'S RESERVED NAVIGATION SYSTEM WITH A LOCAL DIFFERENTIAL CORRECTION STATION

Krasnyanskiy A. S., Pyannikov A. A., Ivanov V. E.
Institute of Radioelectronics and Informational Technologies, Ural Federal University
32, Mira str., Ekaterinburg, 620002, Russia
ph: 343-3745292, e-mail: next2@list.ru

Abstract — Today unmanned aerial vehicles (UAV) using the satellite navigation system GPS, GLONASS, Beidou, etc. not only to determine the location of the UAV, but also for additional applications, thereby increasing the accuracy requirements of navigation. The present research focuses on estimating the accuracy of navigation in creating reserve height precision navigation system for UAV.

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ РЕЗЕРВИРОВАННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ БПЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛОКАЛЬНОЙ КОНТРОЛЬНО-КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ СТАНЦИИ

Краснянский А. С., Пьянников А. А., Иванов В. Э.
Институт радиоэлектроники и информационных технологий
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина
Ул. Мира, 32, г. Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 343-3745292, e-mail: next2@list.ru

Аннотация — Сегодня беспилотные летательные аппараты (БПЛА) используют системы спутниковой навигации GPS, ГЛОНАСС, Beidou и т.д. не только для определения местоположения БПЛА, но и для решения прикладных задач, вследствие чего возрастают требования к точности решения навигационной задачи. Настоящее исследование посвящено оценке точности решения навигационной задачи при создании отечественной резервированной навигационной системы высокой точности.

I. Введение

Системы спутниковой навигации (СНС) [1] широко используются в БПЛА для решения навигационных задач уже более 15 лет. Полетный котроллер БПЛА получает сообщения от приемника СНС установленного на борту, анализирует их с учетом информации от бортовых инерциальных систем (ИНС) и выполняет решение навигационной задачи БПЛА (рис.1). Как правило, точность решения такой задачи – единицы, а то и десятки метров. Для полета по многокилометровому маршруту такой точности вполне достаточно, но для решения прикладных задач, таких как автоматический взлет, посадка, определения координат наземных объектов требуется повышенная точность решения навигационной задачи БПЛА. Одним из способов повышения точности решения такой задачи является использование дифференциальных поправок, вырабатываемых на земле и передающихся по каналу связи на борт БПЛА в приемники СНС.

Авторами данной статьи разработана схема резервированной навигационной системы БПЛА с использованием резервированной локально контрольно корректирующей станции (ЛККС), формирующей дифференциальные поправки и состоящей из вычислителя, двух станций выработки дифференциальных поправок (СВДП) и двух станций интегрального контроля (СИК) (рис. 2).Данная система по предварительным расчётам способна обеспечивать дециметровую точность решения навигационной задачи БПЛА.

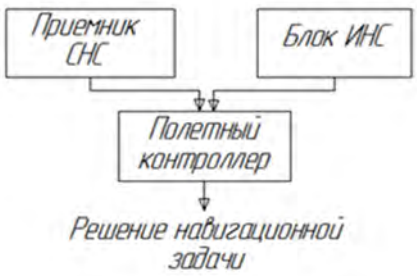


Рис. 1. Схема типичного решения навигационной задачи на борту БПЛА.

Fig. 1. Typical scheme of UAV's navigation task solution

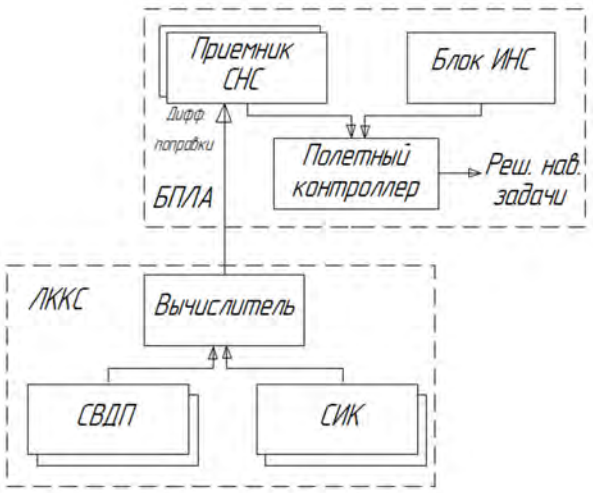


Рис. 2. Схема решения навигационной задачи БПЛА с использованием дифференциальных поправок.

Fig. 2. Scheme of UAV's navigation task solution with differential corrections using

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

II. Основная часть

Целью настоящего исследования являлось подтверждение технического решения, способствующего повышения точности решения навигационной задачи БПЛА.

В качестве бортового приемника СНС, а так же приемником СИК ЛККС был выбран 32 канальный модуль GPS/ГЛОНАСС NV08C-CSM [2] фирмы «НАВИС Групп». В станции выработки дифференциальных поправок применялся аналогичные приёмники с доработанным программным обеспечением, позволяющим формировать сообщения, содержащие дифференциальные поправки. Вырабатываемые поправки соответствуют международному стандарту RTCM 104 v. 2.3 [3] и передаются на борт БПЛА через телеметрический канал связи (дифференциальным режим с коррекцией координат).

Резервирование каждого блока наземного и бортового сегментов навигационной системы способствует повышению отказоустойчивости навигационной системы и как следствие – снижению вероятности потери БПЛА.

Испытания предложенной схемы проводились на комплексе с БПЛА «Форпост». Измерения проводились на аппаратуре, получившей достоверное навигационное решение (время работы не менее 60 мин с момента включения) при благоприятных метеоусловиях (минимум тропосферных задержек) и отсутствии многолучевости [4] принимаемого сигнала (использование геодезических антенн)

Дифференциальные поправки в ЛККС вычисляются методом кодовых измерений по формуле $\Delta X\ диф = \hat{x} - x$, где $\hat{x}$- вектор оценок координат дифференциальной станции, x – вектор эталонных, заранее известных координат[5]. Приемник СНС БПЛА, измерив свои координаты, получает сообщение с дифференциальной поправкой, актуальной на текущей момент времени, учитывает ее и выдает навигационное решение в полетный контроллер, формирующий окончательное решение навигационной задачи БПЛА

На рис. 3 приведена оценка ошибки решения навигационной задачи БПЛА находящегося на земле (статичное положение) с учетом и без учета дифференциальных поправок. Графики показывают ошибку навигационного решения БПЛА в плоских координатах, где Δx, м - ошибка решения по долготе, Δy, м – ошибка решения широте. [6]

III. Заключение

Проведенное испытание навигационной системы в статическом состоянии показало повышение точности решения навигационной задачи в 4-8 раз при использовании дифференциальных поправок, ошибка определения местоположения снизилась с 5-20 метров до 0.7-2.5 метра.

Дальнейшие исследования будут проводиться в направлении испытании навигационной системы в динамическом состоянии (полет БПЛА). оценке эффективности использования дифференциальных поправок на разных удалениях БПЛА от ЛКСС, а так де оценке ошибки определения высоты БПЛА. Перспективой данного исследования авторы считают использование переход от режима кодовых к режиму фазовых измерений (RTK-режим) [7], позволяющих получать сантиметровую точность решения навигационной задачи БПЛА

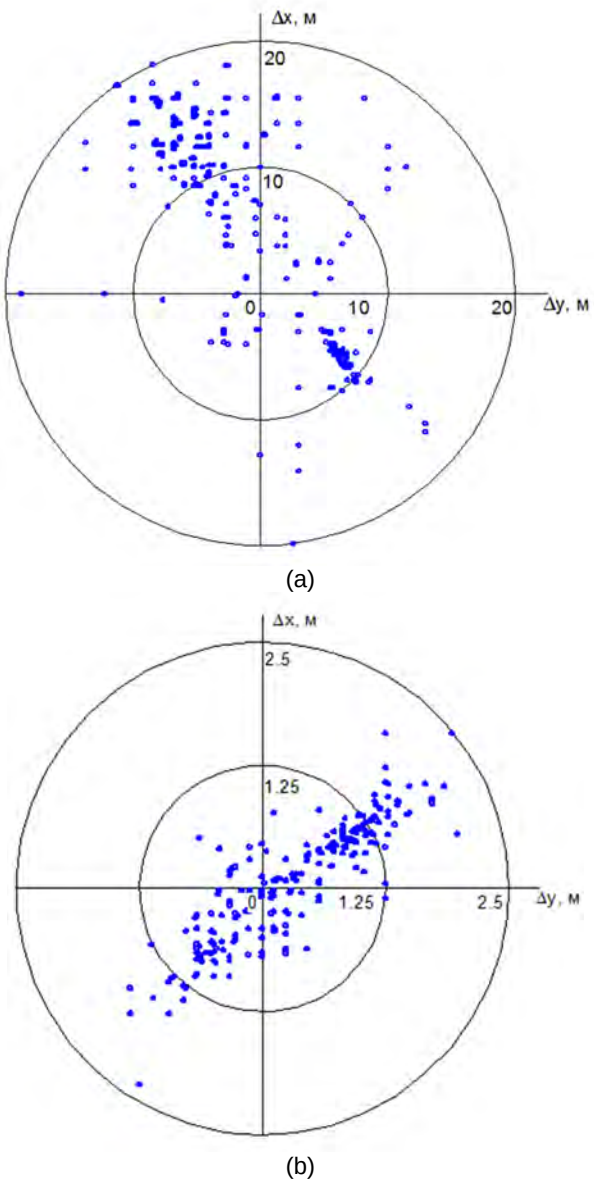


Рис. 3. Оценка ошибка решения навигационной задачи БПЛА без дифференциальных поправок (a) и с дифференциальными поправками (b).

Fig. 3. Estimation of error of navigation tasks UAV without differential corrections (a) and with differential correction (b)

IV. References

[1] Jesse Russell, Satellite navigation systems. VSD Ltd., 2012.

[2] Datasheet “NV08C-CSM v.2.4” LTD “Navis navigation system” 2012

[3] Yong Heo, Thomas Yan, “International Standard GNSS Real-Time Data Formats and Protocols”. IGNSS Symposium 2009.

[4] Sokolov, A.A. “Issledovanie algoritma ocenki oshibok mnogoluchevosti v GNSS” Sankt-Peterburg, apr. 2005 g. S. 7-8.

[5] Ratushnjak V.N "Metody opredelenija koordinat podvizhnyh obyektov v differencial'nyh rezhimah" Sibirskij federal'nyj universitet 2012.

[6] Ivan Petrovski “GPS, GLONASS, Galileo, and BeiDou for Mobile Devices: From Instant to Precise Positioning” Kembridge 2014.

[7] Serapinas B.B.”Global'nye sistemy pozicionirovanija.” — Izdanie 3-e, ispravlennoe i dopolnennoe. — Moskva: IFK «Katalog», 2002. — S. 62. — 106.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SATELLITE PLATFORMS AND ORBITAL MECHANICS FOR MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS

Ilcev St. D.
Durban University of Technology (DUT), Durban, South Africa
ilcev@dut.ac.za

Abstract — This paper describes orbital mechanics and their significance with regard to satellite or platforms use for Mobile Satellite Communications (MSC). Namely, here are introduced the fundamental laws governing satellite orbits and the principal parameters that describe the motion of the Earth's artificial satellites. Basic geometric theory of satellite coordinates is applied to determine the geographical azimuth and elevation (spacecraft altitude) angles required to point mobile satellite tracking antenna to the Geostationary Earth Orbit (GEO) or Non-GEO communication satellites. The mathematical treatment introduced in this paper takes into consideration circular and elliptical orbits. The important parameters of the Geometric and Horizon Coordinates such as the Satellite Distance and Coverage Area with special relations of Azimuth and Elevation angles are described.

1. Introduction

The platform is an artificial object located in orbit around the Earth at a minimum altitude of 20 km in the stratosphere and a maximum distance of 36,000 km. The artificial platforms can have a different shape and designation but usually they have the form of aircraft, airship or spacecraft. There are special space stations and space ships, which are serving on more distant locations from the Earth's surface for scientific exploration and research and for cosmic expeditions.

Orbital mechanics is a specific discipline describing planetary and satellite motion in the Solar system, which can solve the problems of calculating and determining the position, speed, path, perturbation and other orbital parameters of planets and satellites. In fact, a space platform is defined as an unattended object revolving about a larger one. Although it was used to denote a planet's Moon, since 1957 it also means a man-made object put into orbit around a large body (planet), when the former-Soviet Union launched its first spacecraft Sputnik-1. Thus, the man-made satellites are sometimes called artificial satellites.

Orbital mechanics support a communication satellites project in the phases of orbital design and operations. The orbital design is based on a generic survey of orbits and at an early stage in the MSC project is tasked to identify the most suitable orbit for the objective MSC service. The orbital operation is based on rather short-term knowledge of the orbital motion of the satellite and starts with TT&C maintenances after the satellite is located in orbit. In effect, only a few types of satellite orbits are well-suited for MSC and navigation systems.

2. Space Environment

The satellite service begins when a spacecraft is located as a space platform in the desired orbital position in a space environment around the Earth. This space environment is a very specific part of the Universe, where many factors and determined elements affect the planet and satellite motions. A thick layer of many different gasses known as the atmosphere surrounds the Earth, whose density decreases as the altitude increases. There is no air and the atmosphere disappears at about 180 km above the Earth, where the Cosmos begins. The endless environment in space is not very friendly and is extremely destructive, mainly because there is no atmosphere, the cosmic radiation is very powerful, the vacuum creates very high pressure on spacecraft or other bodies and there is the negative influence of very low temperatures.

The Earth's gravity keeps everything on its surface. All the heavenly space bodies such as the Sun, Moon, planets and stars have gravity and reciprocal reactions. Thus, any object flying in the atmosphere continues to travel until it meets forces due to the Earth's gravity or until it has enough speed to surpass gravity and to hover in the stratosphere. Namely, to send an object into space, it first has to overcome gravity and then travel at least at a particular minimum speed to stay in space. In fact, an object traveling at about 8 km/sec can circle around the Earth and become an artificial spacecraft. An enormous amount of energy is necessary to put a satellite into orbit and this is realized by using a powerful rocket. Rockets or launchers are defined as an apparatus consisting of a case containing a propellant (fuel) and reagents, by the combustion of which it is projected into the atmosphere or space.

As the payload is carried on the top, the rocket is usually separated from spacecraft and drops each stage after burnout. Finally, a rocket brings a payload up to the required velocity and leaves it in orbit. Sometimes, a rocket is also known as a booster, as a rocket starts with a low velocity and attains some required height, where air drag decreases and it attains a higher velocity [01, 02].

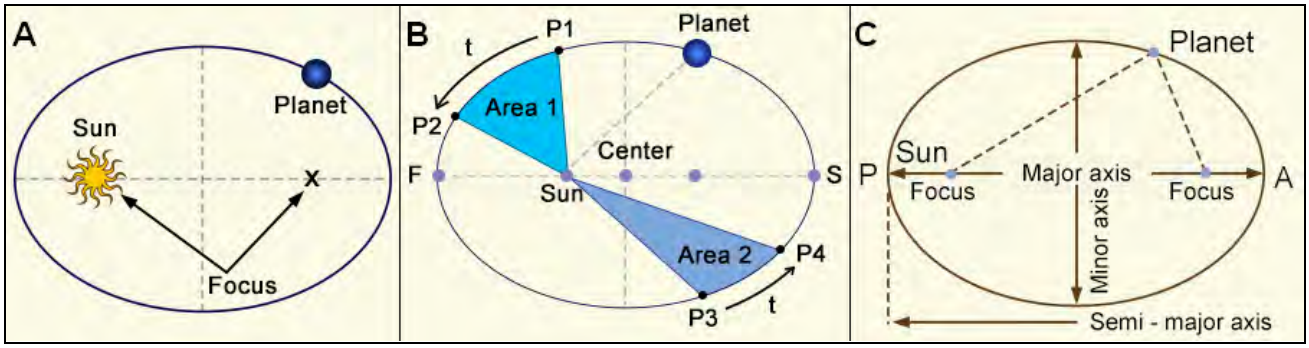


Figure 1. Kepler's Laws of Satellite Motion – Courtesy of Paper: by Swetha [03]

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

3. Laws of Satellite Motion

Johannes Kepler, a German mathematician, has contributed a great deal to the field of astronomy and astrology. The Laws of Planetary Motion that are formulated by Kepler proves that the orbits of the planets are ellipses and not circles, as believed by many. The ellipse is a geometrical shape that has two foci, such that, the sum of the distance from the focus to any point on the surface of the ellipse is constant. The orbits of planets have small eccentricities (flattening of ellipse), and so, they appear as circles. Based on the properties of ellipses, Johannes Kepler devised three laws that explain the motion of planets around the Sun.

A satellite is an artificial object launched and located by rocket in orbit follows the same laws in its motion as the planets rotating around the Sun. Thus, three important laws for planetary motion were derived by Johannes Kepler, as follows:

1. First Law – The first law is also known as The Law of Orbits. As discussed earlier, an ellipse has two foci. While studying the motion of planets around the Sun, Kepler explained that the path followed was elliptical, with the Sun as one of the two foci. In simple terms, the law is stated as: The orbit of each planet follows an elliptical path or all planets move in elliptical orbits, with the Sun at one focus, shown in Figure 1 (A). This indicates that the Sun is one focus, while the other focus is known as the vacant or empty focus. As seen in the diagram, the Sun and the empty focus lie on the major axis of the ellipse, and the planet lies on the surface of the ellipse. As the planet is continuously moving around the Sun, and as the Sun is not at the center of the ellipse, the Planet-Sun distance will always keep on changing. The Law of Orbits proofs that planet motion lies in the plane around the Sun (1602).

2. Second Law – The second law is also known as The Law of Equal Areas, shown in Figure 1 (B). As the Sun is one of the foci, it is clear that the Planet-Sun distance will be changing. But, the planet covers up for the increase in the distance by moving faster when it is closer to the Sun. This indicates that planets do not move at an uniform speed. This law states that: The line from the Sun to orbital planet or radius vector (r) sweeps out equal areas in equal intervals of time (t) as the planet travels around the ellipse. The point at which the speed of the planet is fastest is known as Perihelion or Perigee indicated with F (Fastest motion), while the distance with slowest speed is known as Aphelion (Apogee) indicated by S (Slowest motion). The distance measured from the Perihelion to the position of the Sun is known as Perihelion distance, while the distance from the Sun to the Aphelion is known as the Aphelion distance. The law says that, while moving in an elliptical path, the planet moves faster when it is closer to the Sun. This way, the radius sweeps equal areas in equal amount of time. If the planet is observed at successive times (P1, P2, P3, P4), it draw the radius vector during the first second observations, showing that the two radius vectors having the same area. So, the area swept during the time (t) by the planet to move from P1 to P2 is the same as the area swept while moving from P3 to P4. This is the Law of Equal Areas (1605).

3. Third Law – The third law of planetary motion in ellipse with Perigee (P) and Apogee (A) is alternatively known as The Law of Periods and Harmonic Law, see Figure 1 (C). This law relates the time required by a planet to make a complete trip around the Sun to its mean distance from the Sun. This law can be simply stated as: The square of the planet orbital period is directly proportional to the cube of the semi-major axis of its orbit. The square of the planet's orbital period around the Sun (T) is proportional to the cube of the semi-major axis (a = distance from the Sun) of the ellipse for all planets in the Solar system (1618).

Kepler's laws only describe the planetary motion if the mass of central body insofar as it is considered to be concentrated in its centre and when its orbits are not affected by other systems. However, these conditions are not completely fulfilled in the case of Earth motion and its artificial satellites. Namely, the Earth does not have an ideal spherical shape and the different layers of mass are not equally concentrated inside of the Earth's body [01, 02, 03, 04].

Because of this, the satellite motions are not ideally synchronized and stable, the motions are namely slower or faster at particular orbital sectors, which present certain exceptions to the rule of Kepler's Laws. Furthermore, in distinction from natural satellites, whose orbits are almost elliptical, the artificial satellites can also have circular orbits, for which the basic relation can be obtained by the equalizing the centrifugal and centripetal Earth forces [04, 05].

Thus, Kepler's Laws were based on observational records and only described the planetary motion without attempting an additional theoretical or mathematical explanation of why the motion takes place in that manner. In 1687, Sir Isaac Newton published his breakthrough work "Principia Mathematica" with own syntheses, known as the Three Laws of Motion:

1. Law I – Everybody continues in its state of rest or uniform motion in a straight line, unless it is compelled to change that state by forces impressed on it.

2. Law II – The change of momentum per unit time of a body is proportional to the force impressed on it and is in the same direction as that force.

3. Law III – To every action there is always an equal and opposite reaction.

On the basis of Law II, Newton also formulated the Law of Universal Gravitation, which states that any two bodies attract one another with a force proportional to the products of their masses and inversely proportional to the square of the distance between them. However, this law may be expressed mathematically for a circular orbit as:

$$F = m\,(2\pi/t)^2\,(R + h) = G\,[M \cdot m/(R + h)^2] \qquad (1)$$

where parameter m = mass of the satellite body; t = time of satellite orbit; R = equatorial radius of the Earth (6.37816×10^6 m); h = altitude of satellite above the Earth's surface; G = Universal gravitational constant (6.67×10^{-11} N m^2/kg^{-2}); M = Mass of the Earth body (5.976032×10^{24} kg) and F = Force of mass (m) due to (M) [04, 06].

4. Parameters of Elliptical Orbit

The satellite in circular orbit undergoes its revolution at a fixed altitude and with fixed velocity, while a satellite in an elliptical orbit can drastically vary its altitude and velocity during one revolution. The elliptical orbit is also subject to Kepler's Three Laws of satellite motion. Thus,

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

the characteristics of elliptical orbit can be determined from elements of the ellipse of the satellite plane with the perigee (П) and apogee (A) and its position in relation to the Earth, see Figure 2 (A). The parameters of elliptical orbit are presented as follows:

$$e = c/a = \sqrt{[1 - (b/a)^2]} \quad \text{or} \quad e = (\sqrt{a^2 - b^2}/a)$$
$$p = a\,(1 - e^2) \quad \text{or} \quad p = b^2/a$$
$$c = \sqrt{(a^2 - b^2)}$$
$$a = p/1 - e^2$$
$$b = a\,\sqrt{(1 - e^2)} \qquad (2)$$

where e = eccentricity, which determines the type of conical section; a = large semi-major axis of elliptical orbit; b = small semi-major axis of elliptical orbit; c = axis between centre of the Earth and centre of ellipse and p = focal parameter. The equation of ellipse derived from polar coordinates can be presented with the resulting trajectory equation as follows:

$$r = p/1 + e \cos \Theta \quad [m] \qquad (3)$$

where r = distance of the satellites from the centre of the Earth (r = R+h) or radius of path; Θ = true anomaly and E = eccentric anomaly. In this case, the position of the satellite will be determined by the angle called "the true anomaly", which can be counted positively in the direction of movement of the satellite from 0^o to 360^o, between the direction of the perigee and the direction of the satellite (S) [04, 07].

The position of the satellite can also be defined by eccentric anomaly, which is the argument of the image in the mapping, which transforms the elliptical trajectory into its principal circle, an angle counted positively in the direction of movement of the satellite from 0 to 360^o, between the direction of the perigee and the direction of the satellite. The relations for both mentioned anomalies are given by the following equations:

$$\cos \Theta = \cos E - e/1 - e \cos E$$
$$\cos E = \cos \Theta + e/1 + e \cos \Theta \qquad (4)$$

The total mechanical energy of a satellite in elliptical orbit is constant; although there is an interchange between the potential and the kinetic energies. As a result, a satellite slows down when it moves up and gains speed as it loses height. In fact, considering the termed gravitation parameter μ=GM (Kepler's Constant μ=3.99 x 10^5 km^3/sec^2), the velocity of a satellite in an elliptical orbit may be obtained from the following relation:

$$v = \sqrt{[GM\,(2/r) - (1/a) = \sqrt{\mu}\,(2/r) - (1/a)]} \qquad (5)$$

Applying Kepler's Third Law the sidereal time of one revolution of the satellite in elliptical orbit is as follows:

$$t = 2\pi\,\sqrt{(a^3/GM)} = 2\pi\,\sqrt{(a^3/\mu)} \qquad (6)$$

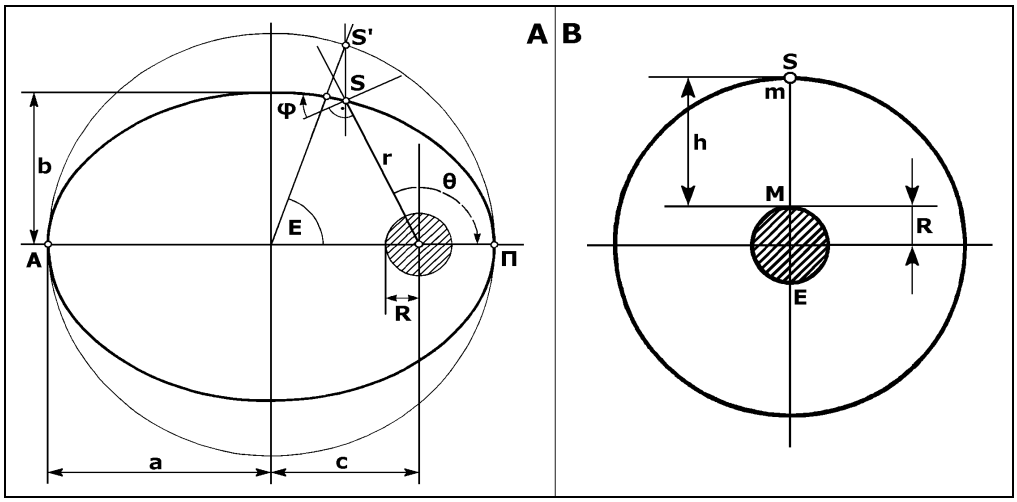


Figure 2. Elliptical and Circular Satellite Orbits - Courtesy of Book: by Galic [07]

$$t = 3.147099647\,\sqrt{(26{,}628.16 \cdot 10^3)^3 \cdot 10^{-7}} = 43{,}243.64 \quad [s] \qquad (7)$$

Therefore, the last equation is the calculated period of sidereal day for the elliptical orbit of the Russian-based satellite Molnya in High Elliptic Orbit (HEO) apogee = 40,000 km, perigee = 500 km, revolution time = 719 min and a = 0.5 (40,000 + 500 + 2 x 6,378.16) = 26,628.15 km [02, 05, 06, 07]

5. Parameters of Circular Orbit

The circular orbit is a special case of elliptical orbit, which is formed from the relations a = b = r and e = 0, see Figure 2 (B). According to Kepler's Third Law, the solar time (τ) in relation with the right ascension of an ascending node angle (Ω); the sidereal time (t) with the consideration that μ=GM and satellite altitude (h), for a satellite in circular orbit will have the following relations:

$$\tau = t\,/(1 - \Omega t / 2\pi)$$

$$t = 2\pi\,\sqrt{(r^3/\mu)} = 3.147099647\,\sqrt{(r^3 \cdot 10^{-7})} \quad [s]$$

$$h = [\sqrt[3]{(\mu t^2/4\pi^2)}] - R =$$
$$2.1613562 \cdot 10^4\,(\sqrt[3]{t^2}) - 6.37816 \cdot 10^6 \quad [m] \qquad (8)$$

The time is measured with reference to the Sun by solar and sidereal day. Thus, a solar day is defined as the time between the successive passages of the Sun over a local meridian. In fact, a solar day is a little bit longer than a sidereal day, because the Earth revolves by more than 360^o for successive passages of the Sun over a point 0.986^o further. On the other hand, a sidereal day is the time required for the Earth to rotate one circle of 360^o around its axis: t_E = 23 h 56 min 4.09 sec.

In a more general sense, a Geostationary Earth Orbit (GEO) satellite must have an orbital period of one sidereal day in order to appear stationary to an observer on

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Earth surface. During the Earth rotation the duration of sidereal day t = 85,164,091 (s) and is considered in such a way for synchronous orbit that h = $35{,}786.04 \times 10^3$ (m). The speed is conversely proportional to the radius of the path (R+h) and for the satellite in circular orbit it can be calculated from the following relation:

$$v = \sqrt{(MG/R + h)} = \sqrt{(\mu/r)} = 1.996502 \cdot 10^{-7}/\sqrt{r} = 631.65\ \sqrt{r} \quad [m/s] \qquad (9)$$

From equation (2.8.) and using the duration of sidereal day (t_E) gives the relation for the radius of synchronous or Geostationary orbits:

$$r = \sqrt[3]{[(\mu t) / 2\pi)^2]} \qquad (10)$$

The satellite trajectory can have any angle of orbital planes in relation to the equatorial plane: in the range from PEO to GEO plane.

Namely, if the satellite is rotating in the same direction of Earth's motion, where (t_E) is the period of the Earth's orbit, the apparent orbiting time (t_a) is calculated by the following relation:

$$t_a = t_E \cdot t/t_E - t \qquad (11)$$

This means, inasmuch as $t = t_E$ the satellite is Geostationary ($t_a = \infty$ or $\tau=0$).

At this sense, in Table 1 several values for times different than synchronous orbital time are presented [02, 06, 07, 08].

Table 1. The Values of Times Different than the Synchronous Time of Orbit [02]

Parameter	Values of time					Unit
t	86,164.00	43,082.05	21,541.23	10,770.61	6,052.00	s
h	35,786.00	20,183.62	10,354.71	4,162.89	800.00	km
(R+h)	42,164.00	26,561.78	16,732.87	10,541.05	7,178.00	km
v	3,075.00	3,873.83	4,880.72	5,584.12	7,450.00	km/s^{-1}

According to Table 1 it is evident that a satellite does not depend much on its mass but decreases with higher altitude. In addition, satellites in circular orbits with altitudes of a 1,700, 10,400 and 36,000 km, will have t/ τ values 2/2,18, 6/8 and 24/zero, respectively. It is evident that only a satellite constellation at altitudes of about 36,000 km can be synchronous or Geostationary [02].

6. Conclusion

The background theory of orbital mechanics and geospatial coordinates in satellite circular and elliptical orbits was given in this paper related to the MSC and navigation systems and for pointing of satellite tracking antenna onboard mobiles. Thus, motion through space can be visualized using the laws described by Johannes Kepler and understood using the laws described by Sir Isaac Newton. Thus, knowledge of orbital motion and coordinates is essential for a full understanding of space operations. The orbital platform is an artificial object located in orbit around the Earth at a minimum altitude of about 20 km in the stratosphere and a maximum distance of about 36,000 km in space. The artificial platforms can have a different shape and designation but usually they have the form of aircraft, airship or spacecraft, which can provide service for all MSC applications.

7. References

[01] Maral G. & other, "Satellite Communications Systems", John Wiley, Chichester, 2009.

[02] Ilcev D. St. "Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications", Book, Springer, Boston, 2005

[03] Swetha B., "Johannes Kepler's 3 Laws of Planetary Motion", Buzzle, August 2013, [http://www.buzzle.com/authors.asp].

[04] Kantor L.Y. " Sputnikovaya svyaz i problema geostacionarnoy orbiti", Radio i svyaz, Moskva, 1988.

[05] Maral G. & other, "Satellite Communications Systems", John Wiley, Chichester, 2009.

[06] Zhilin V.A., "Mezhdunarodnaya sputnikova sistema morskoy svyazi – Inmarsat", Sudostroenie, Leningrad, 1988

[07] Galic R., "Telekomunikacije satelitima", Skolska knjiga, Zagreb, 1983.

[08] Pratt T. & other, "Satellite communications", TAB, Blue Ridge Summit, 1986.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SATELLITE GEOMETRIC PROJECTION AND HORIZON COORDINATES IN MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS

Ilcev St. D.
Durban University of Technology (DUT), Durban, South Africa
ilcev@dut.ac.za

Abstract — This paper describes Satellite Geometric Projection and Horizon Coordinates and their significance with regard to the satellite use for Mobile Satellite Communications (MSC). During more than three decades, commercial MSC networks have utilized Geostationary Earth Orbit (GEO) extensively to the critical point where orbital portions have become crowded, coordination between satellites became constrained and cannot solve the problem of polar coverage. However, Non-GEO MSC solutions have recently grown in importance because of their orbit characteristics and coverage capabilities in high latitudes and Polar Regions. The important parameters of the Geometric and Horizon Coordinates such as the Satellite Distance and Coverage Area with special relations of Azimuth and Elevation angles are described.

1. Introduction

The geodetic projection and horizon satellite coordinates are the most important for calculating many satellite parameters and equations for better understanding complex problems of orbital plane, satellite distance, angles, visibility of the satellite, altitude, coverage areas and so on. The coverage areas of a satellite are illustrated in Figure 1 (A) with the following geometrical parameters: actual altitude (h), radius of Earth (R), angle of elevation (ε), and azimuth (A), distance between satellite and the Earth's surface (d) and central angle (Ψ) or sub-satellite angle, which is similar to the angle of antenna radiation (δ).

The geographical and horizon coordinates of a satellite are presented in Figure 1 (B) with the following, not yet mentioned, main parameters: angular speed of the Earth's rotation (v), argument of the perigee (ω), moment of satellite pass across any point on the orbit (to), which can be perigee (П), projection of the perigee point on the Earth's surface (П'), spherical triangle (B'ГP), satellite (S), the point of the observer or mobile (M), latitudes of observer and satellite (φM and φS), longitudes of observer and satellite (λM and λS), inclination angle (i) of the orbital plane measured between the equatorial and orbital plane and the right ascension of an ascending node angle in the moment of to (Ω_o).

The right ascension of an ascending node angle (Ω) is the angle in the equatorial plane measured counter clockwise from the direction of the vernal equinox to that of the ascending node, while the argument of the perigee (ω) is the angle between the direction of the ascending node and the direction of the perigee of the satellite [01, 02,].

2. Satellite Distance and Coverage Area

The area coverage or angle of view for each type of satellite depends on orbital parameters, its position in relation to the LES and geographic coordinates. This relation is very simple in the case where the sub-satellite point is in the centre of coverage, while all other samples are more complicated. Namely, the angle of a GEO satellite inside its range has the following regular reciprocal relation:

$$\delta + \varepsilon + \Psi = 90^o \qquad (1)$$

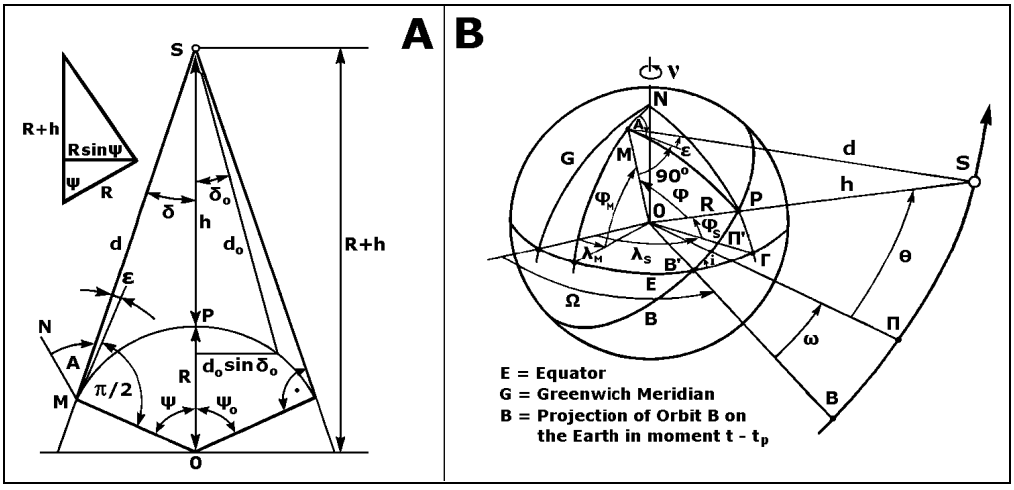


*Figure 1. Geometric Projection of Satellite Orbits – **C**ourtesy of Books: by Novik & Zhilin* [03, 04]

The circular sector radius can be determined by the following relation:

$$R_s = R \sin \Psi \qquad (2)$$

When the altitude of orbit h is the distance between satellite and sub-satellite point (SP), the relation for the altitude of the circular sector can be written as:

$$h_s = R (1 - \cos \Psi) \qquad (3)$$

From a satellite communications point of view, there are three key parameters associated with an orbiting satellite: (1) Coverage area or the portion of the Earth's surface that can receive the satellite's transmissions with an elevation angle larger than a prescribed minimum angle; (2) The slant range (actual line-of-sight distance from a fixed point on the Earth to the satellite) and (3) The length of time a satellite is visible with a prescribed elevation angle. Elevation angle is an important parameter, since communications can be significantly impaired if

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

the satellite has to be viewed at a low elevation angle, that is, an angle too close to the horizon line. In this case, a satellite close to synchronous orbit covers about 40% of the Earth's surface. In this case, from the diagram in Figure 1 (A) a covered area expressed with central angle (2δ or 2Ψ) or with arc (MP≈RΨ) as a part of Earth's surface can be derived with the following relation:

$$C = \pi (R_s^2 + h_s^2) = 2\pi R^2 (1 - \cos \Psi) \quad (4)$$

Since the Earth's total surface area is $4\pi R^2$, it is easy to rewrite C as a fraction of the Earth's total surface:

$$C/4\pi R^2 = 0.5 (1 - \cos \Psi) \quad (5)$$

The slant range between a point on Earth and a satellite at altitude (h) and elevation angle can be defined in this way:

$$z = [(R \sin \varepsilon)^2 + 2Rh + h^2]^{½} - R \sin \varepsilon \quad (6)$$

This determines the direct propagation length between LES, (h) and (ε) and will also find the total propagation power loss from LES to satellite. In addition, (z) establishes the propagation time (time delay) over the path, which will take an electromagnetic field as:

$$t_d = (3.33)\, z \quad [\mu sec] \quad (7)$$

To propagate over a path of length (z) km, it takes about 100 msec to transmit to GEO satellite. If the location of the satellite is uncertain ± 40 km, a time delay of about ± 133 μsec is always present in the Earth-to-satellite propagation path. At this point, however, when the satellite is in orbit at altitude (h), it will pass over a point on Earth with an elevation angle (ε) for a time period presented by the following relation:

$$t_p = (2\Psi/360)\, (t/1 \pm (t/t_E)) \quad (8)$$

For that reason, the quotations for right ascension of the ascending node angle (Ω) and argument of the perigee (ω) are as follows:

$$\Omega = 9{,}95\, (R/r)^{3.5} \cos i \quad \text{or} \quad \Omega = \Omega_o + v\, (t - t_o) \quad (9)$$

$$\omega = 4{,}97\, (R/a)^{3.5} [5 \cos^2 i - 1/(1 - e^2)^2] \quad (10)$$

The limit of the coverage area is defined by the elevation angle from LES above the horizon with angle of view $\varepsilon = 0^o$. In this case, the satellite is visible and its maximal central angle for GEO will be presented by the following relations:

$$\Psi = \arccos (R \cos \varepsilon / r) - \varepsilon \quad \text{or}$$

$$\Psi = \pi/2 - \arcsin (R/r) = \arccos (R/r) - \varepsilon = \arccos k - \varepsilon$$

$$\Psi = \arccos 6{,}376.16/42{,}164.20 = \arccos 0.15126956 = 81^o\ 17'\ 58.18"$$

$$C_{max} = 255.61 \cdot 10^6 (1 - 0.15126956) = 216.94 \cdot 10^6\ (km^2) \quad (11)$$

Therefore, all MES and LES with a position above $\Psi = 81^o$ will be not covered by GEO satellites. Since the Earth's square area is 510,100,933.5 km^2 and the extent of the equator is 40,076.6 km, only with three GEO mutually moved apart in the orbit by 120^o it is possible to cover a great area of the Earth's surface, see Figure 2 (A).

The zero angles of elevation have to be avoided, even to get maximum coverage, because this increases the noise temperature of the receiving antenna. Thus, owing to this problem, an equation for the central angle with minimum angle of view between 5^o and 30^o will be calculated with the following relation:

$$\Psi_s = \arccos (k \cos \varepsilon) - \varepsilon \quad (12)$$

The arch length or the maximum distant point in the area of coverage can be determined in the following way [01, 02, 03, 04]:

$$l = 2\pi R\, (2\Psi/360 = 222.64\Psi \quad [km] \quad (13)$$

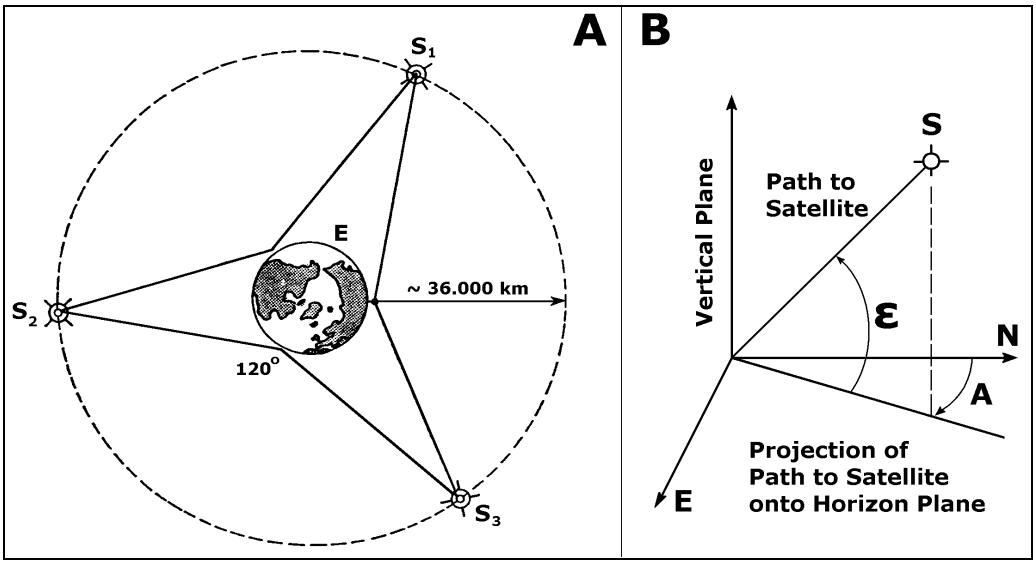


Figure 2. GEO Satellite Configuration and Look Angle Parameters - Courtesy of Books: by Galic & Maral [06, 07]

The real altitude of satellite over subsatellite point is as follows:

$$h = r - R = 42{,}162 - 6{,}378 = 35{,}784 \quad [km] \quad (14)$$

The view angle under which a GEO satellite can see LES/MES is called the "sub-satellite angle". More distant points in the coverage area for GEO satellites are limited around $\varphi = 70^o$ of North and South geographical latitudes

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

and around $\lambda=70^o$ of East and West geographical longitudes, viewed from the sub-satellite's point. Theoretically, all Earth stations around these positions are able to see satellites by a minimum angle of elevation of $\varepsilon=5^o$. Such access is very easy to calculate, using simple trigonometry relations:

$$\delta_{\varepsilon=0} = \text{arc sin } k \approx 9^o \quad (15)$$

At any rate, the angle (Ψ) is in correlation with angle (δ), which can determine the aperture radiation beam. For example, the aperture radiation beam of satellite antenna for global coverage has a radiation beam of $2\delta=17.3^o$. According to **Figure 1 (A)** it will be easy to find out relations for GEO satellites as follows:

$$\text{tg } \delta = k \sin \Psi/1 - k \cos \Psi = 0.15126956 \sin \Psi/1 - \cos \Psi/1 - 0.15126956 \cos \Psi) \quad (16)$$

$$\delta_S = 90^o - \Psi_S = 8^o\,42'\,1.82'' \quad (17)$$

Differently to say, the width of the beam aperture ($2\delta_S$) is providing the maximum possible coverage for synchronous circular orbit. The distance of LES and MES with regard to the satellite can be calculated using the illustration in Figure 1 (A) including equations (1.) and (11) presented by the following relation:

$$d = R \sin \Psi/\sin \delta = r \sin /\cos \varepsilon \quad (18)$$

The parameter (d) is quite important for transmitter power regulation of LES, which can be calculated by the following equation:

$$d = \sqrt{[(R + r)^2 - 2R\,r \cos \Psi]} \text{ or}$$
$$d = h \sqrt{[1 + 2\,(1/k)\,(R/h)^2\,(1 - \cos \varphi \cos \Delta\lambda)]} \text{ or}$$
$$d = r\,[1 - (R \cos \varepsilon/r)^2]^{½} - R \sin \varepsilon \quad (19)$$

Accordingly, when the position of any MES is near the equator in sub-satellite point (P) or right under the GEO satellite, then its distance is equal to the satellite altitude and takes out value for d=H of 35,786 km. Therefore, every MES unit will have a further position from (P) when the central angle exceeds $\Psi = 81^o$, when d_{max}=41,643 km [02, 05, 06, 07].

3. Satellite Look Angles (Elevation and Azimuth)

The horizon coordinates are considered to determine satellite position in correlation with an Earth observer, LES and MES terminals. These specific horizon coordinates are angles of satellite elevation and azimuth, shown in Figure 1 (A and B) and Figure 2 (B).

The satellite elevation (ε) is the angle composed upward from the horizon to the vertical satellite direction on the vertical plane at the observer point. From point (M) shown in Figure 1 (A) the look angle of ε value can be calculated by the following relation:

$$\text{tg } \varepsilon = \cos \Psi - k/\sin \Psi \quad (22)$$

The azimuth value of the satellite and sub-satellite point looking from the point (M) or the hypothetical position of MES can be calculated as follows:

$$\text{tg } A' = \text{tg } \Delta\lambda_M - k/\sin \Psi \quad (21)$$

Otherwise, the azimuth value, looking from sub-satellite point (P), can be calculated as:

$$\text{tg } A = \sin \Delta\lambda/\text{tg } \varphi \quad \text{or}$$
$$\sin A = \cos \varphi \sin \Delta\lambda \text{ cosec } \Psi \quad (22)$$

Therefore, the elevation angles (ε) for objects above the horizon range from 0 on the horizon up to 90^0 at the zenith. Namely, the elevation (ε) angle or altitude of an observed object is determined by first finding the compass bearing on the horizon relative to true North.

The azimuth angle (A) is the angle measured eastward from the geographical North line to the projection of the satellite path on the horizontal plane at the observer point. This angle varies between 0 and 360^o as a function of the relative positions of the satellite and the point considered. Namely, the azimuth angle is the compass bearing, relative to true geographic North, of a point on the horizon directly beneath an observed object. Azimuth angles can range from 0^0N, through 90^0E, 180^0S, 270^0W and up to 360^0N again.

However, Latitude (φ) is a geographic coordinate that specifies the north-south position Longitude (λ) specifies the east-west position of a point on the Earth's surface.
All above parameters are very important in satellite communication and navigation, and as well as for pointing satellite antennas onboard ships and aircraft [03, 04, 07, 08].

4. Conclusion

Satellites are well suited for Maritime, Land and Aeronautical applications because of their good capability to enhance coverage and support long-range mobility. Satellites are the best and very attractive alternative to provide commercial, military and distress communications, including mobile DVB-RCS applications and access to the Internet in sparsely populated areas where high bandwidth Cellular systems cannot be enough economically deployed or in impervious regions where deployment of terrestrial facilities is not practical.

However, today are serving several Mobile satellite operators providing global and regional coverage for all applications for both GEO and Non-GEO (LEO) satellite. Thus, the biggest GEO satellite operator Inmarsat is planning to provide multipurpose satellite constellation of L/C, Ku and Ka-band, while new Non-GEO and LEO operators Iridium and Globalstar have the similar possibilities in the future.

5. References

[01] Evans B.G., "Satellite communication systems", IEE, London, 1991.
[02] Ilcev D. St. "Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications", Book, Springer, Boston, 2005
[03] Novik L.I. & other, "Sputnikovaya svyaz na more", Sudostroenie, Leningrad, 1987.
[04] Zhilin V.A., "Mezhdunarodnaya sputnikova sistema morskoy svyazi – Inmarsat", Sudostroenie, Leningrad, 1988.
[05] Kantor L.Y. " Sputnikovaya svyaz i problema geostacionarnoy orbiti", Radio i svyaz, Moskva, 1988.
[06] Galic R., "Telekomunikacije satelitima", Skolska knjiga, Zagreb, 1983.
[07] Pratt T. & Other, "Satellite Communications", John Wiley, Hoboken, 2002.
[08] Maral G. & other, "Satellite Communications Systems", John Wiley, Chichester, 2009

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SATELLITE GEOGRAPHICAL COORDINATES USEFUL FOR MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS

Ilcev St. D.
Durban University of Technology (DUT), Durban, South Africa
ilcev@dut.ac.za

Abstract — This paper describes satellite geographical coordinates used to define the apparent position of an object in the space relative to a specific observation point. The observer is usually, but not necessarily located on the Earth's surface, Land Earth Stations (LES) or more precisely onboard mobiles. The main geographical coordinates are Elevation and Azimuth angles including values of Longitudes and Latitudes and their significance with regard to the satellite use in Mobile Satellite Communications (MSC) are described. The azimuth (A) angle is the compass bearing, relative to true geographic North, of a point on the horizon directly beneath an observed object. Azimuth angles can range from 0^0N, through 90^0E, 180^0S, 270^0W and up to 360^0N again. The elevation (ε) angle or altitude of an observed object is determined by first finding the compass bearing on the horizon relative to true North. Elevation angles for objects above the horizon range from 0 on the horizon up to 90^0 at the zenith. Latitude (φ) is a geographic coordinate that specifies the north-south position Longitude (λ) specifies the east-west position of a point on the Earth's surface.

1. Introduction

The satellite platform is located in orbit around the Earth at different altitudes, starting from 20 km in the stratosphere and up to 36,000 km in the Space. Orbital mechanics is a specific discipline describing planetary and satellite motion in the Solar system, which helps to calculate elevation and azimuth amounts, position by the longitude and latitude values, speed, path, perturbation and other orbital values of planets and satellites. These parameters are very important for the tracking satellite in focus of directional satellite antenna onboard Mobile Earth Station (MES) [01, 02].

2. Satellite Elevation and Azimuth Angles

The horizon satellite coordinates are considered to determine satellite position in correlation with an Earth observer, LES and MES terminals, known as satellite elevation and azimuth angles, shown in Figure 1. The elevation (ε) is the angle composed upward from the horizon to the vertical satellite direction on the vertical plane at the observer point. From any hypothetical point of observer with central angle (Ψ), the look angle of ε value can be calculated by the following relation:

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \cos \Psi - k/\sin \Psi \qquad (1)$$

where k = Boltzmann's constant, $1.381.38\times 0_{-23}$ J/K.

In Figure 1 (A) is illustrated the Mercator chart of the 1st Generation Inmarsat space segment, using three ocean coverage areas with projection of elevation angles and with an example of a plotted position of a hypothetical ship (may also be aircraft or any mobile). Thus, it can be concluded that MES at designated position ($\varepsilon=25^o$ for IOR and $\varepsilon=16^o$ for AOR) has the possibility to use either Geostationary Earth Orbit (GEO) satellites over IOR or AOR to communicate with any LES inside the coverage areas of both satellites.

The satellite azimuth (A) is the angle measured eastward from the geographical North line to the projection of the satellite path on the horizontal plane at the observer point. This angle varies between 0 and 360^o as a function of the relative positions of the satellite and the point considered. The azimuth value of the satellite and sub-satellite point looking from the hypothetical position of MES can be calculated as follows:

$$\operatorname{tg} A' = \operatorname{tg} \Delta\lambda_M - k/\sin \Psi \qquad (2)$$

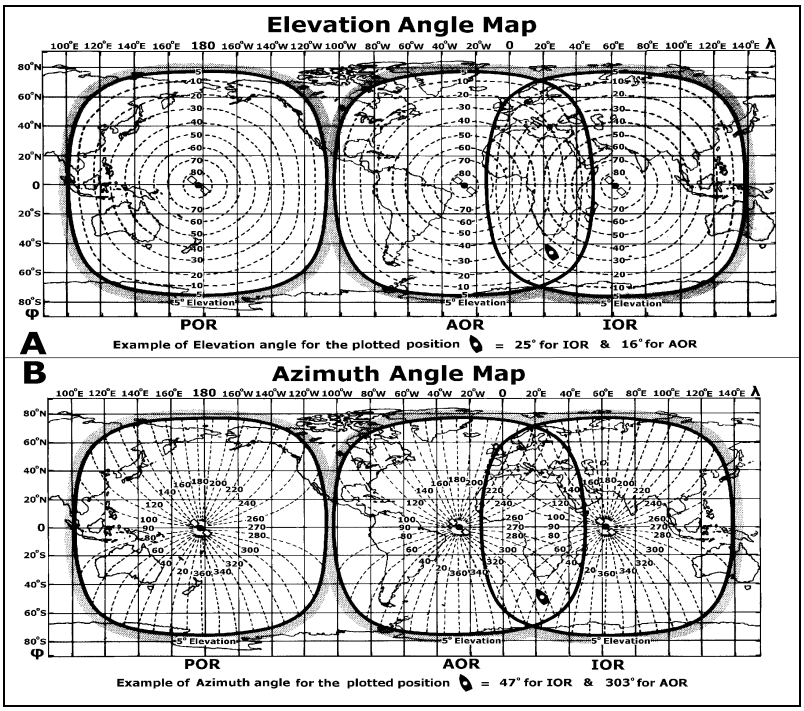


Figure 1. Elevation/Azimuth Angle Maps – Courtesy of Manual: "Saturn 3" by EB [02]

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

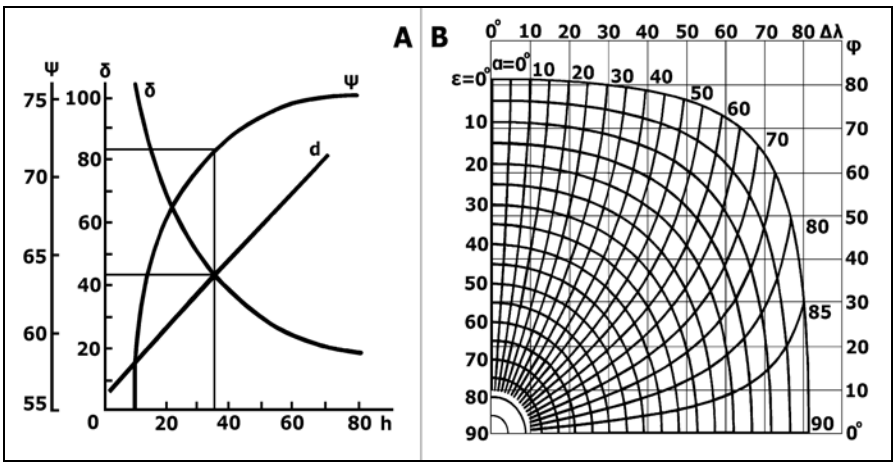


Figure 2. Look Angle and Geometric Coordinates – Courtesy of Book: by Zhilin [03]

Otherwise, the azimuth value, looking from sub-satellite point (P), can be calculated as:

$$\text{tg } A = \sin \Delta\lambda / \text{tg } \varphi \text{ or } \sin A = \\ = \cos \varphi \sin \Delta\lambda \text{ cosec } \Psi \quad (3)$$

In Figure 1 (B) is illustrated the Mercator chart of 1st Generation Inmarsat 3-satellite or ocean coverage areas with projection of azimuth angles, with one example for the plotted position of a hypothetical ship ($\varepsilon=47^o$ for IOR and $\varepsilon=303^o$ for AOR). Any mobile inside of both satellites' coverage however can establish a radio link to the subscribers on shore via any LES. In this sense, parameter (A') is the angle between the meridian plane of point (M) and the plane of a big circle crossing this point and sub-satellite point (P), while the parameter (A) is the angle between a big circle and the meridian plane of point (P). Thus, the elevation and azimuth are respectively vertical or horizontal look angles, or angles of view, in which range the satellite can be seen.

In Figure 2 (A) is presented a correlation of the look angle for three basic parameters (δ, Ψ, d) in relation to the altitude of the satellite. Inasmuch as the altitude of the satellite is increasing as the values of central angle (Ψ), distance between satellite and the Earth's surface (d) and duration of communication (t_c) or time length of signals are increasing, while the value of sub-satellite angle (δ) is indirectly proportional. At this point, an important increase of look angle and duration of communication can be realized by increasing the altitude to 30 or 35,000 km, while an increase in look angle is unimportant for altitudes of more than 50,000 km. The duration of communication is affected by the direction's displacement from the centre of look angle, which will have maximum value in the case when the direction is passing across the zenith of the LES. The single angle of the satellite in circular orbit depends on the t/2 value, which in area of satellite look angle, can be found in the duration of the time and is determined as:

$$t_c = \Psi\, t / \pi \quad (4)$$

In the proper manner, practical determination of the geometric parameters of a satellite is possible by using many kinds of plans, illustrations, graphs and tables. However, it is possible to use tables for positions of SES (φ, λ), by the aid of which longitudinal differences can be simply determined between MES and satellite for four feasible ship's positions: N/W, S/W, N/E and S/E in relation to GEO spacecraft [02, 03, 04, 05].One of the most important practical pieces of information about a communications satellite is whether it can be seen from a particular location on the Earth's surface.

In Figure 2 (B) a graphic design is illustrated which can approximately determine limited zones of satellite visibility from the Earth (MES or LES) by using elevation and azimuth angles under the condition that antenna radiation δ = 0. Thus, this graphic contains two groups of crossing curves, which are used to compare values of (φ) and (Δλ,) coordinates of mobile positions.

The first group of parallel concentric curves shows the geometric positions where elevation has the constant value (ε=0), while the second group of fan-shaped curves starting from the centre shows the geometric positions where the difference in azimuth has the constant value (a = 0). This diagram can be used in accordance with the geographical coordinates as follows:

1) First, it is necessary to note the longitude values of satellite (λ_S) and mobile (λ_M) and the latitude of the mobile (φ_M), then calculate the difference in longitude (Δλ) and plot the point into the graphic with both coordinates (φ_M & Δλ).

2) The value of elevation angle (ε) can then be determined by a plotted point from the group of parallel concentric curves.

3) The difference value of azimuth (a) can be determined by a plotted point from the group of fan-shaped curves starting from the centre.

4) Finally, depending on the mobile position, the value of azimuth (A) can be determined on the basis of the relations presented in Table 1.

Table 1. The Form for Calculation of Azimuth Values [04]

The GEO direction in relation to MES	Calculating of Azimuth Angles
Course of MES towards S & W	$A = a$
Course of MES towards N & W	$A = 180^o - a$
Course of MES towards N & E	$A = 180^o + a$
Course of MES towards S & E	$A = 360^o - a$

Inasmuch as the position of SES is of significant or greater height above sea level (if the bridge or ship's antenna is in a very high position) or according to the flight altitude of AES, then the elevation angle will be compensated by the following parameter:

$$x = \arccos (1 - H/R) \quad (5)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

where H = height above sea level of observer or MES. Let us say, if the position of LES is a height of H = 1,000 m above sea level, the value of $x \approx 1^o$. This example can be used for the determination of AES compensation parameters, depending on actual aircraft altitude. In such a way, the estimated value of elevation angle has to be subtracted for the value of the compensation parameter (x) [02, 04, 06, 07].

3. Satellite Longitude and Latitude

The satellite track on the Earth's surface and the presentation of a satellite's position in correlation to the MES results from a spherical coordinate system, whose centre is the middle of Earth. In this way, the satellite position in any time can be decided by the geographic coordinates, sub-satellite point and range of radius. Therefore, the sub-satellite point is a determined position on the Earth's surface; above it is the satellite at its zenith. At this point, the longitude and latitude are geographic coordinates of the sub-satellite point, which can be calculated from the spherical triangle using the following relations:

$$\sin \varphi = \sin (\Theta + \omega) \sin i$$
$$\operatorname{tg} (\lambda_S - \Omega) = \operatorname{tg} (\Theta + \omega) \cos i \quad (6)$$

With the presented equation in previous relation it is possible to calculate the satellite path or trajectory of sub-satellite points on the Earth's surface. The GEO track breaks out at the point of coordinates $\varphi = 0$ and $\lambda =$ const.

Furthermore, considering geographic latitude (φ_M) and longitude (λ_M) of the observer point (M) on the Earth's surface, what can be the position of the MES, and taking into consideration the arc (MP) of the geographical and horizon coordinates, the central look angle can be calculated by the following relations:

$$\cos \Psi = \cos \varphi_S \cos \Delta\lambda \cos \varphi_M + \sin \varphi_S \sin \varphi_M \text{ or}$$
$$\cos \Psi = \cos \text{arc MP} = \cos \varphi_M \cos \Delta\lambda \quad (7)$$

Thus, the transition calculation from geographic to spherical coordinates and vice versa can be computed with the following equations:

$\cos \Psi = \cos \varphi \cos \Delta\lambda$ and $\operatorname{tg} A = \sin \Delta\lambda / \operatorname{tg} \varphi$, respectively

$$\sin \varphi = \sin \Psi \cos A \quad \text{and} \quad \operatorname{tg} \Delta\lambda = \operatorname{tg} \Psi \sin A \quad (8)$$

These relations are useful for any point or area of coverage on the Earth's surface, then for a centre of the area if it exists, as well as for spot-beam and global area coverage for MSC systems. The optimum number of GEO satellites for global coverage can be determined

$$\text{by: } n = 180^o / \Psi \quad (9)$$

For instance, if $\delta = 0$ and $\Psi = 81^o$, it will be necessary to put into orbit only 3 GEO, and to get a global coverage from 70^o N to 70^o S geographic latitude. Hence, in a similar way the number of satellites can be calculated for other types of satellite orbits.

The trajectory of radio waves on a link between an MES and satellite at distance (d) and the velocity of light ($c = 3 \times 10^8$ m/s) require a propagation time equal to:

$$T = d/c \quad (s) \quad (10)$$

The phenomenon of apparent change in frequency of signal waves at the receiver when the signal source moves with respect to the receivers (Earth), was explained and quantified by Johann Doppler (1803–53). The frequency of the satellite transmission received on the ground increases as the satellite is approaching the ground observer and reduces as the satellite is moving away.

This change in frequency is called Doppler Effect or shift, which occurs on both the uplink and the downlink. This effect is quite pronounced for LEO and compensating for it requires frequency tracking in a narrowband receiver, while its effect are negligible for GEO satellites. In effect, the Doppler shift at a transmitting frequency (f) and radial velocity (v_r) between the observer and the transmitter can be calculated by the following relation:

$$\Delta f_D = f v_r / c \quad \text{where} \quad v_r = dR/dt \quad (11)$$

For an elliptical orbit, assuming that R = r, the radial velocity is given by:

$$o_r = dr/dt = (dr/\Theta)(d\Theta/dt) \quad (12)$$

The sign of the Doppler shift is positive when the satellite is approaching the observer and vice versa. Doppler Effect can also be used to estimate the position of an observer provided that the orbital parameters of the satellite are precisely known.

However, this is very important for development of Doppler satellite tracking and determination systems [03, 04, 08, 09].

4. Conclusion

Satellites are well suited for all mobile applications because of their capability to enhance coverage and support long-range mobility. Satellites provide the best and very attractive alternative for commercial, military and distress communications, including mobile DVB-RCS applications and access to the Internet in sparsely populated areas where high bandwidth Cellular systems cannot be economically deployed or in impervious regions where deployment of any terrestrial facilities is not practical. Today do exist several Mobile satellite operators providing global and regional coverage for all applications for both GEO and Non-GEO or LEO satellite.

5. References

[01] Evans B.G., "Satellite communication systems", IEE, London, 1991.
[02] Group of Authors, "Saturn 3 Standard-A Installation manual", EB, Nesbru, 1986.
[03] Zhilin V.A., "Mezhdunarodnaya sputnikova sistema morskoy svyazi – Inmarsat", Sudostroenie, Leningrad, 1988.
[04] Ilcev D. St. "Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications", Book, Springer, Boston, 2005.
[05] Galic R., "Telekomunikacije satelitima", Skolska knjiga, Zagreb, 1983.
[06] Maral G. & other, "Satellite communications systems", John Wiley, Chichester, 1994.
[07] Kantor L.Y. " Sputnikovaya svyaz i problema geostacionarnoy orbiti", Radio i svyaz, Moskva, 1988.
[08] Ohmori S. & other, "Mobile satellite communications", Artech House, Boston, 1998.
[09] Kadish J.E. & Other, "Satellite Communications Fundamentals", Artech House, Boston, 2000.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

EFFICIENCY ESTIMATION OF A BRIGHTNESS PRE-DETECTOR USING IN AUGMENTED REALITY SYSTEMS

Mikhalkov F. D., Kuryachiy M. I.
Tomsk State University of Controls Systems and Radioelectronics
40, Lenina av., Tomsk, Tomsk reg.
634050, Russian Federation
Ph.: +7(951) 185-37-95, e-mail: fixed.fred@gmail.com

Abstract — This paper assesses the effectiveness of the preliminary brightness detector in conjunction with the Harris detectorof singular points in augmented reality systems. Efficiency metrics are presented, evaluated the effectiveness of pre-detector usage.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЯРКОСТНОГО ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ДЕТЕКТОРА В СИСТЕМАХ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ

Михальков Ф. Д., Курячий М. И.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина,40, Томск, Томской обл., 634050, Россия
тел.: +7(951) 185-37-95, e-mail: fixed.fred@gmail.com

Аннотация — В данной статье оценивается эффективность применения яркостного предварительного детектора совместно с детектором особых точек Харриса в системах дополненной реальности. Приведены метрики и дана оценка эффективности использования предварительного детектора.

I. Введение

Основная задача при реализации технологии дополненной реальности – определить взаимное расположение особого «маркерного» изображения и наблюдающей камеры или изменение её положения в пространстве [1]. Для решения данной задачи в каждом кадре видеоряда, поступающего с камеры, определяются особые «реперные» точки. Особая точка изображения – это точка, окрестность которой можно отличить от окрестности любой другой точки изображения [2]. Для нахождения особых точек изображения используют детекторы особых точек. Для уменьшения длительности поиска особых точек было предложено использовать предварительный детектор особых точек (предетектор).

Принцип работы предетектора заключается в том, что для каждого элемента изображения (пикселя) рассчитывается среднеквадратичная сумма частных производных яркости изображения:

$$S = \sqrt{\left(\frac{dI}{dx}\right)^2 + \left(\frac{dI}{dy}\right)^2},$$

где $\frac{dI}{dx}$ и $\frac{dI}{dy}$ – частные производные яркости изображения по строке и столбцу соответственно. Затем по максимальному и минимальному значению S определяется пороговое значение k и все элементы изображений, для которых S превышает пороговое значение k, передаются для дальнейшего анализа в детектор особых точек:

$$S_t = S_{min} + \frac{S_{max} - S_{min}}{\sqrt{2}}, \quad (1)$$

где S_t – найденное пороговое значение, S_{max} – максимальное значение S, S_{min} – минимальное значение S.

II. Основная часть

В настоящей статье рассматривается использование предварительного детектора особых точек совместно с детектором Харриса, который является наиболее распространенным детектором L-связных углов и часто используется для решения задачи детектирования особых точек. Но, тем не менее, предетектор также может быть использован и с различными другими детекторами особых точек.

В качестве тестового изображения использовалось изображение, приведенное на рис. 1.



Рис. 1. Тестовое изображение.

Fig. 1. Test image

Все вычисления, описываемые в настоящей статье, проводились на компьютере с двухъядерным процессором AMD Athlon II P360 с тактовой частотой 2,3 ГГц.

Для оценки эффективности применения предварительного детектора предлагаются следующие метрики:

1. Изменение длительности обработки кадра видеоряда при использовании предетектора.

2. Изменение количества найденных особых точек на изображении.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

3. Изменение порогового значения отклика угла для набора точек найденных детектором Харриса как без использования предварительного детектора особых точек, так и с предварительным детектором. Мера отклика угла – безразмерная величина, оценивающая степень похожести окрестности точки на угол [3].

Для определения изменения длительности обработки кадра с использованием предетектора было реализовано тестовое приложение, замеряющее длительность обработки кадра. Результаты сравнения приведены в табл. 1. Для каждого из представленных разрешений тестового изображения проводилось 1000 измерений длительности обработки, после чего на основании полученных данных рассчитывалось математическое ожидание длительности обработки кадров, представленное в таблице.

Табл. I. Результаты сравнения длительности обработки кадров.

Tab. I. The results of the comparison of frame processing time

Разрешение тестового изображения, пиксели	320x240	640x480	768x576	800x600	1024x768
Длительность обработки без предетектора, мс	1386	5681	7839	8439	14006
Длительность обработки с предетектором, мс	6	24	35	36	70

Как следует из табл. I использование предварительного детектора позволило сократить время обработки одного кадра в среднем в 220 раз.

Использование предетектора существенно влияет на количество найденных особых точек. Детектор Харриса выделяет особые точки используя отклик угла в то время, как предетектор использует перепады яркости изображения, которые характерны не только для углов, но и для прямых линий, а также выделяющихся точек.

В используемом тестовом изображении с разрешением 640x480 пикселей детектор Харриса без использования предварительного яркостного детектора выделил 3324 точки как особые. При использовании предетектора было выделено 12 особых точек. Таким образом использование предетектора может значительно сократить количество выделенных особых точек, что позволит сократить время обработки выделенных особых точек. Если количество выделенных особых точек окажется недостаточным для ориентации в пространстве, то возможно применение различных фильтров на этапе предварительного детектирования для улучшения качества видеопотока [4].

Для используемого тестового изображения было проведено сравнение пороговых значений детектора Харриса при использовании предетектора и без его использования. Пороговое значение детектора Харриса вычисляется аналогично пороговому значению предварительного детектора (1), но вместо *S* используется значение отклика угла. Результаты сравнения приведены в табл. 2.

Табл. II. Результаты сравнения пороговых значений.

Tab. II. The results of the comparison of threshold values

	С предетектором	Без предетектора
Пороговое значение	5,98	3,35
Минимальное значение отклика угла на наборе особых точек	5,99	3,42
Максимальное значение отклика угла на наборе особых точек	8,46	4,73

Как следует из табл. II, найденные точки имеют менее выраженное значение отклика угла. Но в силу принципа работы предварительного детектора особых точек, выделенные предетектором точки имеют в окрестности значительный перепад яркости.

III. Заключение

1. Использование предварительного яркостного детектора особых точек существенно сокращает длительность обработки одного кадра изображения.

2. Использование предетектора сокращает число выделяемых особых точек.

3. Выделенные особые точки имеют меньшее значение отклика угла.

4. Выделенные особые точки имеют в окрестности значительный перепад яркости изображения, что делает их легко выделяемыми в дальнейшем.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках базовой части государственного задания №2014/225 по НИР «Исследование и разработка методов и средств повышения качества изображений активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем видения в сложных метеоусловиях и малопрозрачных средах» (код проекта 3643).

IV. References

[1] Kozyreva A. V. Opredelenie koordinat mobil'nogo ustroistva v prostranstve na osnove izobrazhenii, poluchaemykh ot ego videokamery [Detecting the mobile device position by analyzing images made by its camera]. *Problemy intellektualizatsii i kachestva sistem informatiki*, 2006. № 13. pp. 113-131.

[2] A. Yadav, P. Yadav. *Digital Image Processing.* New Delhi, Laxmi Publications, 2009, p. 224.

[3] Borisenko D. I. Metody poiska uglovykh osobennostei na izobrazheniyakh [Methods of searching angular features on images]. *Molodoi uchenyi*, 2011. Vol. 1. №5. pp. 120-123.

[4] Abramov M., Kataev M. Vliyanie metodov predobrabotki na vosstanovlenie figury dvizhushchegosya cheloveka iz potoka izobrazhenii [Influence of preprocessing methods to figures restoration]. *Doklady TUSURa,* 2014. Vol. 4. №34. pp. 114-119.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

USING OF RTD IN MICROPOWER HF SIGNAL RECTIFIERS

Sinyakin V. Yu. [1], Ivanov Yu. A. [1], Ivanov A. I. [1], Makeev M. O. [1], Meshkov S. A. [1], Zibin A. A.[2]
[1)] *Bauman Moscow State Technical University*
5/1, 2-ya Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: +7 (499) 263-62-17, e-mail: sb67241@mail.ru
[2)] *Svetlana-Elektronpribor Close Stock Company 27, Engels str., St. Petersburg, 194156, Russian Federation*
Ph. +7(812) 3850001, e-mail: zybin_aa@svetlana-ep.ru

Abstract — It is exploring the possibility of the use of resonant tunneling diode (RTD) for rectifying the RF signal micro watts of power. It is shown that by the use of RTD in the rectifier a high frequency signal can increase the sensitivity of passive radio frequency identification tags to 10 times compared with the mark on SBD. Sensitivity is defined as the label efficiency rectifier high frequency signal, and the quality of the antenna impedance matching and rectifier.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РТД В ВЫПРЯМИТЕЛЯХ ВЧ СИГНАЛОВ МИКРОВАТТНОЙ МОЩНОСТИ

Синякин В. Ю. [1], Иванов Ю. А. [1], Иванов А. И. [1], Макеев М.О. [1], Мешков С. А. [1], Зыбин А. А. [2]
[1)]*Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана*
2-я Бауманская ул., д. 5 стр.1, г. Москва, 105005
тел.: +7 (499) 263-62-17, e-mail: sb67241@mail.ru
[2)]*ЗАО «Светлана-электронприбор» 27, пр. Энгельса, С.-Петербург,194156, Россия*
Тел. +7(812) 3850001, e-mail: zybin_aa@svetlana-ep.ru

Аннотация — Исследуется возможность применения резонансно-туннельного диода (РТД) для выпрямления ВЧ сигналов микроваттной мощности. Показано, что за счет применения РТД в выпрямителе ВЧ сигнала можно повысить чувствительность пассивной метки системы радиочастотной идентификации до 10 раз по сравнению с меткой на ДБШ. Чувствительность метки определяется как эффективностью выпрямителя ВЧ сигнала, так и качеством согласования сопротивлений антенны и выпрямителя.

I. Введение

В пассивных метках систем РЧИД УВЧ и СВЧ диапазонов используются выпрямители ВЧ сигналов микроваттной мощности. Пассивная метка состоит из антенны и чипа. В состав чипа входят детектор (демодулятор), контроллер, энергонезависимая память, модулятор, а также выпрямитель ВЧ сигнала с ограничителем напряжения, представляющие собой блок питания пассивной метки.

Важной задачей при проектировании систем РЧИД с пассивными метками УВЧ и СВЧ диапазонов является повышение чувствительности метки [1], благодаря чему появляется возможность увеличить радиус действия системы, улучшить электромагнитную совместимость и экологическую обстановку в зоне действия системы РЧИД.

II. Основная часть

Чувствительность пассивной метки РЧИД УВЧ диапазона, как правило, определяется способностью метки преобразовывать энергию электромагнитного излучения считывателя в энергию постоянного тока для питания ее функциональных узлов [2]. Данную функцию в метке выполняет преобразователь (ректенна), состоящий из антенны и выпрямителя ВЧ сигнала. Выпрямитель представляет собой схему с умножением напряжения на $N_Д$ и состоит из $N_Д$ диодов и такого же количества конденсаторов [1]. Эффективность ректенны характеризуется коэффициентом эффективности [3]

$$K_Э = \frac{4 \cdot R_В \cdot R_А}{\left|Z_В + Z_А\right|^2} \cdot \eta_В ,$$

где $Z_А = R_А + jX_А$ – полное входное сопротивление антенны, $Z_В = R_В + jX_В$ – полное входное сопротивление выпрямителя, $\eta_в$ – эффективность выпрямителя. Последняя является характеристикой выпрямителя ВЧ сигналов и показывает, какая часть мощности $P_Н$ на входе выпрямителя преобразуется в мощность постоянного тока P_{DC} на его выходе:

$$\eta_В = \frac{P_{DC}}{P_Н} .$$

В предыдущих работах [2, 4, 5] было показано, что применение резонансно-туннельных диодов (РТД) на основе многослойных наноразмерных A_3B_5 полупроводниковых гетероструктур с оптимизированной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) взамен МОП-транзисторов и диодов с барьером Шоттки (ДБШ) в выпрямителе слабых ВЧ сигналов позволит повысить эффективность выпрямителя до 10 раз. ВАХ такого РТД описывается системой уравнений

$$I(U) = \begin{cases} S_{пр}U & \text{при } U \geq 0; \\ S_{обр}U & \text{при } U < 0, \end{cases}$$

где $S_{пр}$ и $S_{обр}$ – постоянные коэффициенты, характеризующие проводимость РТД в прямом и обратном направлении соответственно. Изменяя параметры слоев гетероструктуры, можно получать РТД с различными значениями $S_{пр}$ и $S_{обр}$. Эти значения могут варьироваться от $1 \cdot 10^{-7}$ до $1 \cdot 10^{-1}$ Ом$^{-1}$. Данная особенность позволяет проектировать выпрямители ВЧ сигналов на основе РТД с входным сопротивлением от единиц Ом до единиц и десятков кОм, давая возможность обеспечивать хорошее согласование с любым типом антенн.

Следует ожидать, что хорошее согласование сопротивлений антенны и выпрямителя ВЧ сигналов позволит получить дополнительное преимущество в эффективности преобразования ректенн на РТД по сравнению с ректеннами на ДБШ.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Исследуя проблему согласования сопротивлений антенны и выпрямителя ВЧ сигналов, необходимо также учитывать тот факт, что нелинейные элементы, входящие в состав выпрямителя, обладают паразитной емкостью. Это означает, что полное входное сопротивление выпрямителя ВЧ сигналов имеет емкостный характер. Типичные значения паразитной емкости быстродействующих ДБШ и МОП-транзисторов составляют сотые и десятые доли пикофарада [1, 6]. Входная емкость выпрямителя с умножением в десятки раз на их основе может составить единицы пикофарад. На частотах УВЧ и СВЧ диапазонов это приведет к рассогласованию входных сопротивлений выпрямителя и антенны, которая на резонансной частоте обладает чисто активным сопротивлением. В связи с этим, при проектировании пассивной метки с выпрямителем ВЧ сигналов на основе ДБШ или МОП-транзисторов в ее схему следует включать согласующую индуктивность параллельно входу выпрямителя. Размеры такой индуктивности на рабочих частотах ниже 1 ГГц могут быть сопоставимы с размерами антенны метки. В [1] показано, что отсутствие согласующей индуктивности на входе выпрямителя сокращает радиус действия системы РЧИД в 1,5-2 раза, т.е. приводит к снижению эффективности преобразования энергии электромагнитного излучения в энергию постоянного тока до четырех раз.

РТД на основе A_3B_5 полупроводниковых наноразмерных гетероструктур обладают меньшими значениями паразитной емкости, которые могут составлять единицы фемтофарад [7]. Даже при коэффициенте умножения напряжения выпрямителя ВЧ сигналов на РТД, равном нескольким десяткам, входная емкость выпрямителя не превысит 1 пФ. При таком значении входной емкости выпрямителя необходимость в согласующей индуктивности отсутствует, или ее размеры, по сравнению с антенной метки, пренебрежимо малы.

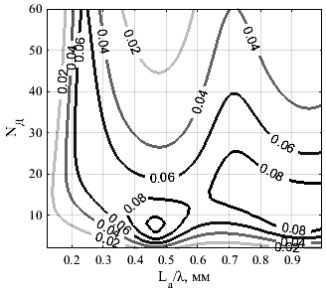


Рис. 1. Коэффициент эффективности ректенны на ДБШ.

Fig. 1. The coefficient of efficiency rectenna to SBD

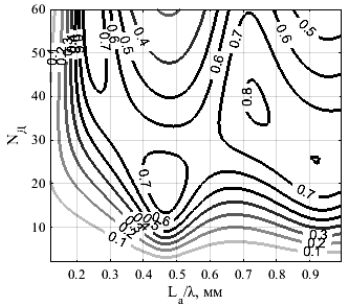


Рис. 2. Коэффициент эффективности ректенны на РТД.

Fig. 2. The coefficient of efficiency rectenna on RTD

В настоящей работе проведено теоретическое исследование ректенн, состоящих из электрического вибратора и выпрямителей на базе РТД и ДБШ. На рис. 1 приведена зависимость коэффициента эффективности ректенны на основе ДБШ, а на рис. 2 – коэффициента эффективности ректенны на основе РТД от нормированной длины плеча вибратора L_a к длине волны зондирующего сигнала с частотой 910 МГц и коэффициента умножения выпрямителя $N_Д$ при значении потребляемой меткой мощности 3 мкВт.

Расчет показал, что при уровне потребления 3 мкВт коэффициент эффективности ректенны на РТД в 10 раз превосходит коэффициент эффективности ректенны на ДБШ, при потреблении меткой 10 мкВт – в 4,5 раза, а при потреблении 20 мкВт – в 4 раза. При этом разница в эффективности выпрямителей составляет 8, 4 и 2,5 раз.

III. Заключение

Применение РТД взамен ДБШ в выпрямителе ВЧ сигналов при малых значениях потребляемой пассивной меткой мощности даёт выигрыш в эффективности ректенны до 10 раз и до 3-х раз – в радиусе действия системы РЧИД. При этом до 10-и раз снижается мощность излучения считывателя, что актуально с точки зрения обеспечения ЭМС и уменьшения вредного воздействия электромагнитного излучения считывателя на человека. Отпадает необходимость в дополнительных элементах согласования входных сопротивлений антенны и выпрямителя и возникает возможность уменьшить габариты метки.

Приведенные результаты получены в рамках выполнения государственного задания № 16.1116. 2014/К Министерства образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Curty J.P., Declercq M., Dehollain C., Joehl N. *Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems.* New York, Springer Science+Business Media, 2007. 148 p.

[2] Ivanov Yu.A., Meshkov S.A., Sinyakin V.Yu., Fedorenko I.A., Fedorkova N.V., Fedorov I.B., Shashurin V.D. Increase of quality of radio-electronic systems of new generation due to application of resonant tunneling nanodiodes. *Nanoengineering*, 2011, No 2, pp. 20-22.

[3] Ivanov Yu.A., Gudkov A.G., Meshkov S.A., Shashurin V.D., Klevtsov V.A., Agasieva S.V., Sinyakin V.Yu. Resonant-tunneling nano-diodes application for radio frequency identification technology based invasive biosensor systems' electromagnetic energy transformers efficiency increase. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*, 2014, No 4. pp. 60-65.

[4] Ivanov Yu.A., Meshkov S.A., Sinyakin V.Yu., Fedorenko I.A., Fedorkova N.V., Shashurin V.D. Investigation of UHF low power rectifier based on resonant tunneling diode. *2010 20th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2010)*. Sevastopol, 2010, pp. 859-860.

[5] Ivanov Yu.A., Gudkov A.G., Agasieva S.V., Meshkov S.A., Sinyakin V.Yu., Makeev M.O. Radio frequency identification technology with passive tags in invasive biosensor systems. *2014 24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2014, pp. 1063-1064.

[6] *HSMS-285x Series. Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes. Datasheet.* Avago Technologies. Available at: http://www.avagotech.com/docs/AV02-1377EN (accessed 29 April 2015).

[7] Sollner T.C.L.G., Goodhue W.D., Tannenwald P.E., Parker C.D., Peck D.D. Resonant tunneling through quantum wells at frequencies up to 2.5 THz. *Appl. Phys. Lett.*, 1983, vol. 43, pp. 588-590.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

STUDY ON THE EFFECTIVENESS OF RECEPTION ALGORITHMS FOR ULTRAWIDEBAND SIGNALS

Astretsov D. V., Sokolov R. I.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
ph.: +79122984151, e-mail: rostik-king@yandex.ru, dv_astr@mail.ru

Abstract — There was designed receive algorithm of UWB signals based on Markov theory of nonlinear filtering. Analysis of receiver efficiency rests on digital simulation of mixed signal and white Gaussian noise. It is shown that the developed algorithm allows for ultra-wideband signal processing, superior in quality algorithm for adaptive filtering, with speeds up to 100 Mbit/s.

ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Астрецов Д. В., Соколов Р. И.
Уральский федеральный университет им. первого Президента РФ Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, Свердловская обл., 620002, Россия
тел.: +79122984151, e-mail: rostik-king@yandex.ru, dv_astr@mail.ru

Аннотация — Разработан алгоритм приема сверхширокополосных сигналов, основанный на марковской теории нелинейной фильтрации. Оценка его эффективности проводилась на основании цифрового моделирования процесса обработки смеси сигнала и белого гауссовского шума. Показано, что разработанный алгоритм позволяет осуществлять обработку сверхширокополосного сигнала, превосходящую по качеству алгоритм адаптивной фильтрации, со скоростью до 100 Мбит/с.

I. Введение

Сверхширокополосная импульсная технология (UWPT) реализована в беспроводном стандарте 802.16. Особенностями СШП сигнала являются: отсутствие несущего колебания, очень короткая длительность (единицы и доли наносекунд) и связанная с этим очень широкая полоса частот. Основное достоинство технологии заключается в том, что малая длительность элементарного сигнала позволяет передавать его очень часто во времени, то есть осуществлять высокую скорость передачи информации (десятки, сотни мегабит в секунду) [1].

Однако, прием СШПС достаточно сложен из-за очень малой длительности сигнала. Для обнаружения сигнала может использоваться коррелятор или согласованный фильтр. Различные составляющие спектра неодинаково ослабляются препятствиями. Таким образом, спектр импульса, прошедшего сквозь препятствие, искажается, а значит, приемник, согласованный с формой исходного сигнала, становится несогласованным с пришедшим сигналом [1].

Следовательно, актуальной задачей является разработка алгоритмов приема и обработки СШПС. Методы приема, основанные на нелинейной фильтрации, позволяют обнаруживать сигнал при меньшей точности априорных сведений о сигнале [2]. Таким образом, целью работы является разработка приемного алгоритма сверхширокополосных сигналов, основанного на марковской теории нелинейной фильтрации [3], и оценка его эффективности.

II. Основная часть

Рассмотрим процесс формирования алгоритма нелинейной фильтрации последовательности импульсов при приеме суммы сигнала и белого гауссовского шума.

Пусть на вход приемника поступает сигнал:

$$y = \lambda(t) + n(t), \tag{1}$$

где $n(t)$ – белый гауссовый шум, такой что:

$$\langle n(t_1)n(t_2)\rangle = \frac{1}{2}N_0\delta(t_2 - t_1). \tag{2}$$

Полезное сообщение *λ(t)* и помеха *n(t)*, представляющие марковские процессы, задаются априори стохастическим дифференциальным уравнением [4]. Решая систему уравнений квазиоптимальной нелинейной фильтрации для марковских процессов в нестационарном режиме [2], получаем систему, определяющие схему оптимального приемника:

$$\frac{\partial\lambda}{\partial t} = -k_1\lambda + \frac{2}{N_\lambda}(y - \lambda)D_\lambda, \tag{3}$$

$$\frac{\partial D_\lambda}{\partial t} = \frac{1}{2}N_\lambda - 2k_1D_\lambda - \frac{2}{N_\lambda}D_\lambda^2. \tag{4}$$

Полученные уравнения, описывающие процесс на выходе фильтра *λ* и его дисперсию D_λ, позволяют синтезировать квазиоптимальный приемный алгоритм СШПС, работающий в нестационарном режиме, и оценить его эффективность (рисунок 1).

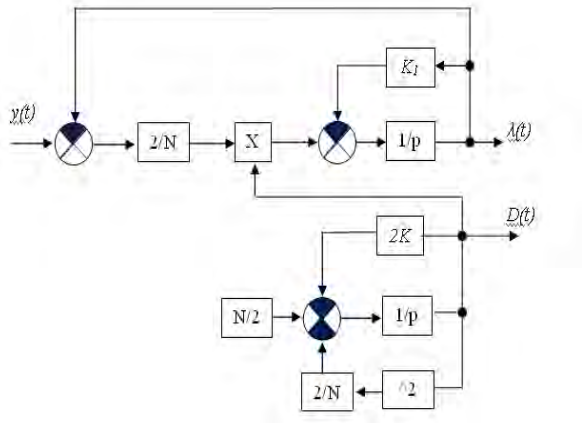


Рис. 1. Структурная схема приёмного алгоритма СШПС в смеси с БГШ для нестационарного режима.

Fig. 1. Receiver structural scheme of UWP *signal with white Gaussian noise in nonstationary condition*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

На практике длительность импульсов составляет от 200 пс до 1 нс, а интервалы следования импульсов лежат в пределах от 10 до 1000 нс. Обычно UWB-сигналы имеют форму идеализированных гауссовских моноциклов, параметры которых подобраны таким образом, чтобы основная часть спектра излучения была сосредоточена в диапазоне частот от 1–2 до 6–7 ГГц.

Модуляция импульсов полезными данными может осуществляться любым из известных методов на основе изменения их амплитуды, длительности, частоты следования. Однако на практике чаще всего используется технология TM-UWD, при которой сигналы формируются с помощью времяимпульсной модуляции (Pulse-Position Modulation — PPM), то есть информационным параметром является временное положение переднего фронта импульса [1].

Поскольку обработка СШП сигнала осуществляется в цифровой форме, то после приема необходимо подать сигнал на АЦП. Для реализации алгоритма на основе нелинейной марковской фильтрации требуется не менее 10 отсчетов за длительность одиночного импульса. То есть частота дискретизации АЦП должна быть приблизительно в 10 раз больше центральной частоты передачи, определяющейся как $1/\tau_И$. Например если длительность одиночного импульса 1нс, то частота дискретизации должна быть не менее 10ГГц. В свою очередь, современные параллельные АЦП имеют частоту дискретизации от 100 МГц до 1 ГГц. Следовательно, для осуществления обработки сигнала в режиме непрерывного времени необходимо увеличить длительность импульса до десятков нс. Очевидно, происходит снижение скорости передачи при сохранении интервалов следования импульсов. Однако использование алгоритма нелинейной марковской фильтрации позволяет существенно уменьшить интервал следования импульсов до 3-4 $\tau_И$ без потери качества восстановления сигнала. Что позволяет повысить скорость обработки в реальном времени до десятков Мбит/с.

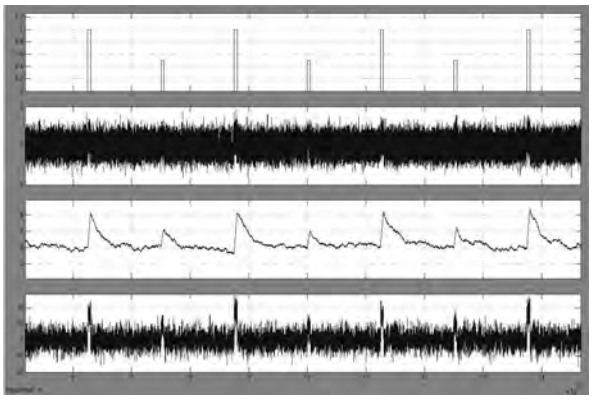


Рис. 2. Осциллограммы излучаемого сверхширокополосного сигнала, смеси сигнала и БГШ, сигналов на выходе фильтрующих устройств.

Fig. 2. Oscilloscope traces emitted by ultra-wide-band signal, a mixture of signal and WGN, and the signal at the output of the filter devices

Цифровое моделирование проводилось в программе Simulink Matlab. В качестве сверрширокополосного сигнала была взята последовательность видеоимпульсов с двумя значениями амплитуды, представленная на первой осциллограмме рисунка 2. Длительность одиночного импульса составляет 100 пс, интервалы следования импульсов 1 нс. на второй осциллограмме представлена смесь сигнала и БГШ, поступающая на вход приемного устройства при соотношении мощностей сигнал/шум 0дБ.

Разработанный алгоритм нелинейной марковской фильтрации сравнивается с алгоритмом адаптивной фильтрации, реализованной RLS фильтром в Simulink. На третьей и четвертой осциллограммах показаны сигналы на выходах нелинейного фильтра и адаптивного фильтра, соответственно.

В результате моделирования получена зависимость вероятности ошибки приема (минимума среднего риска) бинарного сообщения $p_{ош}$ от отношения мощности помехи Ш к мощности сигнала С. Таким образом, представленная на рис. 3 штрихованная кривая, отображает зависимость вероятности ошибки приема для адаптивного фильтра. Полученные результаты моделирования, представленные на рис. 3 сплошной кривой, отображают зависимость вероятности приема от отношения мощности шума к сигналу алгоритма нелинейной марковской фильтрации.

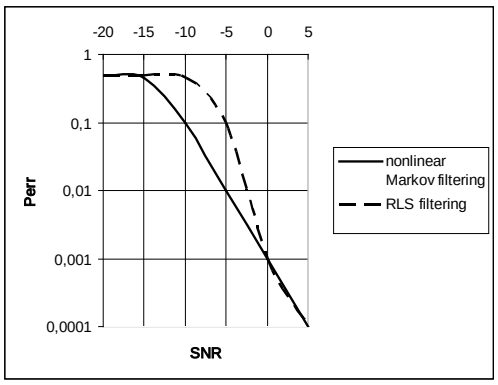


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибки приема СШПС $p_{ош}$ от отношения мощности помехи к мощности сигнала для различных приемников.

Fig. 3. Plot of the probability of error detection of a UWP signal vs. the noise-signal ratio for different recievers

III. Заключение

1. Синтезирован алгоритм квазиоптимального приема сверхширокополосного сигнала, на основе нелинейной фильтрации одномерного марковского процесса для нестационарного режима, позволяющий осуществлять прием и обработку сигнала со скоростью в десятки Мбит/с.

2. Как видно из рисунка 3, выигрыш в эффективности приемника нелинейной фильтрации достигает 5 дБ по сравнению с методом адаптивной фильтрации при отношениях Ш/С в диапазоне от -15 до -5 дБ.

IV. References

[1] Dmitriev V.D. Technology transfer information using ultra-wideband signals (UWB). – Components and technologies, 2003,№9 – http://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2003_09_72.pdf

[2] Astretsov D.V., Nifontov Yu.A., Sokolov R.I. Analyzes of potencial noise immunity binary signal extraction in condition of Gaussian and nongaussian noise. Physics and technical applications of wave processes : works of XI International scientific-technical conference. / Yu.E. Mitelman.- Ekaterinburg: UrFU, 2012, p. 147 – 149.

[3] Tihonov V.I., Kulman N.K. Nelineynaya filtracia I kvazikogerentniy priem signalov. — Moskva: Sov. radio,1975

[4] Pervachov S.V. Radioavtomatika. — Moskva: Radio I sviaz, 1982.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE TEST STAND FOR TESTING NAVIGATION EQUIPMENT GLONASS/GPS USER

Kornilov I. N., Ergashev N. V.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
Ph.: +79001990815, e-mail: ilya238@rambler.ru

Abstract — Test stand for navigation user equipment was created. The stand allows you to define the technical characteristics of the navigation receivers. The paper conducted a study of determining the coordinates accuracy by a consumer navigation equipment, as well as describes the capabilities of the test stand.

ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ ГЛОНАСС/GPS

Корнилов И. Н., Ергашев Н. В.
Уральский федеральный университет им. первого Президента РФ Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, Свердловская обл., 620002, Россия
тел.:+79001990815, e-mail: ilya238@rambler.ru

Аннотация — Создан испытательный стенд для навигационной аппаратуры потребителя. Стенд позволяет определять технические характеристики навигационных приёмников. В статье проводятся исследование точности определения координат навигационной аппаратурой потребителя, а также описываются возможности испытательного стенда.

I. Введение

При проведении испытаний, тестировании, определении технических характеристик навигационной аппаратуры потребителя (НАП) ГЛОНАСС/GPS возникает целый ряд проблем. Во-первых, сложно обеспечить полную повторяемость экспериментов. Во-вторых, уровни мощности сигналов от навигационных спутников на входе НАП точно не известны. В-третьих, организация экспериментов с НАП, которой предстоит эксплуатация на море, в полёте или даже в космосе затруднительна и имеет высокую стоимость.

Решением обозначенных проблем является использование имитаторов навигационных сигналов для тестирования НАП в лабораторных условиях. Существует большое количество имитаторов зарубежного и российского производства [1-5]. Но создавать сложные траектории движения транспортных средств с НАП на борту без ограничений по скорости, ускорению и высоте могут только имитаторы компании Spirent [6].

II. Основная часть

Задачей исследования было в лабораторных условиях при помощи испытательного стенда, содержащего имитатор навигационных сигналов создать траекторию полёта радиозонда и оценить точность определения координат и высоты НАП, находящейся у него на борту. Для решения поставленной задачи использовался имитатор навигационных сигналов Spirent GSS6700 [6].

Полная схема испытательного стенда представлена на рис. 1. Такой стенд позволяет в лабораторных условиях определять чувствительность НАП, точность определения местоположения НАП, точность определения скорости; создавать различные траектории движения: движение наземного транспортного средства, полёт самолёта, полёт ракеты, полёт космического корабля; при дополнении генератором помех и сумматором - помехоустойчивость НАП. Стенд позволяет также записывать реальные навигационные сигналы и многократно их воспроизводить.

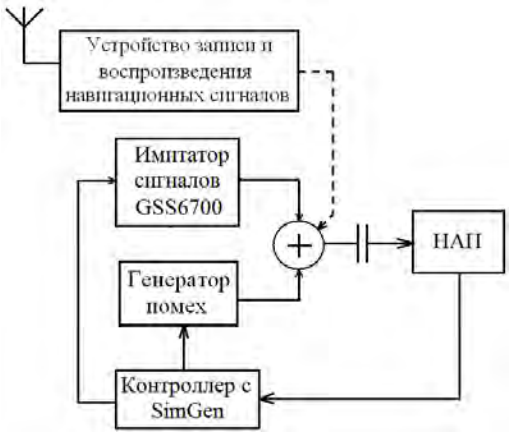


Рис. 1. Испытательный стенд.
Fig. 1. Test stand

Схема проведения экспериментов представлена на рис. 2. Имитатор навигационных сигналов генерировал сигналы системы GPS на частоте L1 при помощи контроллера с программным обеспечением SimGen [7]. Программный пакет SimGen позволяет имитировать сигналы навигационных спутников ГЛОНАСС и GPS, распространение этих сигналов в атмосфере, затенение приемника наземными объектами, диаграмму направленности приемной антенны, многолучевое распространение радиоволн, траекторию движения транспортного средства.

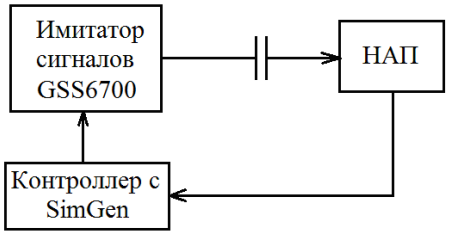


Рис. 2. Схема эксперимента.
Fig. 2. Scheme of experiment

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

В качестве НАП использовался GPS приёмник u-blox AEK-4H [8].

Методика оценки точности координат и высоты НАП радиозонда была следующей:

1. Из реальной траектории полёта в виде файла с отсчётами координат, высоты и скорости осуществляется выборка отсчётов раз в 10 секунд.

2. В SimGen пишется сценарий полёта по заданной траектории. Для этого с помощью команды reference задаётся точка старта полёта, начальная скорость и направление. Далее при помощи команды combined изменяется скорость, направление полета и высота. Такие изменения производятся раз в 10 секунд в соответствии с исходной траекторией движения.

3. Когда сценарий полёта готов запускается имитация навигационных сигналов. На выходе имитатора генерируется навигационное поле,

4. НАП принимает имитируемые сигналы навигационных спутников, решает навигационную задачу и выдаёт данные по UART на персональный компьютер. Для отображения и накопления данных от НАП используется среда u-center.

5. Координаты, измеренные НАП в виде таблиц, сохраняются и наносятся на графики с исходными траекториями движения.

6. Вычисляется среднее отклонение графиков для координат и высоты, полученных от НАП с исходными траекториями движения по формуле:

$$X_{i\phi} = \frac{\sum_{i=1}^{n}(x_i - x_i^*)}{n}, \qquad (1)$$

где $X_{i\phi}$ - средняя ошибка измерения координаты НАП; x_i - значение координаты, измеренное НАП; x_i^* - координата исходной траектории движения; n – количество отсчётов.

Таким образом, оценивалась точность определения координат и высоты НАП радиозонда.

Получаем следующие результаты. На рис. 3 представлены исходная траектория движения радиозонда (график 1) и траектория, полученная от НАП (график 2).

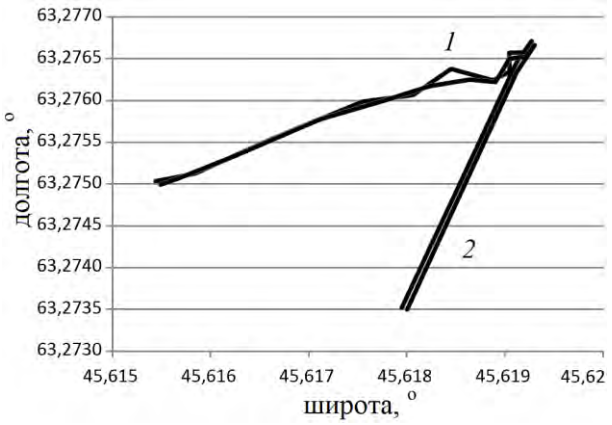


Рис. 3. Траектории полёта радиозонда. 1 - исходная траектория; 2 – траектория, полученная от навигационного приёмника.

Fig. 3. The trajectory of the radiosonde 1 - initial trajectory; 2 - the trajectory obtained from the navigation receiver

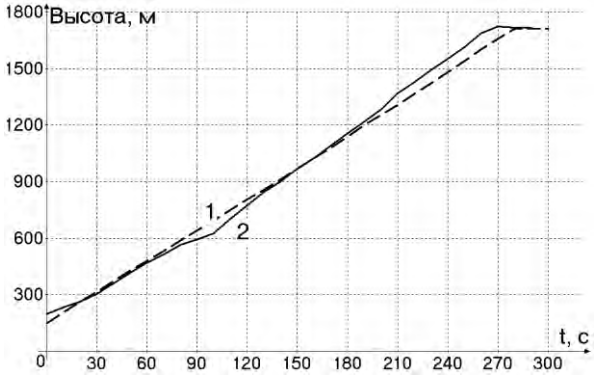


Рис. 4. Набор высоты радиозондом. 1 - исходная траектория; 2 - траектория, полученная от навигационного приёмника.

Fig. 4. Climb of the radiosonde 1 - initial trajectory; 2 - the trajectory obtained from the navigation receiver

Сопоставив графики на рис. 3 получаем, что средняя ошибка по определению координат составила 6,3 метра по широте и 9,7 метра по долготе. На рис. 3 представлены зависимости набора высоты радиозондом: исходная траектория (график 1) и траектория полученная от НАП (график 2).

Вычислив различия между графиками на рис. 4 получаем, что средняя ошибка по определению высоты радиозондом составила 12,5 метров.

III. Заключение

В данной работе показана возможность тестирования навигационной аппаратуры потребителя при помощи испытательного стенда. В статье продемонстрирована лишь часть возможностей представляемого испытательного стенда. В дальнейшем планируется освоить весь набор функций испытательного стенда для проведения тестирования навигационной аппаратуры различного назначения.

Проведённое исследование показало, что разработанная методика позволяет оценивать ошибки определения НАП по широте, долготе и высоте. При этом не требуется запускать радиозонд, все измерения можно сделать в условиях лаборатории. Вычисленные ошибки определения координат радиозондом в программном обеспечении наземной рабочей станции, принимающей данные от радиозонда.

IV. References

[1] Лабораторный комплекс “Спутниковые и навигационные системы”. Техническое описание. Санкт-Петербург, 2012. – 23 с. (http://tehnolux.org/doc/PXI-GNSS.pdf)

[2] Справочное руководство по GPSToolkit 2.0. National Instruments Corporation. 2011. – 8 с.

[3] СН-3803М ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/SBAS Имитатор сигналов. Описание версия 1.0, 2011. – 9 с.

[4] СН-3805 ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/SBAS Комплекс имитации. Описание версия 1.0, 2011. – 29 с.

[5] GNSS for the R&S®SMBV100A. Техническое описание 2.0. 2012. – 16 с.

[6] Сайт компании Spirient (http://www.spirent.com/Positioning-and-Navigation/).

[7] Руководство по эксплуатации программного обеспечения SimGEN. Spirent Communications. 2010. – 756 с.

[8] АЕК 4НСН-3805 ГЛОНАСС/GPS/GALILEO/SBAS Комплекс имитации. Описание версия 1.0, 2011. – 29 с.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SALES MANAGEMENT SYSTEM USING CUSTOMER IDENTIFICATION IN SALES AREA

Matokhina A. V., Sadovnikova N. P., Kizim A. V.
Volgograd State Technical University
28, Lenin avenue, Volgograd, 400005, Russian Federation
Ph.: (8442) 248100, e-mail: cad@vstu.ru

Abstract — The article describes the method of identifying the selling floor customer using RFID tags. The algorithm of the automated sales management system was described. A method for integration the client-needs forecasting subsystem to the 1C: Enterprise was proposed.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОДАЖАМИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СРЕДСТВ ИДЕНТИФИКАЦИИ КЛИЕНТА ТОРГОВОГО ЗАЛА

Матохина А. В., Садовникова Н. П., Кизим А. В.
Волгоградский государственный технический университет
просп. В. И. Ленина, 28, Волгоград, 400005, Россия
тел.: (8442)248100: , e-mail: cad@vstu.ru

Аннотация — В статье рассмотрен метод идентификации клиента торгового зала при помощи RFID меток. Описан алгоритм работы автоматизированной системы управления продажами. Предложен способ интеграции подсистемы прогнозирования потребности пользователя в систему 1С:Предприятие.

I. Введение

На сегодняшний день в сфере розничной торговли существует жесткая конкуренция. Для привлечения и удержания клиентов предприятия внедряют программы повышения лояльности, включающие дисконтные и бонусные карты, рассылки информации о новинках и специальных предложениях и пр.

Практика персонализации покупателей, применяемая в интернет-магазинах, показала свою эффективность и обеспечила значительный рост прибыли. Методы персонализации клиентов торгового зала только сейчас начинают внедряться. В связи с этим, необходимы программные средства для оценки эффективности персонализации для «офлайн» магазинов.

II. Основная часть

В качестве способа идентификации покупателя при входе в торговый зал выбран RFID (Radio Frequency IDentification) метод.

Логика работы системы идентификации заключается в следующем.

Клиент заходит в торговый зал, RFID метка на его дисконтной карте считывается, и ее идентификатор передается в модуль идентификации серверной части автоматизированной системы. Следом за идентификацией клиента происходит автоматическое формирование его анкеты с персональными данными и рекомендациями. Далее менеджер торгового зала получает анкету и прикрепляет к клиенту определенного продавца-консультанта.

После получения задания продавец-консультант имеет возможность найти клиента в торговом зале по его фотографии, напомнить ему о бонусах и предложить те товары, которые были выбраны системой как наиболее вероятные. После общения с клиентом продавец-консультант может поменять статус заявки, например, в случае если клиент отказался от его услуг. В то же время менеджер торгового зала может дистанционно в режиме реального времени следить за исполнением заявок.

Разрабатываемая автоматизированная система должна обеспечивать:

- идентификацию клиента при входе;
- обработку персональных данных для дальнейшего прогнозирования потребностей клиента;
- формирование анкеты клиента;
- пересылку анкеты клиента на мобильное устройство продавца-консультанта;
- формирование и рассылку вошедшим клиентам SMS-сообщений с текущими акциями и новинками магазина, бонусами клиента.

Для анализа активности продавцов-консультантов и оценки качества их работы с клиентами в системе предусмотрен дополнительный набор функций по формированию отчетов и мониторингу статуса заявки на обслуживание клиента.

В качестве аппаратного обеспечения выбран портальный RFID считыватель поддерживающий стандарты ISO15693 и ISO 18000-3-A [1]. Для карт покупателей подходят RFID чипы NXPICode 1, I Code UID, I Code EPC.

Информация о поведении клиента заносится с базу данных системы и анализируется [2].

По результатам анализа протокола обмена данными определяется количество значащих битов в метке (NVB), что позволяет произвести ее идентификацию. Для различных вариантов радиочастотных методов показатель NVB колеблется от 16 до 64Кбит [3,4].

На стадии тестирования системы был реализован механизм имитации считывания RFID метки. Для этой цели в среде 1С:Предприятие 8 реализована процедура генерации ID клиента. Функция имитации работы позволяет варьировать временной диапазон между случайными событиями входа и выхода клиента. Временной интервал может составлять от 5 до 60 секунд.

Быстродействие модуля идентификации клиента в основном зависит от быстродействия аппаратного обеспечения. Как указано в [3] скорость считывания данных (включая подготовку носителя) у RFID-системы не превышает 0,5 с. Учитывая сказанное

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

выше, время формирования анкеты клиента не должно превышать 1 с.

При запуске сеанса мониторинга клиентов происходит формирование списка консультантов и клиентов, находящихся в зале.

При входе клиента в торговый зал происходит поиск владельца карты в базе и фиксация времени, когда он вошел на форме оповещения.

При выходе клиента из торгового зала, он удаляется из списка находящихся в торговом зале. Кроме этого при выходе клиента из торгового зала происходит поиск консультанта и удаление клиента из списка консультанта.

В основе метода прогнозирования потребности клиента заложен алгоритм ART-1 предложенный в работе [1]. Описание применения метода к задачам, решаемым в системе, предложено в работе [2].

Для доступа к веб-клиенту достаточно, в браузере мобильного устройства, указать ссылку на веб-сервер. В качестве сервера можно, например, использовать Apache или IIS (Internet Information Services). Выбор сервера остается за конечным пользователем системы 1С:Предприятие. Инструкция по настройке сервера и организации доступна к информационным ресурсам и интерфейсам размешена на сайте пользователей.

После запуска браузера с ссылкой на веб-сервер пользователь видит стандартный интерфейс 1С:Предприятия для тонкого клиента, управление которым осуществляется средствами браузера. Основными являются стандартные инструменты масштабирования и инструменты, поддерживающие сенсорный ввод.

Работа начинается с аутентификации пользователя, что позволяет разграничить доступ к информации и интерфейсу.

В режиме «АРМ менеджера торгового зала» интерфейс выглядит, как показано на рисунке 1. В активном окне доступны функции мониторинга присутствия клиента в торговом зале и функции назначения/отзыва консультанта, так же постоянно обновляется время пребывания клиентов в торговом зале.

Под таблицей клиентов торгового зала расположена таблица продавцов-консультантов. Прикрепить продавца-консультанта клиенту можно при помощи выделения соответствующих записей в таблицах и нажатия кнопки «Назначить консультанта». С правой стороны отображается анкета выбранного клиента. Отчеты доступны через сервис 1С.

В режиме продавца-консультанта в активном окне отображаются клиенты, ожидающие обслуживания и назначенные аутентифицированному продавцу-консультанту. В таблице клиентов указаны имя клиента, дата его рождения, категория клиента, процент его скидки, время входа в торговый зал и время, которое клиент находится в зале. Для каждого выделенного клиента внизу окна отображается список рекомендуемых для следующей покупки товаров.

III. Заключение

Внедрение разработанной системы позволяет увеличить среднюю сумму чека покупателей, повысить их лояльность, а так же усилить контроль за работой персонала.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках проектной части Госзадания (проект № 2.1917.2014/К)

IV. References

[1] M. Tim Jones. AI Application Programming. *Charles River Media*, 2005. 473 p.

[2] Matokhina A.V., Kizim, A.V . Customer Needs Forecasting *World Applied Sciences Journal (WASJ). Information Technologies in Modern Industry, Education & Society. Spec. Issue*, 2013, - Vol. 24, pp. 126-132.

[3] ISO 15693 Host Commands, *Texas Instruments*, 2009.

[4] Sandip Lahiri RFID sourcebook. *IBM Press*, 2006, 276 p.

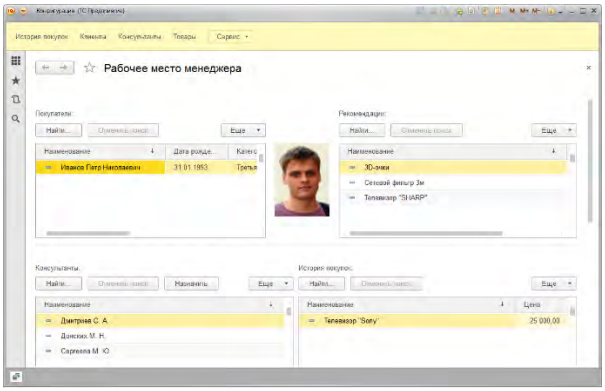


Рис. 1. Интерфейс «АРМ менеджера торгового зала»

Fig. 1. Computer workstation of the selling floor manager

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MICROWAVE UNIVERSAL TRANSMITER WITH PRECISION MODULATION PARAMETERS

Chernykh O. A., Kudinov S. I.
Ural Federal University (UrFU)
Mira st., 19, Ekaterinburg, 620002, Russia
ph.: +7 (343) 3745292, e-mail: o.a.chernyh@urfu.ru

Abstract — Results of the development of low-power RF transmitter to the master radio communication systems, radar with analog and digital modulation provides precise modulation parameters through the use of digital-to-analog baseband signal processing.

СВЧ УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ПЕРЕДАТЧИК С ПРЕЦИЗИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ МОДУЛЯЦИИ

Черных О. А., Кудинов С. И.
Уральский федеральный университет (УрФУ)
ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, Россия
тел.: +7 (343) 3745292, e-mail: o.a.chernyh@urfu.ru

Аннотация — Приводятся результаты разработки маломощного задающего СВЧ передатчика для систем радиосвязи, радиолокации с аналоговой и цифровой модуляцией, обеспечивающего точные параметры модуляции, за счет применения цифроаналоговой обработки модулирующего сигнала.

I. Введение

В работе представлен пример разработки маломощного передатчика для систем радиосвязи с амплитудной модуляцией на базе новых полупроводниковых приборов усиления мощности СВЧ сигналов в интегральном исполнении с большим коэффициентом усиления.

II. Основная часть

Устройство формирования высокостабильных СВЧ колебаний с возможностью оперативного управления параметрами рабочей частоты, уровнем выходной мощности, амплитудой и частотой модулирующих колебаний с высокой точностью представляет собой маломощный передатчик, работающий в широком диапазоне рабочих частот 800 – 2500 МГц, состоит из семи основных функциональных узлов:

- управляющего микроконтроллера (МК) на STM32L152;
- генератора опорной частоты (ГОЧ) с термокомпенсацией;
- генератора высоких частот (ГВЧ) на микросхеме синтезатора частот ADF4351;
- квадратурного модулятора (М) несущего колебания на микросхеме AD8346;
- усилителя мощности и аттенюатора (УМА) на микросхеме ADL5240;
- цифрового аудиокодека (ЦАК);
- фазовращателя (ФВ) модулирующего сигнала на операционных усилителях.

Упрощенная структурная схема универсального передатчика представлена на Рис.1. МК предназначен для программирования рабочей частоты ГВЧ и уровня его выходной мощности, программирования коэффициента ослабления аттенюатора. МК связан по интерфейсу USB с персональным компьютером для обмена информацией по программированию параметров передатчика (рабочей частоты ГВЧ, его выходной мощности, степени ослабления аттенюатора) и подтверждения о выполнении команд. Диапазон программного регулирования уровня выходного сигнала ГВЧ составляет от минус 4дБм до плюс

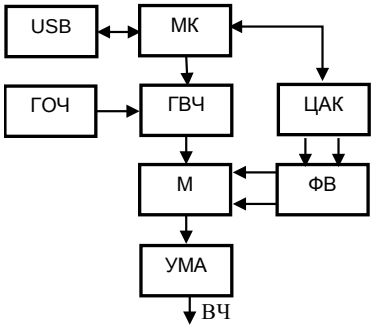


Рис. 1. Структурная схема передатчика.

Fig. 1. The block diagram of the transmitter

5 дБм с шагом 3 дБ. Для оптимальной работы модулятора уровень выходного сигнала ГВЧ необходимо программировать минимально возможным, минус 4 дБм. Высокая стабильность параметров выходного колебания ГВЧ по частоте обеспечивается использованием, в качестве генератора опорной частоты, эталонного термокомпенсированного кварцевого генератора с температурной нестабильностью ±(0.5 - 2.0) ppm в температурном диапазоне от минус 30ºС до плюс 85ºС. Сгенерированные высокочастотные колебания с парафазных выходов ГВЧ поступают на модулятор.

Схема подключения модулятора реализует режим квадратурной модуляции. При этом, для формирования амплитудной модуляции используются только два входа модулятора – IBBN и IBBP, а для формирования частотной и фазовой модуляции используются только входы QBBN и QBBP. С узла фазовращателя на эти входы поступают по два одинаковых низкочастотных модулирующих сигнала сдвинутые друг относительно друга на 180 градусов. Модулированные СВЧ-колебания ослабляются в модуляторе до уровня минус (7-14) дБм. Модуляционная полоса частот передатчика определяется цифровым аудиокодеком и составляет от 0 до 96 кГц. Далее этот сигнал подаётся на вход усилителя мощности, где усиливаются на 19 - 20 дБ в зависимости от рабочей частоты. Максимальный

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

уровень СВЧ-мощности выходного сигнала усилителя достигает +(6 – 13) дБм в зависимости от рабочей частоты. Далее, усиленный СВЧ-сигнал поступает на вход аттенюатора этой же микросхемы. Уровень ослабления СВЧ-сигнала устанавливается управляющим персональным компьютером, а динамический диапазон регулирования составляет 31 дБ с шагом 0,5 дБ и точностью ±0,25 дБ. К выходу аттенюатора подключается антенна [3].

Точность параметров модуляции определяется использованием цифрового аудиокодека с параметрами ЦАП 24 бит и частотой 192 кГц. Левый канал аудиокодека отвечает за формирование амплитудной составляющей модуляционной функции, а правый канал – фазовой составляющей. Спектр сформированного сигнала с амплитудной модуляцией с подавлением несущей представлен на Рис.2. При выбранной модуляционной функции, несущая частота подавляется на 20 дБ.

Для уменьшения габаритных размеров передатчика используется ряд конструктивных решений. Печатная плата состоит из 4 слоев и изготавливается по гибридной технологии, когда один слой изготавливается на материале Rogers, а остальные слои на материале FR4. Такая технология позволяет уменьшить конструктивные размеры высокочастотной части схемы и снизить стоимость изготовления печатной платы, обеспечивая оптимальное соотношение цены и качества.

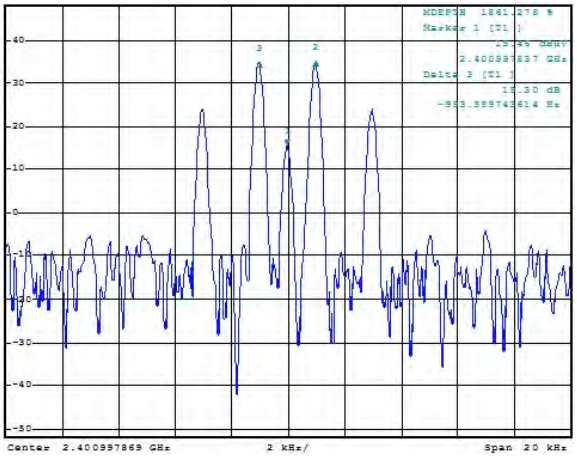


Рис. 2. Спектр амплитудно-модулированного сигнала с подавлением несущей.

Fig. 2. Spectrum AM with a suppressed carrier

III. Заключение

Разработан универсальный маломощный и малогабаритный задающий СВЧ-передатчик для систем связи, задающих узлов РЛС, обеспечивающий высокую стабильность несущей частоты, приемлемый уровень фазовых шумов, возможность программной перестройки несущей частоты и вида модулирующей функции.

IV. References

[1] Ivanov V.E., Kudinov S.I. Pulse microwave transmitter of aerological radar / CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 6652631, pp. 1006-1007.

[2] Kudinov S.I., Gusev A.V., Ivanov V.E. Coherent pulse radar with airborne superregenerative transceiver / CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 6652636, pp. 1016 -1017.

[3] Kireyev, E.S., Mitelman, Yu.E. Optimization of radiosonde antenna radiation pattern / CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceeding 6652974, pp. 604-605.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE STUDY OF COMMUNICATIONS USING AN AGENT-BASED MODEL

Berg D. B.[1,2], Zvereva O. M.[1]
Ural Federal University
620002, 19 Mira street, Ekaterinbyurg, Russia
Tel. +7-343-3741424, e-mail: OM-Zvereva2008@yandex.ru
Institute of Industrial Ecology, Ural Branch of RAS, Russia

Abstract — In this materials the process of communications investigation is discussed. Program model engineered on the basis of agent-based technology was the main instrument in this research. Model agents functioning in this model are software objects which attributes are calculated using equations of Leontieff's intersectoral equilibrium. With the help of this model time system characteristics were analyzed and the feasible crisis phenomenon was revealed as well.

ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУНИКАЦИЙ В АГЕНТ-ОРИЕНТИРОВАННОЙ МОДЕЛИ

Берг Д. Б.[1,2], Зверева О. М.[1]
ФГАОУ ВПО"УрФУ имени первого Президента России Б.Н.Ельцина"
620002, 19, ул. Мира, Екатеринбург, Россия
Тел: 7-343-3741424, e-mail: OM-Zvereva2008@yandex.ru
Институт промышленной экологии, УрО РАН

Аннотация — В работе описан процесс изучения коммуникаций, инструментом которого явилась программная модель, построенная на основе агент-ориентированной технологии. В модели действуют агенты, производственные характеристики которых рассчитаны на основе межотраслевого баланса Лонтьева. С помощью модели были изучены временные параметры системы и выявлен эффект возможного возникновения кризиса.

I. Введение

Имитационные модели получили широкое распространения с развитием вычислительной техники. Не всякий физический, а, тем более, экономический или социальный процесс, может быть описан с помощью математических выражений, тогда единственным способом изучения данного процесса является моделирование. Для экономических и социальных систем наиболее подходящей технологией моделирования является агент-ориентированная технология. Такой тип моделирования называют «правильной математикой для социальных наук» [1].

Кроме того, агент-ориентированное моделирование (АОМ) позволяет выявить такие эффекты, которые интуитивно сложно предсказуемы, предлагает достаточно «естественный» способ представления социальных и экономических систем; созданные модели легко масштабируемы и изменяемы [2].

Агент-ориентированная (агентная) модель состоит из отдельных активных сущностей, которые «живут» в определенной среде, и через нее по некоторым правилам взаимодействуют друг с другом. Изменяя характеристики самих агентов и правила их взаимодействия, т.е. некоторые микропараметры, в процессе моделирования получают и анализируют характеристики системы в целом, т.е. ее макропараметры.

Коммуникационный процесс – один из универсальных процессов, протекающих в различных областях деятельности. Все коммуникационные процессы имеют общие особенности: формируется некоторая сеть [3], в которой циркулируют товары и деньги (сфера экономики), пакеты данных (телекоммуникации), смыслы (социальная сфера) и т.д.

II. Основная часть

В программной среде NetLogo была создана агент-ориентированная модель, воспроизводящая коммуникационный процесс между экономическими агентами (рис.1). Агенты производят продукцию, которой обмениваются друг с другом. Весь коммуникационный процесс разделен на циклы обмена: во время цикла обмена каждому агенту, выбираемому случайным образом, предоставляется возможность вступить в акт коммуникации с другим агентом системы, для того чтобы приобрести у него товар, тем самым обеспечив себя ресурсами для возобновления производственной деятельности (простое воспроизводство).

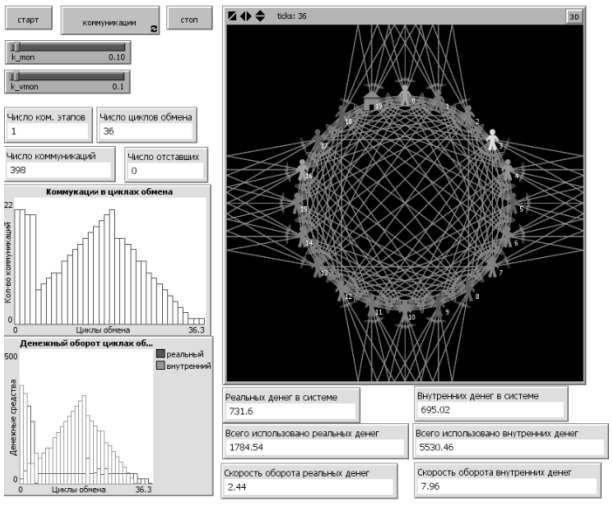


Рис. 1. Окно программной модели.

Fig. 1. Screenshot of Model Window

Математической основой функционирования системы является межотраслевой баланс Леонтьева (модель «затраты - выпуск»). Система в целом характеризуется вектором выпуска агентов ($\vec{X} = (x_i)_{i=1}^{N}$), вектором свободных остатков ($\vec{Y} = (y_i)_{i=1}^{N}$) и технологической матрицей (A_{NxN}), определяющей потребности агентов в продукции друг друга. Баланс в системе задается следующим векторным уравнением:

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\vec{X} - A\vec{X} = \vec{Y}, \quad (1)$$

В систему введены деньги для поддержания обменных процессов. Вектора $\vec{X}$ и $\vec{Y}$ задаются в стоимостном выражении. В системе введен коэффициент обеспеченности деньгами. Денежные средства рассчитываются как объем товара, умноженный на введенный коэффициент.

В соответствии с выражением (1) было рассчитано несколько различных наборов характеристик агентов. На этих наборах данных проводились эксперименты по изучению коммуникационного процесса.

Эксперименты с моделью позволили получить ответ на вопрос, насколько поведение агентов, участвующих в коммуникациях, влияет на характеристики процесса в целом: была исследована зависимость между стратегией обмена, которой придерживаются агенты в системе, и длительностью коммуникационного процесса. Также был изучен денежный оборот в системе - получена зависимость средних значений сумм денежных средств, задействованных в каждом цикле обмена (при определенных начальных условиях: коэффициенте обеспеченности деньгами в системе, стратегии обмена, которой придерживаются агенты).

Были изучены 5 различных алгоритмов поведения агентов, условно названных «стратегиями обмена»:

- в первой «списковой» стратегии все агенты действуют в соответствии со списком, по которому они упорядочены в системе, при этом объем очередного обмена максимально возможный;
- во второй «максимальной» каждый из агентов пытается в первую очередь обеспечить свои максимальные потребности, объем очередного обмена максимально возможный;
- в третьей «равномерной» стратегии агент пытается одновременно вступить в контакт со всеми агентами, в товарах которых нуждается, объемы
- обмена с каждым из контрагентов одинаковые и определяются количеством денег, которые есть у агента, инициировавшего объем;
- в четвертой «последовательной» стратегии агент пытается вступить в контакт со следующим за ним по списку агентом, если обмен невозможен, то движется дальше по списку, объем обмена максимально возможный;
- в пятой стратегии, стратегии «окрестности», агент пытается взаимодействовать с соседними по списку агентами, в случае невозможности обменов, расширяя эту окрестность, объем обмена максимально возможный.

Первые 2 стратегии подробно описаны и проанализированы в [4].

Итоги моделирования показали, что в системе, построенной на основе балансового уравнения (1) при любых исследуемых стратегиях коммуникационный процесс завершается успешно: все агенты обмениваются товарами с другими агентами, обеспечивая себя ресурсами для последующего производства в полном объеме. Стратегии агентов влияют на характер протекания процесса, его длительность.

В качестве таких характерных особенностей протекания процесса можно указать на возникновение «кризисных» явлений, т.е. резкого падения количества и объемов обменов в коммуникациях в определенный момент времени (цикл обмена). Такие «кризисы» возникают, если агенты придерживаются 1 и 2 стратегии обменов, и если в системе существует недостаток денежных средств (общая сумма денег, циркулирующих в системе не более 0,7 от общей стоимости товаров).

Если рассматривать необходимость раннего начала производственного цикла, т.е. искать стратегию обмена, при которой все агенты обеспечат себя ресурсами не в полном объеме, но достаточном для начала производства, то такой стратегией является третья стратегия обмена.

Оптимальной можно считать четвертую, «последовательную», стратегию: при ней не возникает кризисных явлений, и именно при применении такой стратегии коммуникационный процесс протекает за минимально кроткий отрезок времени при прочих равных условиях. Графики зависимости длительности коммуникационного процесса от коэффициента обеспеченности деньгами показаны на рис.2. Как видно из рисунка, ниже всех расположена кривая, построенная для четвертой (последовательной) стратегии.

Данная работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 15-06-04863 «Математические модели жизненного цикла локальных платежных систем».

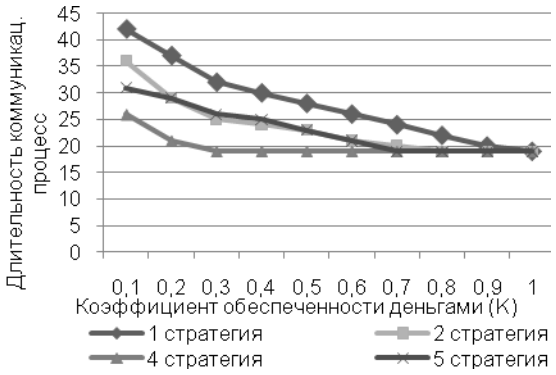


Рис. 2. Влияние используемой стратегии обмена на длительность коммуникационного процесса.

Fig. 2. Used Exchange Strategy Impact on the Communication Process time Interval

III. Заключение

Агент-ориентированная модель – решение проблемы в том случае, когда невозможно применение более строгих математических моделей. С помощью модели была установлена зависимость длительности коммуникационного процесса от денежного обеспечения в системе, при этом показано, что характер поведения агентов также оказывает влияние на временные характеристики системы.

IV. References

[1] Paul L. Borrill, Leigh Tesfatsion. Agent-Based Modeling: The Right Mathematics for the Social Sciences. Working Paper № 10023, July, 2010. 29 p.

[2] Eric Bonabeau. Agent-based modeling: Methods and techniques for simulating human systems. In Proceedings of National Academy of Sciences 99(3), 2002, pp. 7280-7287.

[3] Castells M. The Rise of the Network Society. 2nd ed. With a new pref. Blackwell Publishing Ltd., 2010. 597 p.

[4] Zvereva O.M., Berg D.B. Agent-based model usage in developing optimization problem solution in economics. OPT-i 2014 - 1st Int. Conference on Engineering and Applied Sciences Optimization, Proceedings, Greece, 2014, pp. 33-43.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

A TAXI SIMULATION MODEL BASED ON NEEDS-AND-MEANS NETWORKS

Zhdanov V. P.
Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Professional Education «Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin»
19, Mira st., Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: 9530445464, e-mail: Vladimir2010.fa@yandex.ru

Abstract — The article describes the creation of a simulation model of a taxi that is based on Needs-and-Means networks. This approach involves the use of agents in the model as the needs and capabilities of a particular entity, the interaction of these agents as the meeting the needs of others at the expense of capabilities with a number of restrictions. Models created in two environments in the future of their simulation results were compared with each other and with the results of the model created by a multi-agent approach.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТАКСИ НА ОСНОВЕ ПВ СЕТЕЙ

Жданов В. П.
ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира,19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 9530445464, e-mail: Vladimir2010.fa@yandex.ru

Аннотация — В статье описывается создание имитационной модели такси, созданной на основе сетей потребностей – возможностей. Данный подход предполагает использование агентов в модели как потребности и возможности определённой сущности, взаимодействие этих агентов как удовлетворение потребностей за счет чужих возможностей с рядом ограничений. Модели создавались в двух средах и в дальнейшем их результаты моделирования сравнивались друг с другом и с результатами модели, созданной с помощью мультиагентного подхода.

I. Введение

Принимая решение о том, какие действия необходимо предпринять в сложившейся ситуации, человек, следуя известному принципу "равной свободы" Г. Спенсера, должен исходить из того, что его собственная свобода не может нарушать свободу другого человека. Это означает, что человек не наделен правом удовлетворять свои потребности за счет возможностей других, не имея на то их согласия. И если этим принципом руководствуются все люди, то каждый из них становится участником многостороннего диалога, в процессе которого происходит взаимное согласование их потребностей и возможностей, весьма разнообразных и противоречивых.

При таком сетевом подходе к принятию решений главной задачей становится идентификация потребностей и возможностей, предполагающая путем переговоров нахождение для каждой потребности (запроса) удовлетворяющей ее возможности (ресурса). В результате процесса поиска образуется сеть связей (отношений) между ними, которую можно интерпретировать как сеть потребностей и возможностей или сокращенно как ПВ-сеть. В открытых системах из внешней среды в любой момент времени может появиться новая потребность (или возможность), что влечет за собой изменение конфигурации ПВ-сети.

При наличии большого числа взаимодействующих элементов системы (а соответственно потребностей и возможностей) и перманентной реконструкции связей человек оказывается не в состоянии решить эту многомерную задачу, что влечет за собой необходимость разработки соответствующих методов и средств [3].

II. Основная часть

Была создана имитационную модель транспортно – логистической задачи «Такси» на основе сети потребностей и возможностей. Эта модель моделирует работу службы такси, содержит нескольких сущностей таких как, например автомобиль и пассажир их потребности и возможности. Потребностями у пассажира будет перемещение из пункта А в пункт Б за приемлемую плату и в приемлемый промежуток времени, возможностями - возможность финансировать поездку. У автомобиля потребностью будет получить как можно большую выгоду от перевозки пассажира, возможностями – перевозка пассажира из А в Б. Агенты в имитационной модели будут имитировать возможности и потребности сущностей. Так же существуют второстепенные сущности АЗС и станции технического обслуживания.

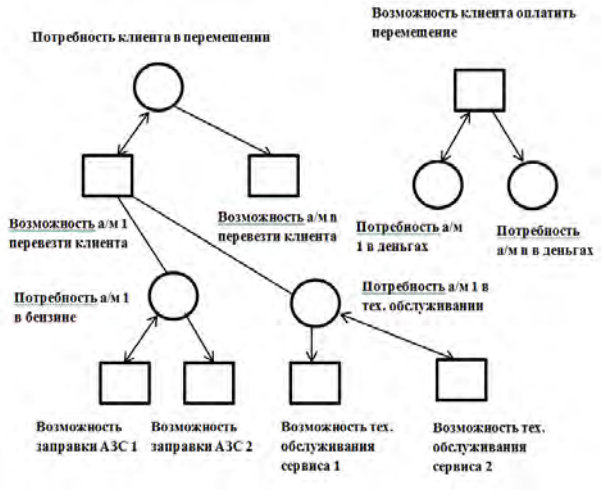


Fig. 1. Simplified Needs-and-Means Networks model taxi.
Рис. 1. Упрощенная ПВ сеть модели такси

На схеме (Fig. 1) кругами изображены агенты потребности, квадратами – возможности. Двунаправленные стрелки обозначают успешные взаимоотношения агентов, однонаправленные обозначают отказ агентов от сотрудничества по каким либо причинам,

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

просто линия обозначает, что одна возможность создаёт потребность. Клиент, появляясь в системе, создаёт потребность своей перевозки, агент потребности в перевозке связывается с агентами возможности перевозки автомобилей. На основе критериев стоимости, времени и расстояния агент потребности приходит к соглашению о перевозке с каким либо агентом возможности. В свою очередь это порождает потребность автомобиля в бензине и техническом обслуживании. Агенты этих потребностей ищут возможности на АЗС и станциях технического обслуживания и делают выбор на основании, каких либо параметров.

На основе схемы сети возможностей и потребностей была создана программа и модель, моделирующая отношения объекта такси, объекта клиент и объекта автозаправочная станция.

В ходе моделирования создаются клиенты с потребностью в перевозки из пункта А в пункт Б. В среде существуют заданное количество автомобилей такси у которых есть возможность перевезти клиента и потребность в деньгах. Далее происходит взаимодействие в ходе которого клиент выбирает автомобиль, который максимально быстро может к нему приехать. В свою очередь автомобиль может отказаться обслуживать клиента, если себестоимость заказа выше чем доход, полученный с него. Так же клиент может отказаться от заказа, если время подачи автомобиля превышает время, которое клиент согласен ждать. Данное взаимодействие порождает потребность у автомобиля в бензине, удовлетворить данную потребность автомобиль может на автозаправочной станции. Так как потребность в бензине жизненно необходима автомобилю, то автомобиль поедет на заправку в любом случае.

В модели так же присутствует влияние дорожного трафика в виде, зависящего от времени, коэффициента от которого зависит скорость автомобилей и расход бензина. В модели присутствует коэффициент «сговорчивости» клиента, от этого коэффициента зависит вероятность, что клиент согласится ждать автомобиль дольше тех временных рамок для подачи автомобиля, которые были установлены им в начале.

Взаимодействие начинается с появления заявки, которая содержит координаты точки, откуда клиента необходимо забрать, в формате (x,y) точки, в которую клиента необходимо доставить, в таком же формате, и предела по времени, не позже которого необходимо подать автомобиль. Координаты задаются случайно. Предел по времени тоже задаётся случайно, но не может быть меньше определённого числа. Далее происходит взаимодействие, в ходе которого решается, какой автомобиль повезёт клиента и повезёт ли вообще. Если заказ принят, то клиент добавляется в очередь заказов у определённого автомобиля. Расстояние между точками высчитывается по координатам начала и конца. Время высчитывается как расстояние поделённое на скорость. Далее клиент платит за поездку сумму, зависящую от расстояния. От расстояния и коэффициента пробок зависит так же количество бензина потраченного на дорогу.

Когда у автомобиля подходит к концу бензин он едет на заправку. Если бензина меньше 20 литров, то автомобиль поедет на АЗС когда будет свободен от заказов. Но если бензин опустится ниже 5 литров, то автомобиль поедет на заправку сразу же. На заправке автомобиль заправляется до полного бака и платит за заправленное количество бензина. Сумма вычитается из его дохода от клиентов.

Коэффициент «сговорчивости» меняется от 0 до 10, при нуле вероятность того что клиент согласится ждать дольше необходимого ему времени равна 0 и увеличивается до 100% с ростом коэффициента. Коэффициент задаётся перед стартом моделирования. Коэффициент пробок меняется от 1, никак не влияющий на движение, в ночные часы до 0,5 в «часы пик».

Для создания моделей было использовано две среды. Одна модель была разработана в виде программы на языке программирования C#. Другая в среде AnyLogic.

III. Заключение

Были проведены эксперименты над получившимися моделями. В ходе экспериментов были получены сходные результаты для обеих моделей. Так же результаты были сравнены с результатами экспериментов с моделью такси, использующей мультиагентный метод построения в среде BPsim [1][2]. Основываясь на результатах экспериментов можно сказать, что модели, основанные на ПВ сетях, работают корректно.

Будущая работа предполагает масштабирование моделей в соответствии со статистическими данными какого-либо крупного города и визуализация процесса моделирования с использованием карты этого города.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Nevolina A.L., Aksyonova O.P. Application of multiagent simulation for logistic scheduling. 2013 23rd Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013). Sevastopol. Vol.1. pp.350-351.

[2] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Aksyonova O.P., Nevolina A.L. Application of decision support system BPsim.DSS to Logistical Processes of Fuel Transportation Company. 2013 7th IFAC Conference on Manufacturing Modelling, Management, and Control (MIM 2013); Saint Petersburg; Russian Federation; pp. 648-652.

[3] Vittih V.A., Skobelev P.O. Mul'tiagentnye modeli vzaimodejstviya dlya postroeniya setej potrebnostej i vozmozhnostej v otkrytyh sistemah – Samara.: Institute for Control of Complex Systems of the RAS, 2002, 9p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE "SMART HOME" CONTROL SYSTEM BASED ON HUMAN POSTURE

Fomin S. P., Orlov A. A.
Murom Institute (branch) of Vladimir State University the name of Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov 23, Orlovskaya st., Murom. 602264, Russian Federation
Ph.: 8 904 957 2427, e-mail: sergeyfomin@f5f5.ru

Abstract — The System of SMART HOME" control based on data of man's posture is developed in the paper. There is a description of the basic model of the system based on events and actions by the example of bedroom. The simulated model for testing the system is developing. The results of the testing are given.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ «УМНЫМ ДОМОМ» НА ОСНОВЕ ДАННЫХ О ПОЗЕ ЧЕЛОВЕКА

Фомин С. П., Орлов А. А.
Муромский институт (филиал) Государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
ул. Орловская, д. 23, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
тел.: 8 904 957 2427, sergeyfomin@f5f5.ru

Аннотация — В работе разрабатывается система управления «Умным домом» на основе данных о позе человека. Описывается базовая модель работы системы на основе событий и действий на примере помещения спальни. Разрабатывается имитационная модель для проведения тестирования системы. Приводятся результаты тестирования.

I. Введение

В последнее время много внимания и исследований уделяется развитию систем «Умных домов» [7]. Разрабатываются новые технологии и алгоритмы управления. Однако, системы управления «Умным домом» определяют только факт присутствия человека и не используют информацию о позе человека [2-3]. Использование данных о позе человека позволит расширить диапазон принимаемых системой решений. Поэтому разработка системы управления «Умным домом» на основе данных о позе человека является актуальной научно-технической задачей.

Цель исследования: повышение эффективности интеллектуальной информационной системы управления домом («Умный дом») на основе определения позы человека.

Задачи исследования:

1. изучение базового принципа работы системы «Умный дом»;
2. разработка имитационной модели для тестирования системы в разных режимах;
3. тестирование системы.

II. Основная часть

Большинство систем «Умный дом» основаны на событийно-действенной модели, которая включает в себя такие сущности как правила, события и действия [1].

В представленной схеме (рис. 1) правило устанавливает связь между происходящими событиями и действиями системы [1]. К примеру, при срабатывании датчика движения в помещении вызывается действие включения освещения. К одному событию может быть привязано несколько действий [12]. Также могут быть комбинированные события, если на улице темно и холодно, то нужно включить подогрев пола и не открывать жалюзи [6].

Существует потребность определения положения человека в пространстве, а именно три состояния: сидячее, стоячее, лежачее. Это дополнительная информация, которая поможет системе в принятии решения [10]. Даже если система не является экспертной, количество вариантов вызова действия увеличивается в 3 раза, что позволяет более точно принимать решение управления и как следствие экономить энергию.

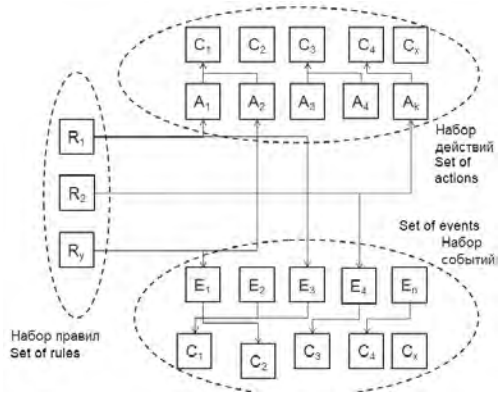


Рис. 1. Схема модели группы правил.
Fig. 1. Diagram of model group rules

Для подтверждения предположения об энергетической эффективности системы с использованием распознавания позы человека была разработана имитационная модель, демонстрирующая работу системы управления домом в режиме реального времени.

Модель позволяет проводить исследование зависимости расхода энергии (ватт), затраченного времени (секунда) от числа человек в системе. В модели использовались следующие сущности: выключатель, подогрев пола, освещение, человек, контрольная точка, помещение. Человек произвольно перемещается по контрольным точкам. В процессе перемещения человек может принимать три возможные позы: стоит, сидит, лежит, в зависимости от этих состояний в автоматическом режиме могут включать\выключаться устройства. Тестирование проводилось в трех возможных режимах [5]:

1. Автоматизация отключена;
2. Автоматизация определяет присутствие;
3. Автоматизация определяет позу человека.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

В первом режиме пользователя приходилось подходить к выключателю, чтобы включить\выключить устройства, соответственно на это также затрачивалось время.

Второй режим определяет просто присутствие человека и включает\выключает устройства в одном режиме потребления.

Третий режим включает\выключает устройства в разных режимах потребления.

Таблица 1. Пример набора правил.

Table 1. Example of ruleset

	Спальня				
	Движ.	Вр. 6:30	Присут.		
			леж.	сид.	ст.
Включить подогрев пола	+	-	-	+	+
Включить освещение	+	+	-	-	+
Включить освещение приглушенно	-	-	+	+	-
Включить мультимедиа	-	+	+	+	-
Открыть жалюзи	-	+	-	-	-

Тестирование проводилось на 1500, 3000 и 4500 модельных минут. Также использовалось разное количество человек от 1 до 5. Результаты тестирования на 4500 модельных минут наглядно представлены на графиках ниже.

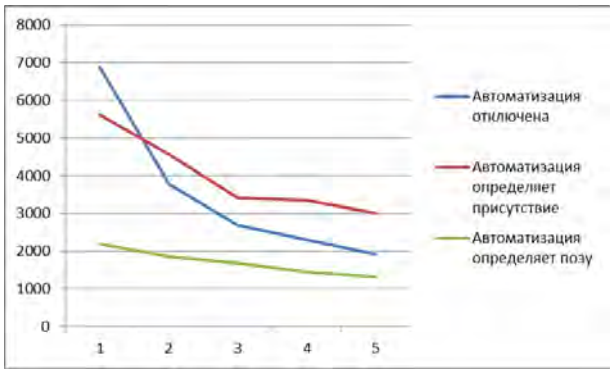


Рис. 2. Средний расход энергии на человека (Ватт).

Fig. 2. The average energy consumption per person (Watt)

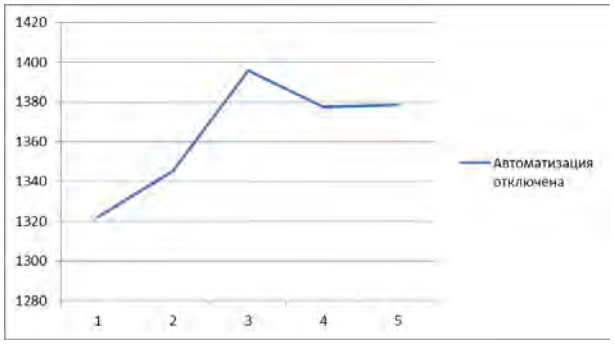


Рис. 3. Средний расход времени в системе на человека (сек.)

Fig. 3. The average time spent in the system per person (second)

Графики экономии времени представлены только для режима с отключенной автоматизацией, т.к. только он подразумевает необходимость расхода времени на включение/выключение устройств, то есть для режима с определением присутствия и позы человека расход времени будет равен нулю. Рис.2 наглядно показывают превосходство режима определения позы человека. Также из графика видно, что зависимость среднего расхода энергии от количества человек наименьший в режиме определения позы, он показал наибольшую стабильность.

III. Заключение

В работе разрабатывается система управления «Умным домом» на основе определения позы человека. Была построена имитационная модель для проведения тестирования. Путем имитационного моделирования было показано преимущество режима с определением позы человека по таким показателям как расход электроэнергии и расход времени. Также режим с определением позы человека показала результаты более чем в 3 раза превосходящие другие режимы.

IV. References

[1] P. Turaga, R. Chellapa, V. S. Subrahmanian, and O. Udrea. Machine recognition of human activities: A survey. IEEET Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 18(11):1473–1488, 2008.

[2] J. K. Aggarwal and M. S. Ryoo. Human activity analysis: A review. In ACM Computing Surveys, 2011.

[3] V. Kellokumpu, M. Pietikainen, and J. Heikkila. Human activity recognition using sequences of postures. In Proc IAPR Conf. Machine Vision Applications, pages 570-573, 2005.

[4] J. Goles, Inside the race to hack the Kinect, New Scientist, vol. 208, no. 2789, p.22, December 2010.

[5] Angelo Baggini, Lyn Meany. “Application Note Building Automation and Energy Efficiency: The EN 15232 Standard”, European Copper Institute, May 2012

[6] Forester, T (1989) “The Myth of the Electronic Cottage”, in T Forester (ed.), Computers in the Human Context: Information Technology, Productivity and People, pp. 213–227, Oxford: Blackwell.

[7] Cabinet Office (2000b) E-government: A Strategic Framework for Public Services in the Information Age, London: Cabinet Office.

[8] Moran, R (1993) The Electronic Home: Social and Spatial Aspects, Dublin: European Foundation for the Improvement of Living and WorkingConditions.

[9] Zakharov A., Zhiznyakov A. Automatic reconstruction of three-dimensional objects using patterns for CAD-systems// Proceedings 14th Goeconference on informatics, geoinformatics and remote sensing conference (SGEM-2014), Albena, Bulgaria, 2014. – Vol. 1. – pp. 57-64.

[10] Zakharov A.A., Barinov A.E. Synthesis algorithm of three-dimensional objects from video images using stereo correspondence// Pattern Recognition and Image Analysis: Advances in Mathematical Theory and Applications, 2015. – Vol. 25, № 1. - pp. 117–121.

[11] Zakharov A., Zhiznyakov A. Three-dimensional reconstruction from projections based on incidence matrices of patterns// AASRI Procedia, 2014. - № 9. – pp. 72-77.

[12] Zakharov A., Zhiznyakov A. Synthesis of three-dimensional models from drawings based on spectral graph theory// Applied Mechanics and Materials, 2015. – Vol. 756. – pp. 598-603.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CREATION OF KNOWLEDGE MANAGEMENT SYSTEM BY MEANS OF THE "BOTTOM UP" APPROACH AND COLLISION AVOIDANCE

Brom A. E., Gorlacheva E. N.
Bauman Moscow State Technical University
2nd Baumanskaya, 7, 105005, Moscow, Russian Federation, Tel.+74992670060
e-mail: egorlacheva@bmstu.ru

Abstract — The paper envisages the relevant issue of increasing efficiency in a manufacturing enterprise through the creation of knowledge management system and collision avoidance. In terms of declining costs the implementation of "bottom up" approach can be possible by setting up a database of collisions that occur in the production of manufacturing products. The introduced definition of "collision" determines any breach in the implementation process, leading to a deviation in product quality. An organization-functional model, allowing record collisions in manufacturing processes, timely use necessary toolset, thereby reducing the likelihood of re-occurrence of possible collisions with the output of manufacturing products, is presented.

СОЗДАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЗНАНИЯМИ ЧЕРЕЗ РЕАЛИЗАЦИЮ ПОДХОДА «СНИЗУ-ВВЕРХ» И ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ КОЛЛИЗИЙ

Бром А. Е., Горлачева Е. Н.
МГТУ им. Н. Э. Баумана
ул. 2-ая Бауманская, 7, 105005, г. Москва, Российская Федерация
Тел.: 84992670060, e-mail: egorlacheva@bmstu.ru

Аннотация — В статье рассмотрен актуальный вопрос повышения эффективности машиностроительного предприятия за счет создания системы управления знаниями и предотвращения коллизий. В условиях снижения издержек возможна реализация подхода «снизу вверх» за счет создания базы данных коллизий, случающихся при производстве машиностроительной продукции. Представлена организационно-функциональная модель, позволяющая протоколировать коллизии технологических процессов, своевременно использовать необходимый инструментарий, снижая тем самым вероятность повторного возникновения возможных коллизий при выпуске машиностроительной продукции.

I. Введение

Общеизвестный факт, что снижение издержек достигается за счет оперативного управления производственными процессами и постоянного контроля качества выпускаемой продукции. Но не всегда прозрачность производственных процессов, обоснованность и детализация затрат на необходимые ресурсы позволяют достичь необходимого уровня качества продукции. Особенно четко эта проблема проявляется при организации позаказного единичного производства. Все возрастающий интерес на машиностроительных предприятиях в последнее время связан с попытками создания систем управления знаниями (СУЗ), которые бы решили глобальную проблему формализации информации.

II. Основная часть

Очевидно, что производственный персонал знает технологический процесс достаточно хорошо, но в условиях возникновения нестандартных ситуаций часто не хватает опыта и интуиции, которые бы позволили найти рациональное решение. Опыт и интуиция появляются с возрастом, т.е. опыт при выполнении производственного процесса – это знание о предыдущих ошибках и о тех последствиях, к которым они привели. Таким образом, для молодого персонала необходимо накапливать собственный опыт, проводить его систематизацию и формализацию.

Что же такое эти ошибки, возникающие в различных процессах проектирования, конструирования и производства? Введем понятие коллизии - любого нарушения в ходе выполнения этих процессов, ведущего к отклонению в качестве продукции (эффективности/несоответствия требуемых выходных параметров/выполнении назначенных функций и т.д.).

Мы предлагаем для машиностроительных предприятий, заинтересованных в создании СУЗ для решения вышеперечисленных проблем, пойти путем создания базы данных коллизий (БДК), или системы накопления опыта и предупреждения ошибок. БДК предназначена для создания таких условий, в которых, не имея возможности использовать когнитивные технологии, можно будет формализовать интуитивные решения, как правильные, так и неправильные, и их последствия, возникающие спустя длительное время после продажи, во время эксплуатации продукции.

Если на предприятии нет возможности создать глобальную систему управления знаниями, объединяющую информацию, опыт и интуицию (подход «сверху-вниз»), необходимо накапливать и формализовать опыт ошибок-коллизий (подход «снизу-вверх»). Первым шагом при создании БДК будет систематизация всевозможных коллизий по виду и месту возникновения.

Система управления коллизиями включает в себя три этапа: предупреждение, контроль и остановка. Предупреждение – метод, в результате которого конструкция такова, что продукт не может быть неправильно произведен или собран, визуальное или звуковое сообщение оператору для указания потенциальной опасности. Контроль – метод оценивания соответствия путем наблюдений и суждений, сопровождаемый соответствующими измерениями, испытаниями или калибровкой. Остановка – метод, останавливающий процесс изготовления продукции, временное преднамеренное прекращение функционирования процесса. Устройства, останавливающее изготовление несоответствующей продукции с использованием способов оповещения (звук, световой сигнал и т.д.).

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Основным источником информации для выявления коллизий является опыт специалистов различных структурных подразделений машиностроительного предприятия. При анкетировании и проведении интервью типизируются все отрицательные изменения.

Для подтверждения результатов разработаем организационно-функциональную модель, позволяющую не только выявлять места возникновения коллизий, но и определять, где потребуется произвести корректирующие действия для исключения повторного появления коллизий. В основе разработанной организационно-функциональной модели (ОФМ) – описание производственных процессов машиностроительного предприятия, создание системы управления путем выявления коллизий и внедрения передовых методик.

Рассмотрим трехуровневую модель проектной деятельности машиностроительного предприятия. На верхнем уровне находится жизненный цикл машиностроительного изделия. На втором уровне находятся процессы, отражающие взаимодействие участников производственного процесса, на третьем уровне отображены детальные процессы деятельности исполнителей на уровне функций и ролей. Для использования ОФМ производится обезличивание ОФМ, т.е. функции выполняются ролями, а не организационными единицами, а информационную поддержку функций выполняют сервисы, а не информационные системы.

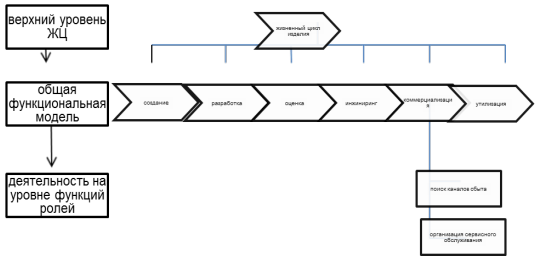


Рис. 1. Разработанная модель процессов

Это позволило описать в рамках модели производственную деятельность со всеми необходимыми установленными взаимосвязями и типы коллизий.

Для устранения коллизий используются три известных подхода:

- управление конфигурацией;
- параллельный инжиниринг;
- коллаборативный инжиниринг.

Управление конфигурацией устанавливает и поддерживает целостность всех идентифицированных выходных результатов проекта или процесса обеспечения доступа к ним. Процесс управления конфигурацией постоянно контролирует соответствие между требованиями, данными и документацией.

Параллельный инжиниринг является организационной технологией проектирования и разработки, предполагающей выполнение работ внутри стадий ЖЦ, а также самих стадий ЖЦ с частичным перекрытием по времени. Реализация параллельного инжиниринга возможна за счет двух основных принципов: интеграции и параллелизма.

Коллаборативный инжиниринг - это технология обеспечения беспрепятственного взаимодействия территориально удаленных участников проекта. Применение коллаборативного инжиниринга включает в себя использование различных организационных и информационных технологий.

Все перечисленные подходы вполне применимы для устранения выявленных коллизий, что подтверждает опыт использования их крупнейшими транснациональными корпорациями. Разработанные на основе этих подходов процессы внедрены в ОФМ в качестве поддерживающих - как типовые процессы.

Организационно-функциональная модель включает:

• процесс привязки ОФМ к площадке, позволяющий привязать обезличенную ОФМ к конкретной площадке и сформировать базовую конфигурацию;

• процесс управления изменениями ОФМ, позволяющий вносить изменения в базу ОФМ, тестировать внесённые изменения и управлять версионностью базы ОФМ;

• процесс работы с коллизиями, позволяющий детально определять причины возникновения коллизии ЖЦ, а также определять решение по устранению коллизии ЖЦ.

III. Заключение

На основании протокола корректирующих действий инициируется процесс управления изменениями ОФМ, который использует одну или более имеющихся методик устранения коллизии. В случае отсутствия необходимой методики запускается процесс по разработке нового типового решения (методики).

В результате использования разработанной ОФМ в последующих проектах привязки проекта к конкретным площадкам будет существенно уменьшена вероятность повторного возникновения выявленных и предотвращенных коллизий ЖЦ, что обеспечивает достижение целей, поставленных предприятием.

IV. References

[1] Brom A.E., Gorlacheva E.N. Creation of knowledge management system in manufacturing enterprise // Vestnik MGOU. Economics. – 2014.-#4. – P.56-65.

[2] Sazonov V., Solov M. Organization and functional model of life cycle of atom energetic stations // Innovation design. – 2014.- -#7. – P.76-90

[3] Gorlacheva E.N. Knowledge management is a modern conception of organization theory // Mashinostroitel. – 2014. - #12. – C.25-30.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF A MODEL AND A DECISION SUPPORT SYSTEM ON THE BASIS OF A MULTIAGENT MODELING ALGORITHM

Zraenko A. S.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg,
620002, Russian Federation
Ph.: 8 (965) 5459225, e-mail: zraenko@yandex.ru

Abstract — In the real work the main design stages and development of coalition decision support system are described. Requirements to model, the description of model in the form of gambling structures, multiagent modeling algorithm, the description of system and its introduction are provided. The conclusion is drawn on a scope of the developed system.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ И СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ МУЛЬТИАГЕНТНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Зраенко А. С.
ФГАОУ ВПО «Уральский Федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира,19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 8 (965) 5459225, e-mail: zraenko@yandex.ru

Аннотация — В настоящей работе описаны основные стадии проектирования и разработки коалиционной системы поддержки принятия решений. Приведены требования к модели, описание модели в виде кортежных структур, алгоритм мультиагентного моделирования, описание системы и ее внедрения. Сделан вывод об области применения разработанной системы.

I. Введение

Настоящая работа посвящена вопросам проектирования и разработки коалиционной системы поддержки принятия решений (СППР) с использованием методов мультиагентного моделирования [1-3]. СППР могут использоваться в любой области человеческой деятельности, в том числе в промышленности. В настоящее время возникающие в крупном промышленном производстве задачи часто касаются взаимодействия существующих на рынке различных предприятий, исследования процессов принятия решений по совместным выполнениям крупных заказов, реализации комплексных производственных проектов одной организацией [4]. Эти задачи с точки зрения системного анализа являются слабо структурированными [5] в связи с содержанием в них большого количества неопределенных параметров. Данные параметры возникают в первую очередь при принятии решений в процессе проектирования, распределении ресурсов и средств в производственных процессах, решении задач по контролю качества и т.д.

II. Основная часть

Целью разработки коалиционной модели мультиагентного процесса преобразования ресурсов (МППР) является описание процессов взаимодействия агентов и формирования коалиций при решении вопросов коллективного использования ресурсов и средств в условиях параллельного выполнения МППР.

Для реализации коалиционной модели МППР необходимо функционирование следующих механизмов: обмена сообщениями между агентами и коалициями, формирования коалиций, формирования планов действий агента и коалиции, проведения аукционов.

Каждая коалиция Ki и каждый агент Aj имеют возможность обращаться к своим базам знаний KBKi и KBAj, получая необходимую информацию. Хранилищем информации, доступным для всех коалиций и агентов МАС, является общая база знаний GKB (General Knowledge Base). В ней хранится описание параметров всех МППР, функционирующих в данной модели МАС; методы разрешения конфликтов {Q1,…,Qs} между агентами и коалициями и алгоритмы стратегий поведения {Str1,…,Strv} агентов и коалиций в МАС. Каждый агент Ai в МАС имеет собственную базу знаний KBAi, в которой хранятся: текущие стратегии поведения {Str1Ai,…,StrvAi} с конкретными агентами МАС, данные по использованию собственных ресурсов агента {Res1Ai,…,ResmAi} и собственных средств {Mech1Ai,…,MechkAi}, план действий агента PDAi, план выполнения работ агента PWAi.

Каждый агент Ai в МАС имеет множество целей {G1Ai,…,GnAi}, хранящихся в его базе знаний KBAi, включающих одну доминирующую цель GDAi и множество второстепенных целей {G1Ai,…,GhAi}. При достижении доминирующей цели GDAi агента Ai, либо ее изменении, связанным с изменением состояния окружающей среды (освобождения или захвата другими агентами МАС {A1,…,Aj} определенных ресурсов {Res1,…,Resm} или средств {Mech1,…,Mechk}, действий других агентов {D1A1,…,DtAj}, состояния функционирующего процесса PR), новой доминирующей целью агента Ai становится цель из множества его второстепенных целей {G1Ai,…,GhAi}.

Каждый агент Ai в МАС управляет собственными ресурсами {Res1Ai,…,ResmAi} и собственными средствами {Mech1Ai,…,MechkAi}.

В процессе работы МАС агенты {A1,…,Ak} могут взаимодействовать друг с другом, формировать коалиции {K1,…,Ka} с целями организации взаимовыгодного сотрудничества, увеличения шансов получения необходимых ресурсов и средств при возникновении конфликтов. План выполнения работ PWK формируется коалицией K для достижения цели GiK

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

и состоит из определенной последовательности работ {WK1,…,WKt}. В коалиционной модели МППР функционируют процессы, представленные на рис. 1.

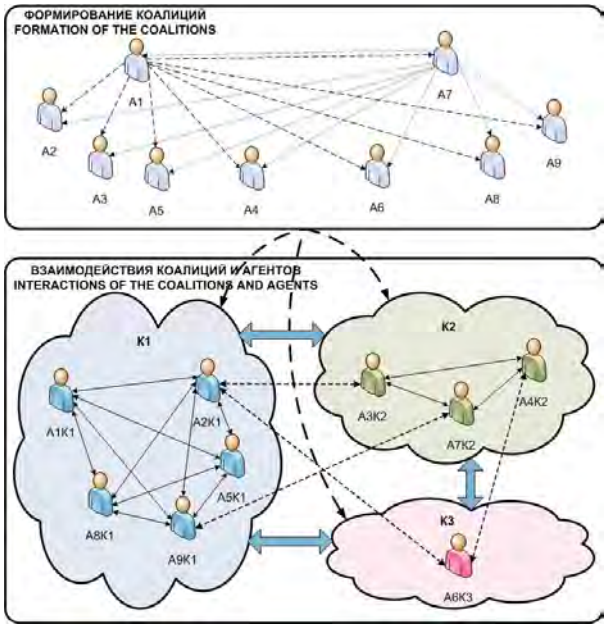


Рис. 1. Схемы процессов в коалиционной модели.
Fig. 1. Schemes of processes in coalition model

Разработанная СППР обеспечивает возможности формирования сообществ агентов (коалиций), планирования действий агентов (и коалиций), применения различных сценариев взаимодействий (на основе использования стратегий поведения и проведения различного вида аукционов) и формирования решений агентов (на основе механизма согласования решений и организации досок с объявлениями) при моделировании.

На базе СППР разработана модель предприятия «Альтернативные энергосистемы». В модели решаются задачи оптимизации распределения ресурсов между главными инженерами проектов (ГИП) с использованием различных механизмов взаимодействия и планирования действий по выполнению проекта. Цель проведения моделирования – исследование влияния стратегий взаимодействия агентов на финансовые показатели предприятия и выработка наиболее выгодной схемы производства ИТП. Для достижения данной цели необходимо решение следующих задач:

1. определение стратегии взаимодействия агентов-менеджеров проектов, при которой предприятие выполняет наибольшее количество проектов за фиксированное время с наименьшими простоями ресурсов и средств;

2. изучение и сравнительный анализ возможных стратегий взаимодействия агентов;

3. исследование динамики использования ресурсов и средств агентами в зависимости от стратегий их взаимодействия.

Цели агентов – менеджеров проектов (A1, A2):

1. минимизация времени выполнения работ по заказу: tAi (Wi)→min;

2. минимизация финансовых затрат по выполнению работ (т.е. максимизация прибыли агента): SAi→max;

3. минимизация количества используемых «общих» ресурсов и средств в связи с вероятностью возникновения «параллельного» заказа: NAi→min.

В результате внедрения BPsim.KIT чистая прибыль предприятия от деятельности по производству ИТП выросла на 27%. В перспективе систему возможно применять для разработки моделей крупных производственных предприятий.

III. Заключение

Разработанная система поддержки принятия решений позволяет:

1. вырабатывать эффективные управленческие решения на предприятиях и организациях различного типа;

2. создавать модели процессов преобразования ресурсов с использованием возможности разработки сценариев поведения агентов и коалиций;

3. проводить имитационные эксперименты с использованием механизма составления планов действий агентов и коалиций.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Vidal J. Fundamentals of Multiagent Systems With NetLogo Examples / J. Vidal. – 2007.
[2] Shoham Y., Leyton-Brown K. Multiagent Systems: Algorithmic, Game-Theoretic, and Logical Foundations / Y. Shoham, K. Leyton-Brown. – Cambridge University Press, 2008.
[3] McCarthy J. Actions and other events in situation calculus / J. McCarthy, D. Fensel, F. Giunchiglia, D. McGuinness, M. Williams // *Proceedings of KR-2002*, 2002. – P. 615-628.
[4] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P. Robust and Efficient Software Design, based on Application of Decision Support System BPsim.DSS // Applied Mechanics and Materials Vols. 740 (2013) Trans Tech Publications, Switzerland. International Conference on Materials, Mechatronics and Automation (ICMMA 2013), April 21-22,2013, Singapore. pp. 203-210.
[5] Nilsson N. Artificial Intelligence: A New Synthesis / N. Nilsson. – Morgan Kaufmann Publishers, 1998.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SIMULATION AND ANALYSIS OF THE AUTO REPAIR STATION

Aksyonov K. A., Dudin N. A., Nudga A. S., Nevolina A. L.
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B. N. Yeltsin
Yekaterinburg, Russia (620002, Yekaterinburg, 19 Mira Street)
e-mail: wiper99@mail.ru

Abstract — The development of the multi-agent model of conversion of resources in simulation systems BPsim.MAS used to investigate companies or parts of companies to the presence of high load or idle funds in the production realized by means of dynamic simulations. On the basis of the constructed model we performed experiments and analyzed the results that have led to the following recommendations for the service station: it is necessary to upgrade the low-loaded positions, to equip them with lifts with a higher tonnage, add the ability to wheel alignment and installation accessories.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ РАБОТЫ СТАНЦИИ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ АВТОМОБИЛЕЙ

Аксенов К. А., Дудин Н. А., Нудьга А. S., Неволина А. Л.
ФГАОУ ВПО "Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина"
Екатеринбург, Россия (620002, Екатеринбург, ул. Мира 19)
e-mail: wiper99@mail.ru

Аннотация — Разработка мультиагентной модели процессов преобразования ресурсов в системе BPsim.MAS, применяемой для исследования предприятий или частей предприятий на наличие простоев или высокой загруженности средств в производстве, реализованной при помощи системы динамического моделирования ситуаций. На основании построенной модели проведены эксперименты и проанализированы результаты, которые привели к следующим рекомендациям для станции технического обслуживания: необходимо модернизировать низко загруженные посты, оборудовав их подъемниками с более высокой тоннажностью, добавить оборудование по регулировки углов колес и установку аксессуаров.

I. Введение

Решение задач анализа, совершенствования и планирования работы станции технического обслуживания имеет перспективы для повышения ее эффективности. Применение методов планирования и диспетчеризации позволяет только решать задачу с учетом ограничений, накладываемых как структурой станции (ее потенциальной пропускной способности, специализированным оборудованием, обслуживающим персоналом), что не позволяет анализировать варианты связанные со структурными изменениями (такими как модернизация постов, оборудования, смена схемы движения). В настоящее время существуют программные продукты, предназначенные для анализа работы и выявления узких мест в различных производственных и логистических процессах, к таким типам процессов можно отнести процессы станции технического обслуживания. Ряд таких программных продуктов относится к системам имитационного моделирования, в последнее десятилетие наблюдается тенденция гибридизации имитационного и мультиагентного подходов (например в системах AnyLogic, BPsim). Предварительным этапом построения модели стала автоматизация работы мастеров станции. В результате с помощью автоматизированной системы удалось собрать статистику необходимую для построения мультиагентной имитационной модели.

II. Основная часть

Автосервис разбит на посты. Каждый пост выполняет определенные работы и может обслуживать только один автомобиль. Работы могут быть следующими: технический осмотр (ТО), экспресс ТО, ремонт, гарантийный ремонт, регулировка углов установки колес (развал/схождение) и установка дополнительных аксессуаров. Структура станции технического обслуживания представлена рис. 1.

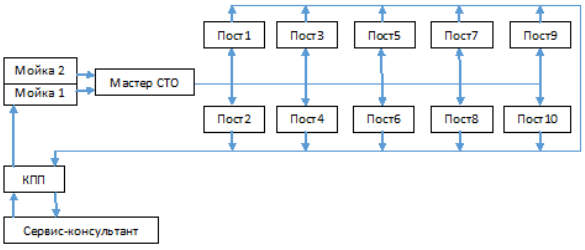


Рис. 1. Структура станции технического обслуживания.

Fig. 1. Structure of the auto repair station

Каждый пост специализирован на определенный вид работы. Так посты 1, 3, 4-6 предназначены для автомобилей весом не более двух тонн, а посты 7 и 10 для автомобилей не более четырех тонн и каждый из них может выполнять ТО, ремонт и гарантийный ремонт. Пост 2 предназначен для автомобилей весом не более двух тонн и выполнения экспресс ТО, ремонта и гарантийного ремонта. Что касается поста 8, то он отличается от 7 и 10 тем, что ко всему прочему добавляется возможность регулировки углов установки колес. Пост 9 предназначен для автомобилей весом не более четырех тонн и способен выполнить установку дополнительных аксессуаров. Задача заключается в создании имитационной модели станции технического обслуживания и её дальнейшего исследования с целью выявления узких мест в связи с тем, что некоторых постах наблюдается высокая загруженность. Совершенствование работы станции технического обслуживания позволит повысить ее производительность.

Для построения модели станции технического обслуживания были получены данные с АРМ-ов мастеров. Данные включают в себя: нормативы обслуживания разных типов автомобилей, длительности вы-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

полнения видов работ, статистика распределения автомобилей и видов работ в течение дня.

Модель разработана в проблемно-ориентированной системе динамического моделирования ситуаций BPsim.MAS. В качестве математического обеспечения BPsim.MAS [1-6] используется модель мультиагентного процесса преобразования ресурсов (МППР).

В модели присутствует узел "генерация автомобилей", который отвечает за создание заявок (автомобилей) в соответствие с предоставленными статистическими данными и устанавливает все необходимые атрибуты для дальнейшего моделирования. Далее эти заявки поступают на узел "управляющий" откуда их распределяют по постам на обработку.

Результаты работы модели показали, что имеются узкие места, например, Посты 8 и 9 имеют высокую загрузку и большую очередь. Посты 5 и 6 имеют низкую загрузку. Образуется очередь высокотоннажных автомобилей. Данные результаты согласуются с реальной статистикой станции технического обслуживания. По результатам экспериментов были предложены следующие рекомендации: Во-первых, модернизировать Пост 6, заменив двухстоечный подъёмник на четырехстоечный и оборудовать его системой регулировки углов колес. Тем самым решается проблема нехватки постов с подъёмностью выше двух тонн, а оборудование этого подъёмника системой регулировки углов колес позволит разгрузить единственный пост регулировки развал/схождения (Пост 8). Во-вторых, модернизировать Пост 5, увеличив максимальную тоннажность подъёмника и введя дополнительную возможность установки аксессуаров, тем самым решается проблема высокой загрузки и большой очереди на Посту 9.

В таблице 1 представлены исходные данные и результаты экспериментов. Первый эксперимент с модернизацией Поста 6 показал, что обрабатывается за месяц большее количество авто, чем модель с начальными условиями. Это обусловлено повышением загрузки Поста 6, но по-прежнему Пост 5 имеет низкую загрузку, а Пост 9 большую очередь заявок. Второй эксперимент показал хорошие результаты: количество обработанных автомобилей гораздо больше. Также удалось повысить загрузку постов и уменьшить очереди.

III. Заключение

Разработанная модель станции технического обслуживания была применена для решения задачи устранения «узких мест» работы постов. В результате проведения серии экспериментов в BPsim.MAS были предложены рекомендации по совершенствованию работы станции технического обслуживания: увеличение тоннажности подъёмников на постах 5 и 6, установка системы регулировки углов колес, дополнительная возможность установить аксессуары. С использованием АРМ-ов мастеров и набранной статистики удалось пересмотреть нормативы на несколько видов работ станций технического обслуживания "Тойота Центр Екатеринбург Юг" (ЗАО «Альянс Мотор Екатеринбург»). Таким образом, на основании проведенного исследования можно сделать вывод о том, что разработка и анализ моделей МППР для станций технического обслуживания с помощью BPsim.MAS представляется перспективной с точки зрения последующего анализа.

Табл. 1. Результаты экспериментов: Строка №1 - результаты модели с начальными условиями. Строка № 2 - результаты модели с модернизированным постом 6. Строка № 3 - результат модели с модернизированными постами 5 и 6.

Tabl. 1. The results of the experiments: № 1 - line model results with initial conditions. №2-line results of the model with the upgraded post 6. Line № 3 - output model with upgraded posts 5 and 6

№	Загрузка Поста 5,%	Загрузка Поста 6,%	Загрузка Поста 8,%	Загрузка Поста 9,%	Среднее время обработки авто, ч	Количество обработанных авто (за месяц)
1	33,4%	21,9%	97,8%	99,3%	7,6	417
2	36,3%	93,9%	88,3%	99,5%	6,7	464
3	99,6%	97,5%	96,2%	92,8%	4,2	736

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Aksyonova O.P., Wang Kai Planning and bottleneck analysis of construction enterprise project portfolio. 2013 7th IFAC Conference on Manufacturing Modelling, Management, and Control (MIM 2013); Saint Petersburg; Russian Federation; pp. 659-663.

[2] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Aksyonova O.P., Nevolina A.L. Application of decision support system BPsim.DSS to Logistical Processes of Fuel Transportation Company . 2013 7th IFAC Conference on Manufacturing Modelling, Management, and Control (MIM 2013); Saint Petersburg; Russian Federation. pp. 648-652.

[3] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Skvortsov A.A., Aksyonova O.P., Smoliy E.F. Intelligent system for scheduling transportation within gas stations network. 2012 Winter Simulation Conference (WSC 2012), Berlin, Germany. URL: http://informs-sim.org/wsc12papers/includes/files/pos194.pdf

[4] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Khrenov A.A. Industrial Enterprises Business Processes Simulation with BPsim.MAS. *2008 Winter Simulation Conference (WSC 2008).* Miami, USA, pp. 1669- 1677.

[5] Aksyonov K.A., E.A. Bykov, Wang Kai, Aksyonova O.P. Application of simulation-based decision support systems to optimization of construction corporation processes. 2012 Winter Simulation Conference (WSC 2012), Berlin, Germany. URL: http://informs-sim.org/wsc12papers/includes/files/pos172.pdf

[6] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Aksyonova O.P., Wang Kai. Efficient decision support for control and management processes of industrial enterprises with BPsim.DSS. IEEE 2011 Chinese Control and Decision Conference (CCDC 2011), Mianyang, China, pp. 261-265.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MODELING OF MANAGERIAL DECISION-MAKING IN CELLULAR COMMUNICATION COMPANIES

Vnukovski N. I., Cheniltsev A. G
Ural Federal University named after the fist President of Russia B. N. Yeltsin
Institute of radio electronics and information technologies
str. Mira, 32, Ekaterinburg city, 620002, Russia
tel. (343) 3759534, (343)3759534
e-mail: vnukovsk@yandex.ru, cheniltsev@mail.ru

Abstract — In article suggested modeling of managerial decision – making on investment in companies of cellular communication.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПРИНЯТИЯ УПРАВЛЕНЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ В КОМПАНИЯХ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Внуковский Н. И., Чернильцев А. Г.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
Институт радиоэлектроники и информационных технологий
ул. Мира , 32, г. Екатеринбург, 620002, Россия
тел. (343) 3759534, (343)3759424,
e-mail: vnukovsk@yandex.ru, cheniltsev@mail.ru

Аннотация — В статье предложено моделирование процесса принятия управленческого решения по инвестиционной деятельности в компаниях сотовой связи.

I. Введение

На основании проведенных исследований стратегической инвестиционной деятельности предприятий сотовой связи можно представить следующее требование к таким предприятиям:

Создание социально-востребованного конкурентоспособного инвестиционного предприятия, релевантного экономике переходного периода, а также в условиях финансово-экономического кризиса с высокими гарантиями экономической безопасности для всех видов инвестиционной деятельности и специальной системой исследования стратегической инвестиционной деятельности (СИ СИД), обеспечивающей качественное функционирование и своевременное создание, реформирование и преобразование компании сотовой связи, удовлетворяющее современным требованиям внешнего окружения и общества.

II. Моделирование процесса принятия управленческих решений в компаниях совой связи

Тогда **миссия** компании сотовой связи можно представить в виде кортежной модели [1]:

$$M = (ЗД, ВС, КО; R) \quad (1),$$

где ЗД – задачи инвестиционной деятельности компании сотовой связи; ВС – внешняя среда по отношению к инвестиционной деятельности; КО – культура отношений при инвестиционной деятельности компании сотовой связи ; R – матрица связи;

$$ЗД = \{ ТЗ, РФ; R1\},$$

где ТЗ – текущие задачи инвестиционной деятельности компании сотовой связи; РФ – задачи по реформированию деятельности компании сотовой связи для достижения желаемого состояния; R1 – матрица связи;

$$ВС = \{ ЭПП, КЛ; R2\}, \quad (2)$$

где ЭПП – экономика переходного периода; КЛ – клиенты ИД компании сотовой связи; R2 – матрица связи;

$$КО = < РК, ПР; R3 >, \quad (3)$$

где РК – рабочий климат внутри инвестиционной компании сотовой связи; ПР – персонал компании сотовой связи; R3 – матрица связи;

$$РК = \{ ВО, ГО; R4\}, \quad (4)$$

где ВО – вертикальные отношения между руководителями и исполнителями компании сотовой связи;

ГО – горизонтальные отношения между сотрудниками для достижения общей цели компании сотовой связи; R4 – матрица связи;

$$ПР = \{ Х, Р, И; R5\}, \quad (5)$$

где Х – хозяин (собственник) инвестиционной компании сотовой связи; Р – руководитель инвестиционной компании сотовой связи;

И – сотрудники (исполнители) инвестиционной компании сотовой связи; R5 – матрица связи;

$$ЭПП = \{ Э, П, Р, Т, М, К, С; R6\},$$

где Э – экономические факторы внешней среды (темпы инфляции, уровень занятости, изменения курса валюты, ключевой ставки рефинансирования, изменения мировых цен на нефть, ограничения со стороны Евросоюза и т.д.);

П – политические факторы внешней среды (взаимоотношения с Украиной; нестабильность политических отношений);

Р – рыночные факторы (изменяющиеся демографические условия, жизненные циклы инвестиционных продуктов и услуг, развитие импортозамещения в России, проникновение на рынки, распределение доходов населения, уровень конкуренции)[3];

Т – технологические факторы, появление на рынке новых технологий и инноваций;

М – международные факторы;

К – конкурентные факторы (по М.Портеру: «Что движет конкурентом?», «Что делает?», «Что не может сделать?»);

С – социальные факторы внешней среды, доход на душу населения, пенсионное обеспечение;

R6 – матрица связи.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Глобальная цель руководителя – функционирование и развитие конкурентоспособного инвестиционной компании сотовой связи, отвечающего рабочим направлениям и миссии предприятия [2].

III. Декомпозиция глобальной цели (технологический подход с использованием SADT-методологии)

Локальные цели I уровня:

1. Качество входного продукта в стратегической инвестиционной деятельности компании сотовой связи.
2. Качество механизма управления (МУ) в стратегической инвестиционной деятельности компании сотовой связи.
3. Качество механизмов реализации (МР) в стратегической инвестиционной деятельности компании сотовой связи.
4. Качество социально-востребованного конкурентоспособного инвестиционного технологического процесса компании сотовой связи.
5. Качество выходного инвестиционного продукта в стратегической инвестиционной деятельности компании сотовой связи.

Дальнейшая декомпозиция (в рамках технологического подхода) дала около 600 задач. Параллельно в рамках ресурсного подхода получено около 530 задач.

Пакет концептуальных моделей стратегической инвестиционной деятельности (СИД)

Концептуализация проведена для трех основных понятий: инвестиционная деятельность (старшее понятие), логистическая и технологическая инвестиционная деятельность (дочерние понятия). Пакет включает общие, базово-уровневые и кодификационные концепции, различающиеся по уровню общности описания.

Инвестиционная деятельность компании сотовой связи – это специфическая человеческая форма отношения ко всем видам информационных, имущественных и интеллектуальных ценностей, реализующая функции: стратегического и оперативно-тактического планирования и управления для инвестиционной деятельности, а также технологии планирования, управления и производства в интересах инвестиционных процессов путем вложения капитала на основе организации логистической и технологической инвестиционной деятельности по месту, сфере действия, динамике, человеческим, материальным, интеллектуальным ресурсам и продукции, направленная на повышение благосостояния, обогащение и преобразование человека, природы и общества с целью создания современной индустрии инвестиционной деятельности.

Инвестиционная деятельность компании сотовой связи **–** это специфическая автоматизированная (человеко-компьютерная) форма отношений ко всем видам информационных, имущественных и интеллектуальных ценностей, реализующая функции: стратегического, оперативно-тактического планирования и управления для инвестиционной деятельности, а также технологии планирования, управления и производства в интересах инвестиционных процессов.

Инвестиционная деятельность реализуется в известных автоматизированных формах информационно-поисковых систем, автоматизированных систем научных исследований, систем поддержки принятия управленческих решений, экспертных систем, системных интеллектуальных подсказчиков и систем знаний со стандартными видами обеспечений (математического, информационного, программно-аппаратного, лингвистического и организационного).

Инвестиционная деятельность компании сотовой связи реализуется путем эффективных инвестиционных капиталовложений согласно критериев прибыльности и окупаемости на основе инвестиционной политики, оптимальной структуры источников финансирования и управления инвестиционными процессами, дивидендной политики компании сотовой связи, а также системной интеграции, формализации, структуризации, моделирования, оптимизации, с одной стороны, и интеллектуализации всех видов автоматизированных систем, с другой стороны, поддерживающих логистическую и технологическую инвестиционную деятельность по месту, сфере действия, динамике, человеческим, материальным, интеллектуальным ресурсам и продукции компании сотовой связи.

IV. Заключение

Таким образом, сформулирован и представлен пакет концептуальных моделей по основным трем вершинам иерархической структуры проектируемой системы стратегической инвестиционной деятельности компании сотовой связи. На основе полученных концептуальных моделей разрабатываются алгоритмические и структурно-функциональные модели на основе IDEF-методологии, затем строятся динамические информационные модели, которые в завершающем этапе становятся основой для создания структуры системы знаний компании сотовой связи.

V. References

[1] Внуковский Н.И. Формализация знаний по принятию решений и анализу экономических рисков инвестиционных технологических процессов //Интеллектуальные информационные технологии в управленческой деятельности: Материалы II Международного научно-практического семинара. Екатеринбург: изд. ИПК УГТУ, 1999. С. 19-21.

[2] Пакет концептуальных моделей стратегической инвестиционной деятельности /Н.И.Внуковский, Т.А. Антасюк, С.Л. Гольдштейн, Т.Я. Ткаченко. //Информационные технологии в горном деле: Труды VI республиканской научно-технической конференции. – Екатеринбург: Уральская горно-геологическая академия, 1999. С. 73–76.

[3] Структура знаний по технологической инвестиционной деятельности/ Н.И. Внуковский, Т.А. Антасюк, С.Л. Гольдштейн, Т.Я. Ткаченко. //Информационные технологии в горном деле: Труды VI республиканской научно-технической конференции. – Екатеринбург: Уральская горно-геологическая академия, 1999. С.83–86.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MODIFICATION (SYNTHESIS) PRINCIPLES OF MODELS OF CONVERSION PROCESS MULTI-AGENT RESOURCES

Aksyonov K. A.
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B. N. Yeltsin
Yekaterinburg, Russia (620002, Yekaterinburg, 19 Mira Street)
e-mail: wiper99@mail.ru

Abstract — In this work is considered modification (synthesis) principles of multi agent resources conversion processes models. For technological, logistical and business processes analysis are used multi agent resources conversion process model and the method of analysis and bottlenecks elimination of process. The method based on operation analysis of probability networks, conversion process model, simulation, multi agent approach and expert systems.

ПРИНЦИПЫ МОДИФИКАЦИИ (СИНТЕЗА) МОДЕЛЕЙ МУЛЬТИАГЕНТНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ

Аксенов К. А.
ФГАОУ ВПО "Уральский Федеральный Университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина"
Екатеринбург, Россия (620002, Екатеринбург, ул. Мира 19)
e-mail: wiper99@mail.ru

Аннотация — В статье рассматриваются принципы модификации (синтеза) моделей мультиагентных процессов преобразования ресурсов. Для моделирования и оптимизации технологических, логистических и организационных (бизнес) процессов применяется модель мультиагентного процесса преобразования ресурсов и метод анализа и устранения узких мест, который основан на интеграции операционного анализа вероятностных сетей, мультиагентного подхода и экспертных систем.

I. Введение

Для анализа, имитационного моделирования и оптимизации технологических, логистических и организационных (бизнес)-процессов в автоматизированной системе выпуска металлургической продукции (АС ВМП) [1-2] используется мультиагентная модель процесса преобразования ресурсов (МППР) [3]. Основными элементами модели МППР являются следующие [3]: операции, агенты, источники и приемники ресурсов, ресурсы, средства, заявки. Ниже рассмотрены принципы модификации модели МППР.

II. Основная часть

При модификации (синтезе) модели МППР АС ВМП использует следующие модули:

1. Конструктор запросов (КЗ). Конструктор запросов используется для получения данных из хранилища.
2. Подготовки данных (ПД).
3. Создания моделей процессов (СМП). При создании модели процесса значения реальных параметров могут быть получены из модулей КЗ и ПД.
4. Интеграции моделей (ИМ). Модуль ИМ использует отлаженные модели для задач управления, анализа и оптимизации процессов.

Рассмотрим исходную модель МППР M_0, предназначенную для анализа процессов (технологических, логистических, организационных (бизнес) процессов), протекающих в системе. В результате проведения эксперимента формируется статистика выполнения операций, функционирования агентов, расходования и формирования ресурсов и заявок, и использования средств в операциях.

Для оценки выполнения операции *Op* анализируются следующие ее параметры: среднюю очередь заявок к операции Q_{Op_cp}, среднюю загруженность операции U_{Op_cp}, простой операции из-за отсутствия средств P_{MechOp}, простой операции из-за отсутствия входных ресурсов P_{ResOp}. В качестве теоретической основы при анализе модели МППР используется операционный анализ вероятностных сетей.

По результатам анализа экспериментов диагностируются узкие места и принимается решение о свертке/развертке модели (устранении узких мест). Критерием остановки метода анализа и устранения узких мест мультиагентной модели процесса преобразования ресурсов является снижение времени ожидания до допустимых значений по всем блокам модели.

Элементарный акт реализации метода анализа узких мест модели процессов будет иметь следующий вид:

$$SM \xrightarrow[Sv(i)]{} TM \qquad (1)$$

где: SM – исходная модель (*source model*);

TM – новая (измененная) модель (*turned model*);

Sv(i) – элементарное изменение $Sv(i) \in SV$, как способ воздействия на *SM*.

Изменение модели осуществляется следующими действиями: либо удалением операции, либо добавлением параллельной операции; добавлением/удалением (увеличением/уменьшением количества) средств используемых операцией (операциями); увеличением/уменьшением количества ресурсов; добавлением или удалением правила агента, удалением агента. Метод позволит решить задачу диагностики узкого мест, но решение о его разгрузке (решение об изменении модели) остается за пользователем (аналитиком/технологом).

На рисунке 1 представлена блок-схема метода синтеза (модификации) модели МППР.

Рассмотрим основные этапы метода. Предлагаемый метод состоит из следующих этапов:

При построении имитационной модели строятся следующие подмодели: 1) генерации объектов (единиц продукции (ЕП) / проектов / заказов), такой объект в модели МППР представим в виде экземпляра заявки (транзакта) с набором атрибутов; 2) процес-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

сов прохождения объектов (технологических, логистических и организационных (бизнес) процессов, связанных с обработкой единиц продукции на агрегатах и оборудовании, транспортировке ЕП и выполнением заказов / этапов проекта / производственных операций), в модели МППР маршрут обработки заявки формируется цепочкой блоков, состоящих из преобразователей (операций и агентов); 3) поставок потребляемых ресурсов (сырья, материалов и полуфабрикатов), в модели МППР маршрут поставки ресурсов формируется цепочкой блоков, состоящих из операций и агентов; 4) работы средств (станки, оборудование, агрегаты, транспорт, персонал).

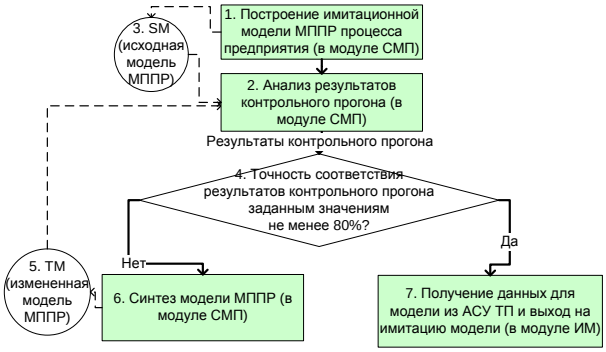


Рис. 1. Общая схема метода синтеза (модификации) модели мультиагентного процесса преобразования ресурсов.

Fig. 1. View of synthesis (modification) method of resources conversion process model

Данные предметные области для моделирования набора объектов (заказов на производство ЕП, портфеля проектов, портфеля производственных заказов) диктует следующие специфические требования и соответствующие им правила построения имитационной модели:

а) ограничение по объему потребляемых ресурсов в процессе производства (например, энергоресурсов). В случае превышения ограничения на суммарные затраты данный объект (единица продукции или заказ) становится нерентабельным;

б) ограничение по объему используемых средств (ограниченность квалифицированного персонала, производственных мощностей станков, агрегатов, оборудования, единиц транспорта и погрузочно-разгрузочной техники);

в) должна использоваться стратегия обработки объектов «первым пришел – первым вышел» т.к. задержки при обработке (производстве/выполнении) отдельного объекта (ЕП/заказа) приводят к ряду дополнительных затрат (временных, энергетических, материальных), а также могут приводить к браку и преждевременному износу оборудования и агрегатов (поломкам). В связи с этим, блоки модели должны применять выталкивающую стратегию для заявки «объект единица продукции» (заказ) (приоритет блоков модели возрастает от начальных этапов обработки (выполнения) к завершающим);

г) для металлургического производства характерно параллельное во времени выполнение этапов разных работ по производству единиц продукции, входящих в заказ. Работы (операции / соответствующие блоки имитационной модели), относящиеся к критическому пути, должны иметь приоритет выше, чем у параллельных работ.

Контрольный прогон модели осуществляется с целью получения результата имитации модели процесса (значений выходных параметров процесса) и дальнейшего сравнения заданных (статистических) значений выходных параметров процесса и значений параметров процесса, полученных в результате имитации модели процесса.

Если точность соответствия результатов контрольного прогона заданным значениям не менее 80%, то созданная модель процесса признается адекватной исследуемому процессу и может быть направлена на выполнение в режиме реального времени с использованием реальных производственных параметров. Если точность соответствия результатов контрольного прогона заданным значениям менее 80%, то модель необходимо модифицировать (провести синтез модели) с помощью правил (принципов) синтеза [4-5]. После модификация измененная модель подается на этап анализа результатов контрольного прогона модели.

III. Заключение

Разработанный метод и принципы модификации модели мультиагентного процесса преобразования ресурсов используются в автоматизированной системе выпуска металлургической продукции.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P., Antonova A.S. Development of real-time simulation models: integration with enterprise information systems, Proceedings of ICCGI 2014: The Ninth International Multi-Conference on Computing in the Global Information Technology, 22-26 June 2014, Sevilla, pp. 45-50.

[2] Aksyonov K. A., Spitsina I. A., Sysoletin E. G., Aksyonova O. P., Smoliy E. F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development. 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, vol. 1, pp.437-438.

[3] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Khrenov A.A. Industrial Enterprises Business Processes Simulation with BPsim.MAS. *2008 Winter Simulation Conference (WSC 2008).* Miami, USA, pp. 1669- 1677.

[4] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Aksyonova O.P., Wang Kai Planning and bottleneck analysis of construction enterprise project portfolio // 7th IFAC Conference on Manufacturing Modelling, Management, and Control, MIM 2013; Saint Petersburg; Russian Federation; 19-21 June 2013. pp. 659-663.

[5] Aksyonov K.A., E.A. Bykov, Wang Kai, Aksyonova O.P. Application of simulation-based decision support systems to optimization of construction corporation processes. *Proceedings of the 2012 Winter Simulation Conference (WSC 2012)*. Berlin, Germany. 2012. Available at: http://informs-sim.org/wsc12papers/includes/files/pos172.pdf (accessed 12 February 2015).

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF ANALYSIS AND BOTTLENECKS ELIMINATION OF MULTI-AGENT RESOURCES CONVERSION PROCESSES MODEL BASED ON CONVOLUTION AND DECONVOLUTION PROCEDURES

Aksyonova O. P.
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B. N. Yeltsin
Yekaterinburg, Russia (620002, Yekaterinburg, 19 Mira Street)
e-mail: bpsim.dss@gmail.com

Abstract — In this work is considered method of analysis and bottlenecks elimination of multi agent resources conversion processes models based on convolution and deconvolution procedures. For technological, logistical and business processes analysis are used multi agent resources conversion process model and the method of analysis and bottlenecks elimination of process. Method of analysis and bottlenecks elimination of multi agent resources conversion process are implemented in metallurgical enterprise information system.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА АНАЛИЗА И УСТРАНЕНИЯ УЗКИХ МЕСТ МУЛЬТИАГЕНТНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ НА ОСНОВЕ ПРОЦЕДУР СВЕРТКИ И РАЗВЕРТКИ

Аксенова О. П.
ФГАОУ ВПО "Уральский Федеральный Университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина"
Екатеринбург, Россия (620002, Екатеринбург, ул. Мира 19)
e-mail: bpsim.dss@gmail.com

Аннотация — В статье рассмотрен метод анализа и устранения узких мест моделей мультиагентных процессов преобразования ресурсов на основе процедур сверток / разверток. Для моделирования и оптимизации технологических, логистических и организационных (бизнес) процессов применяется модель мультиагентного процесса преобразования ресурсов, метод анализа и устранения узких мест. Метод анализа и устранения узких мест мультиагентного процесса преобразования ресурсов программно реализован в автоматизированной системе выпуска металлургической продукции.

I. Введение

Для анализа, имитационного моделирования и оптимизации технологических, логистических и организационных (бизнес)-процессов в автоматизированной системе выпуска металлургической продукции (АС ВМП) [1] используется мультиагентная модель процесса преобразования ресурсов (МППР) [2] и метод анализа узких мест. Основными элементами модели МППР являются следующие [2]: операции, агенты, источники и приемники ресурсов, ресурсы, средства, заявки. Ниже рассмотрены принципы модификации модели МППР, на основе процедур сверток / разверток.

II. Основная часть

Свертки – процедуры уменьшения размерности модели динамического процесса. Под сверткой будем понимать процедуру структурного и/или параметрического синтеза (изменения) модели процессов преобразования ресурсов, которая ведет к уменьшению структуры и/или параметров модели [2]. Разработка алгоритмов сверток является актуальной научно-практической задачей, решение которой приводит к сокращению времени эксперимента, уменьшению вычислительных ресурсов.

С целью решения задачи устранения узких мест – поиска наиболее эффективной модели процесса, наравне с процедурой свертки, должна также применяться процедура развертки модели. Процедура развертки модели (обратная процедура свертки) – процедура увеличения размерности модели динамического процесса.

Новизна постановки понятий свертки / развертки состоит в применении не к графу алгоритма для параллельной вычислительной системы (предложенной Воеводиным В.В.), а к имитационной модели МППР. Причем речь идет не о задаче разработки эффективного машинного алгоритма для конкретного графа алгоритма, а о задаче поиска эффективной организации произвольного процесса (технологического, логистического, организационного), путем изменения (синтеза) структурного и параметрического мультиагентной модели процесса преобразования ресурсов, направленного на устранение узких мест процессов. Спецификой нового применения процедур свертки / развертки также является их использование для изменения (синтеза) структуры программных агентов (элементов баз знаний и машин логического вывода).

Несмотря на то, что развертка модели ведет к увеличению размерности модели, а тем самым к увеличению времени эксперимента, применение данной процедуры может привести к улучшению характеристик системы (исследуемых процессов: технологических, логистических, организационных), а именно – устранению узкого места.

Исходя из основных положений реинжиниринга бизнес-процессов (РБП) смысл процедур свертки может заключаться в горизонтальном и вертикальном сжатии исследуемого процесса, процедур развертки – в увеличении пропускной способности системы (уменьшение времени обработки единиц продукции / документов, выполнении заказов; уменьшении очередей и т.д.).

Концептуальная модель предметной области анализа и устранения узких мест мультиагентных моделей процессов содержит следующие элементы:

КМПО={MPPR, Exp, ExpOut, Analysis, AnalysisOut, Synthesis, SynthesisOut}, где

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MPPR – множество элементов модели МППР; *Exp* – множество экспериментов с моделью МППР; *Analysis* – множество правил анализа моделей; *AnalysisOut* – множество элементов результата анализа; *Synthesis* – множество правил синтеза моделей; *SynthesisOut* – множество элементов результата синтеза.

С точки зрения применения операционного анализа вероятностных сетей к модели МППР при анализе и устранении узких мест необходимо анализировать следующие параметры:

1. Коэффициент использования узла (узлам соответствуют операции и агенты, также необходимо анализировать коэффициент использования средства).

2. Среднюю длительность нахождения заявки в очереди к операции, агенту (размер очереди заявок к операции Q_{Op_cp}, средняя очередь заявок к правилу агента Q_{AgR_cp}).

3. Коэффициент посещаемости узла и среднюю длительность обработки требования в узле.

Рассмотрим пример решения задачи анализа и устранения узких мест процессов P1..P4, схема выполнения которых представлена слева на рисунке 1.

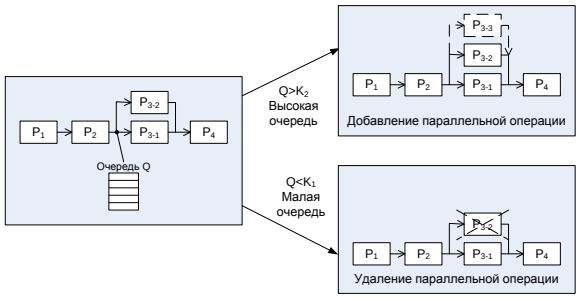


Рис. 1. Анализ узких мест процесса.

Fig. 1. Bottleneck analysis of process

Анализируется очередь Q из объектов системы, ожидающих обработки параллельными процессами P_{3-1} и P_{3-2}. В случае превышения значения очереди Q некоего порогового значения K_1 (что означает перегруженность блока P_3), принимается решение о добавлении параллельно к существующим нового процесса P_{3-3}, обеспечивающего приемлемые значения очереди Q и улучшенные показатели эффективности процесса (справа вверху на рисунке 1). В случае недобора значением очереди Q порогового значения K_2 (что означает простой блока P_3), принимается решение о ликвидации одного из параллельных процессов P_{3-2} (справа внизу на рис. 1). Анализируя, таким образом, зависимость показателей эффективности работы процесса от его структуры, находится наиболее эффективная организация процессов.

На рисунке 2 представлена блок-схема метода анализа и устранения узких мест процесса МППР, поддерживаемого следующими модулями АС ВМП:

1. Интеграции моделей (ИМ).
2. Конструктор запросов (КЗ).
3. Оптимизации процессов предприятия (ОПП).
4. Создания моделей процессов (СМП).

Результаты работы метода используются типовым постоянно действующим бизнес-процессом металлургического предприятия по изменению производственных процессов (ТБПИ).

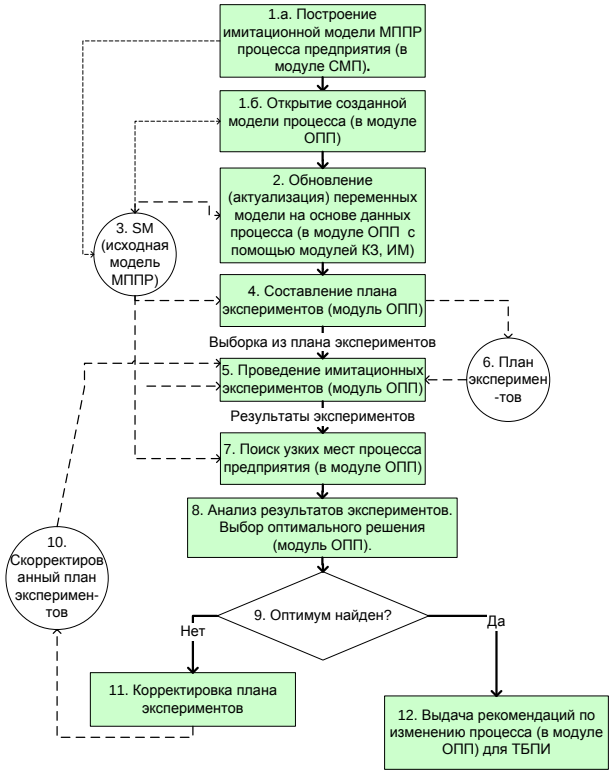


Рис. 2.Общая схема метода анализа и устранения узких мест модели мультиагентного процесса преобразования ресурсов.

Fig. 2. General method schema of bottleneck analysis of multi agent resources conversion process model

В результате проведения эксперимента формируется статистика выполнения операций, функционирования агентов, расходования и формирования ресурсов и заявок, и использования средств в операциях процесса МППР. По результатам анализа статистики экспериментов диагностируются узкие места и принимается решение об изменении (свертке/развертке) процесса МППР. Критерием остановки метода также может являться снижение времени ожидания до допустимых значений по всем блокам модели.

III. Заключение

Разработанный метод и процедуры свертки/развертки модели мультиагентного процесса преобразования ресурсов используются в автоматизированной системе выпуска металлургической продукции.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K. A., Spitsina I. A., Sysoletin E. G., Aksyonova O. P., Smoliy E. F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development. 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, vol. 1, pp.437-438.

[2] Aksyonov K.A., E.A. Bykov, Wang Kai, Aksyonova O.P. Application of simulation-based decision support systems to optimization of construction corporation processes. *Proceedings of the 2012 Winter Simulation Conference (WSC 2012)*. Berlin, Germany. 2012. Available at: http://informs-sim.org/wsc12papers/includes/files/pos172.pdf (accessed 12 February 2015)

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE ANALYSIS OF REMOTE WORK ORGANIZATION IN SIMULATION SYSTEMS OF TECHNOLOGICAL, LOGISTICAL AND BUSINESS PROCESSES

Aksyonova O. P.
Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin
Yekaterinburg, Russia (620002, Yekaterinburg, 19 Mira Street)
e-mail: bpsim.dss@gmail.com

Abstract — In this work is analyzed organization of remote works with simulation systems of technological, logistical and business processes. On the basis of cloud computing is developed modeling subsystem of metallurgical enterprise information system. Such technical decision of modeling subsystem may reduce cost of expense on accompaniment, reduce cost of using simulation systems for end users, and reduce requirements for computing resources of user.

АНАЛИЗ УДАЛЕННОЙ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОЙ РАБОТЫ В СИСТЕМАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ, ЛОГИСТИЧЕСКИХ И ОРГАНИЗАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ

Аксенова О. П.
ФГАОУ ВПО "Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина"
Екатеринбурге, Россия (620002, Екатеринбурге, ул. Мира 19)
e-mail: bpsim.dss@gmail.com

Аннотация — В работе проведен анализ моделей организации удаленной многопользовательской работы с системами имитационного моделирования технологических, логистических и бизнес-процессов. На основе подхода облачных вычислений реализована подсистема моделирования автоматизированной системы выпуска металлургической продукции. Такое техническое решение позволяет снизить стоимость затрат на сопровождение, уменьшит стоимость использования подсистемы моделирования для конечного пользователя, а также снизит требования к вычислительным ресурсам пользователя.

I. Введение

Коммерческие продукты класса систем имитационного моделирования технологических, логистических, организационных (бизнес) процессов, представленные на рынке (AnyLogic, Arena, ARIS, G2, Simio), являются Desktop-приложениями. При разработке сложных имитационных моделей в команде дополнительными требованиями к системам имитационного моделирования (СИМ) выступают следующие: поддержка многопользовательского режима, доступ к модели и проведение экспериментов через сеть Интернет.

II. Основная часть

Для анализа и моделирования технологических, логистических и организационных (бизнес)-процессов в автоматизированной системе выпуска металлургической продукции (АС ВМП) [1] используется мультиагентная модель процесса преобразования ресурсов (МППР) [4]. Основными элементами модели МППР являются следующие [4]: операции, агенты, источники и приемники ресурсов, ресурсы, средства, заявки.

На рынке СИМ есть несколько ведущих продуктов, но наибольший круг потребителей охватывает программа AnyLogic. Работает эта система на виртуальной машине Java. Пользователь может установить пакет AnyLogic к себе на компьютер и пользоваться им напрямую, либо через браузер (предварительно выгрузив модель в виде java-аплета). Первое решение уже давно используют практически все, стандартный способ использования программ, второй уже более интересный (так как не требует наличия на машине у пользователя самой СИМ). Однако у этого подхода имеются следующие недостатки: 1) требуется установить на стороне клиента необходимый Java-плагин, и только после этого мы сможем произвести необходимые расчеты, при этом требуются ресурсы компьютера пользователя; 2) корректировку/структурную модификацию модели данный подход не поддерживает.

Также в системе AnyLogic есть возможность размещать модели пользователя на Интернет-ресурсе RunTheModel.com. На данном портале пользователи могут размещать модель, загружать к себе на компьютер, проигрывать у себя на компьютере и обсуждать на портале с коллегами. Функция размещения на портале доступна непосредственно из AnyLogic.

На рис. 1. показано как происходит работа пользователя при работе с подобным Интернет-ресурсом. Java-машина в данном случае должна быть предустановленна на клиентской машине и Java-машина производит все вычисления именно на стороне клиента, что также не является оптимальным решением (в случае слабой вычислительной мощности клиентской машины и маленького объема оперативной памяти).



Рис. 1. Использование Java-машины и сервера с моделями.

Fig. 1. Application of Java-engine and models server

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

G2 – динамическая экспертная система использует встроенный движок имитационного моделирования ReThink. Специализированный модуль программы G2 Telewindows [2] предлагает пользователю возможности удаленного рабочего стола при работе с G2-приложением, когда пользователь ставит на своей стороне необходимую программу, после чего она соединяется с сервером и там производятся вычисления (рис. 2).



Рис. 2.Организация удаленных вычислений в G2 Telewindows.

Fig. 2. Remote calculations in G2 Telewindows

Достоинство решения - это защищенный канал передачи данных, но главный минус - необходимость устанавливать дополнительное программное обеспечение клиенту. G2 Telewindows реализован на основе клиент-серверной технологии.

В АС ВМП используется подход, близкий к облачным вычислениям. Облачные вычисления [3] — модель обеспечения повсеместного и удобного сетевого доступа по требованию к общему пулу конфигурируемых вычислительных ресурсов, которые могут быть оперативно предоставлены и освобождены с минимальными эксплуатационными затратами и/или обращениями к провайдеру. При таком решении от клиента требуется только вводить начальные данные (будь то сама модель (или ее элементы), или исходные данные экспериментов), после этого они посылаются на сервер, сервер их принимает и запускает всю обработку данных у себя, таким образом, клиент не тратит свои ресурсы, что является оптимальным с точки зрения производительности и организации многопользовательской работы. Схема работы подсистемы моделирования АС ВМП представлена на рис. 3.

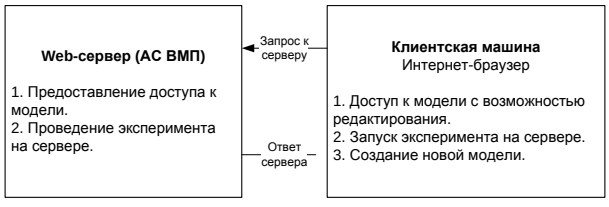


Рис. 3.Организация удаленных вычислений в подсистеме моделирования АС ВМП.

Fig. 3. Remote calculations in modeling subsystem of automation metallurgical enterprise system

Несмотря на внешнюю схожесть рис. 2 и 3 технические отличия заключаются в следующем: решение АС ВМП выставляет минимальные требования к клиентской машине – наличие Интернет-браузера, вариант с G2 требует предустановленного G2, G2 Telewindows, что в свою очередь требует определенных вычислительных ресурсов.

Сравнительный анализ систем представлен в таблице 1 (используемые сокращения ARIS (AR), AnyLogic (AL)). В направлении распределенной многопользовательской работы развивается только системы G2 с технологией Telewindows и АС ВМП. К достоинствам АС ВМП и G2 является наличие средств обмена данными с КИС, MES, ERP, АСУ ТП.

Табл. 1. Сравнительный анализ СИМ.

Tab. 1. Comparative analysis of simulation systems

№	Параметр	AR	G2	AL	ВМП
1	Язык описания процессов преобразования ресурсов	+	+	+	+
2	Мультиагентная модель	НЕТ	НЕТ	+	+
3	Имитационное моделирование	+	+	+	+
4	Экспертное моделирование	НЕТ	+	НЕТ	+
5	Организация распределенной многопользовательской работы				
5.1	Многопользовательский режим	НЕТ	+	+	+
5.2	Проведение экспериментов на сервере через сеть Интернет	НЕТ	+	НЕТ	+
5.3	Web-интерфейс СИМ	НЕТ	НЕТ	НЕТ	+
5.4	Поддержка Java	НЕТ	+	+	+
6	Ориентированность на непрограммирующего пользователя	+	НЕТ	НЕТ	+
7	Средства обмена данными с КИС, MES, ERP, АСУ ТП (или аналог Enterprise Service Bus)	НЕТ	+	НЕТ	+

III. Заключение

За основу подсистемы моделирования автоматизированной системы выпуска металлургической продукции взята трехуровневая архитектура, состоящая из следующих элементов: клиентской части, сервера имитационного моделирования, хранилища данных, содержащего данные предприятия и моделей.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Spitsina I.A., Sysoletin E.G., Aksyonova O.P., Smoliy E.F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development. 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, vol. 1, pp.437-438.

[2] Gensym: Gensym G2 2011 editions http://www.gensym.com/product/G2

[3] Mell P., Grance T. The NIST Definition of Cloud Computing Recommendations of the National Institute of Standards and Technology. NIST. URL: http://csrc.nist.gov/publications/nistpubs/800-145/SP800-145.pdf

[4] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Khrenov A.A. Industrial Enterprises Business Processes Simulation with BPsim.MAS. *2008 Winter Simulation Conference (WSC 2008).* Miami, USA, pp. 1669- 1677.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE STUDY OF THE PROCESSING SHOP BASED ON MULTI-AGENT RESOURCES CONVERSION PROCESS MODEL

Kondratyev A. S., Aksyonova O. P.
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N. Yeltsin,
Yekaterinburg, Russia (620002, Yekaterinburg, 19 Mira Street),
e-mail: race.timo@gmail.com

Abstract — The development of multi-agent model for the transformation of resources used for research companies or parts of companies in the presence of high load or idle assets in production, realized by means of the metallurgical enterprise information system. The following solution has been found as a result of experiments. There are needs in increase the number of heat-treatment furnaces and reduction the number of staff.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАБАТЫВАЮЩЕГО ЦЕХА НА ОСНОВЕ МУЛЬТИАГЕНТНОЙ МОДЕЛИ ПРОЦЕССОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РЕСУРСОВ

Кондратьев А. С., Аксенова О. П.
ФГАОУ ВПО "Уральский Федеральный Университет
им. первого Президента России Б.Н. Ельцина",
Екатеринбург, Россия (620002, Екатеринбург, ул. Мира 19),
e-mail: race.timo@gmail.com

Аннотация — Разработка мультиагентной модели процессов преобразования ресурсов, применяемой для исследования предприятий или частей предприятий на наличие простоев или высокой загруженности средств в производстве, реализованной при помощи автоматизированной системы выпуска металлургической продукции. На основании построенной модели проведены эксперименты и представлены результаты. В результате проведения экспериментов с моделью получены следующие рекомендации по изменению анализируемых процессов: необходимо увеличить количество термических печей и снизить количество персонала цеха.

I. Введение

Современные информационные технологии предлагают ряд программных продуктов, которые позволяют создавать и анализировать различные имитационные модели (ИМ) самого предприятия, его частей или отдельных процессов работы предприятия. На основании данных предоставленных технологами о процессе производства деталей в цехе была создана модель в подсистеме моделирования автоматизированной системы выпуска металлургической продукции (АС ВМП) [1-2] для определения проблем, связанных с наличием «узких мест» производства.

II. Основная часть

Для анализа дискретных производственных процессов применяются модель мультиагентных процессов преобразования ресурсов (МППР). Модель МППР предназначена для описания технологических, логистических и организационных (бизнес) процессов [1, 3-4]. Задача для моделирования заключается в следующем:

В обрабатывающем цехе происходит обработка 3 типов деталей с разными технологическими процессами обработки. Известна численность персонала и оборудования цеха. Анализ статистических данных работы цеха показал, что у каждого типа детали на определённых этапах производства может возникнуть брак разного вида и с разной вероятностью. Известен алгоритм отсортировки бракованной продукции, применяемый технологами. Задача заключается в моделировании работы цеха в течение 160 часов и определении простоев операций по изготовлению деталей в связи с высокой загруженностью персонала и(или) оборудования, а также определении простоев сотрудников цеха и оценке количества возникшего брака по видам брака и типам деталей. В случае выявления узких мест процессов, приведенных выше, необходимо провести ряд экспериментов, направленных на устранение выявленных узких мест.

На рис.1 показан общий вид модели в АС ВМП. Для каждой детали выделена своя линия производства. Агенты в модели используются для осуществления проверки отливок на присутствие брака и перенаправления заявок (заказов на производство деталей); операции в модели применяются для задания цепочки операций производства каждой детали. Всего на структуре модели отображены три цепочки по изготовлению трех деталей.

На рис. 2 приведён результат первичного моделирования, в котором видно, что количество начатых деталей в разы превосходит количество завершённых деталей. Кроме того из рис. 3 видно, что количество занятого работой персонала варьировалось между четырьмя и пятью, что говорит о неэффективном использовании ресурсов.

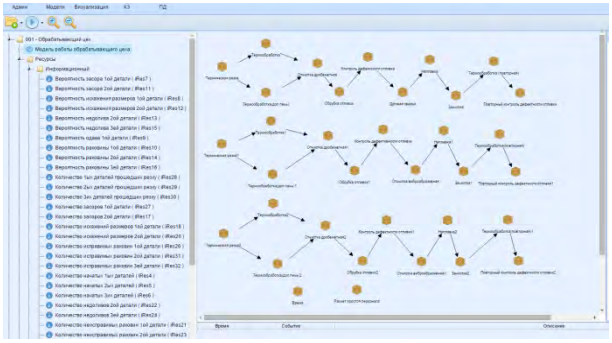


Рис. 1.Общий вид модели обрабатывающего цеха.

Fig. 1. View of the processing shop model

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Результат работы модели говорит о том, что в производстве деталей присутствует узкое место, которое сильно тормозит процесс их изготовления. При анализе выявлено, что все детали проходят блок «Термообработка», внутри которого каждая заготовка занимает одну (единственную в цехе) печь для обработки на 5 часов.

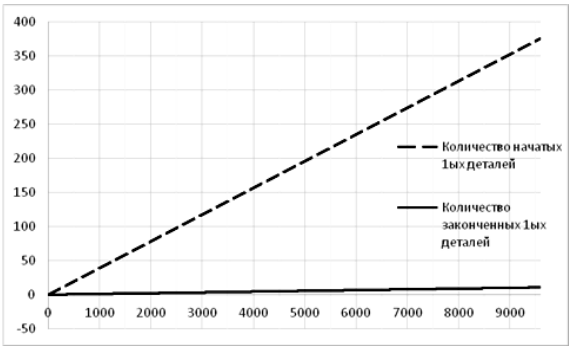


Рис. 2. График начатых и законченных деталей Пунктиром – начатые, сплошной – законченные.

Fig. 2. Graph started and completed details Dashed line - Started, Solid lines - Completed

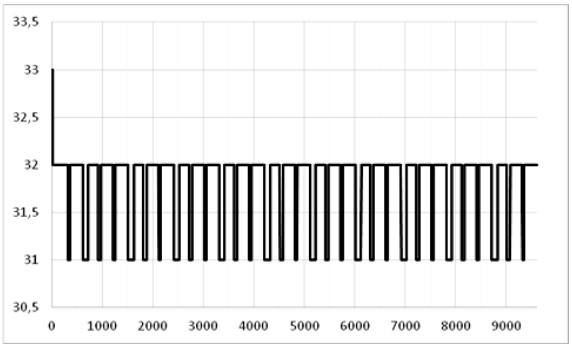


Рис. 3. График свободного персонала.

Fig. 3. Graph a free staff

На основании первичного результата, было предложено провести ряд экспериментов, в которых количество печей для термообработки увеличивалось с одной до шести. В каждом эксперименте наблюдалось увеличение количества завершённых деталей, что благоприятно сказывалось на показателях производства. Так же происходило увеличение занятости персонала, так например с шестью печами количество участвующих в производстве работников было 14 человек.

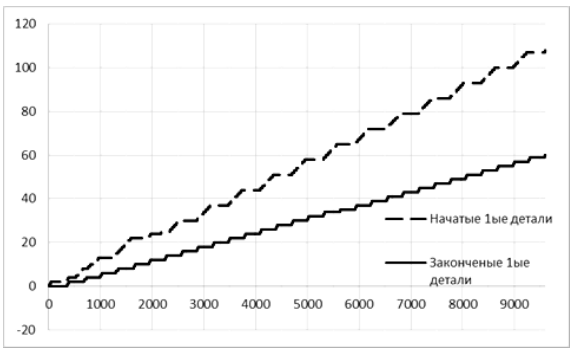


Рис. 4. График начатых и законченных деталей Пунктиром – начатые, сплошной – законченные.

Fig. 4.Graph started and completed details Dashed line - Started, Solid lines - Completed

В отличие от проблемы производственных простоев, решаемой с помощью распараллеливания операций, являющихся «узкими местами», проблема снижения брака продукции напрямую зависит от числа свободных сотрудников цеха нужной квалификации. Исходя из того, что для устранения брака одной заготовки требуется хотя бы один человек, из 16 работников цеха в производстве будут задействованы до 12 человек, а ещё 2 человека будут устранять брак, по мере его появления. В результате последнего эксперимента был получен график количества свободного персонала цеха. Во время моделирования брака не возникло, поэтому минимальное количество свободного персонала на протяжении всего эксперимента было равно двум.

Во время всех экспериментов брак возникал, но его частота и количество были настолько малы, по сравнению с общим объёмом производства, что им свободно можно было пренебречь. Однако не учитывать его в конечном заключении было бы не правильно.

III. Заключение

Разработанная модель цеха была применена для решения задачи устранения «узких мест» технологических процессов и повышения качества выпускаемой цехом продукции. В результате проведения серии экспериментов в АС ВМП были предложены рекомендации по оптимизации технологических процессов работы обрабатывающего цеха: увеличение количества печей для термической обработки до 6 штук и уменьшение количества персонала цеха до 14 человек. Применение полученных результатов на практике позволит снизить траты предприятия по оплате простоев персонала и повысить количество и качество производимой цехом продукции. На основании проведенного исследования можно сделать вывод о том, что дальнейшая разработка моделей МППР для металлургического производства с помощью АС ВМП представляется перспективной с точки зрения анализа и оптимизации технологических процессов предприятия.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P., Antonova A.S. Development of real-time simulation models: integration with enterprise information systems, Proceedings of ICCGI 2014: The Ninth International Multi-Conference on Computing in the Global Information Technology, 22-26 June 2014, Sevilla, pp. 45-50.

[2] Aksyonov K.A., Spitsina I.A., Sysoletin E.G., Aksyonova O.P., Smoliy E.F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development. 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, vol. 1, pp.437-438.

[3] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Smoliy E.F., Khrenov A.A. Industrial Enterprises Business Processes Simulation with BPsim.MAS. *2008 Winter Simulation Conference (WSC 2008).* Miami, USA, pp. 1669-1677.

[4] Aksyonov K.A., Antonova A.S. Multi agent genetic decision support for projects scheduling. 2013 23rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013). Sevastopol. vol. 1. pp. 426-427.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ANALYSIS AND SIMULATION OF THE CRANES CONTROL PROCESSES FOR CONVERTER PRODUCTION

Aizatullov A. M., Aksyonova O. P., Antonova A. S.
Ural Federal University n.a. the first president of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira street, Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
e-mail: wiper99@mail.ru

Abstract — The paper is devoted to increasing the efficiency of the cranes control processes for converter production of metallurgical enterprises. A set of the cranes algorithms has been analyzed based on the developed simulation models and the most effective solution has been found. This solution allows to reduce the load of the cranes and reduce the waiting time before the casting, that in turn improves the quality of products.

АНАЛИЗ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ КРАНАМИ НА КОНВЕРТЕРНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ

Айзатуллов А. М., Аксенова О. П., Антонова А. С.
ФГАОУ ВПО "Уральский Федеральный Университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина"
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
e-mail: wiper99@mail.ru

Аннотация — Работа посвящена вопросам повышения эффективности процессов управления кранами на конвертерном производстве металлургических предприятий. На основе разработанных имитационных моделей проанализирован набор алгоритмов работы кранов в течение суточной смены и предложен наиболее эффективный вариант. Данный вариант позволяет снизить загрузку кранов и уменьшить время ожидания ковшей перед разливкой, что, в свою очередь, позволяет повысить качество производимой продукции.

I. Введение

С учетом масштабов металлургического производства любая возможность оптимизации процесса дает ощутимый финансовый эффект, позволяет снизить себестоимость продукции, повысить её качество или увеличить производительность предприятия. Одним из направлений повышения эффективности является оптимизация работы кранов на конвертерном производстве. Целью оптимизация является снижение простоев стальковшей перед разливкой на машинах непрерывного литья заготовок (МНЛЗ), простои которых приводят к необходимости дополнительного разогрева плавок и переналадке оборудования, что повышает расходы и снижает качество продукции.

Рассмотрим алгоритм суточной смены работы конвертерного цеха. Решение логистической задачи перемещения ковшей кранами в конвертерном цехе может быть эффективно найдено с использование дискретно-событийной модели. Имитационная модель конвертерного цеха была реализована в модуле создания моделей процессов (СМП) автоматизированной системы выпуска металлургической продукции (АС ВМП) [1, 3].

Было рассмотрено конвертерное производство (КП), включающее в себя следующие агрегаты: три конвертера и пять машин непрерывного литья заготовок (МНЛЗ). Движение плавок между цехами КП осуществляется с помощью сталевозов. В перемещении плавок вдоль цеха разливки конвертерной стали (ЦРКС) участвуют краны № 27, 28, 29; они осуществляют снятие плавок со сталевозов, поднятие плавок на МНЛЗ и снятие пустых стальковшей после разливки на МНЛЗ.

Имитационная модель КП позволяет оценить два алгоритма работы кранов:

1) каждый кран обслуживает строго закрепленные за ним агрегаты МНЛЗ;

2) кран обслуживает агрегат МНЛЗ в зависимости от своего текущего местоположения и близости к агрегату, требующему обслуживания.

Оценку качества алгоритмов необходимо проводить по циклограмме загрузки кранов: графику изменения пройденного расстояния краном в метрах относительно начальной точки. На основе такой оценки целесообразно выбирать вариант работы кранов, приводящий к равномерной загрузке кранов и устранению простоя стальковшей перед разливкой, а также недопущению остановки работы МНЛЗ вследствие ожидания стальковша с новой плавкой.

II. Основная часть

На рис. 1 представлена структура модели движения кранов КП, разработанной в модуле СМП АС ВМП. В основе модуля СМП используется модель мультиагентного процесса преобразования ресурсов [2, 4]. Агенты в модели используются для осуществления логики работы с заявками (стальковшами с металлом), распределения заявок между МНЛЗ и подсчета передвижения стальковшей; операции в модели применяются для визуализации длительности работы элементов КП. В модели движения кранов применяется 4 заявки. Заявка z1 «Стальковш с металлом» является основной заявкой, которая применяется для реализации логики работы модели и представляет собой заказ на разливку плавки на МНЛЗ. Заявки z2, z3 и z4 «Перемещение крана 27», «Перемещение крана 28» и «Перемещение крана 29» применяются для описания логики работы кранов и подсчета пройденного ими расстояния; данные заявки содержат следующие атрибуты: dist – накапливает суммарное расстояние, пройденное краном, location – хранит информацию о местоположении крана. При разработке модели движения кранов было реализовано два алгоритма движения кранов в пределах ЦРКС. В модели алгоритмы реализованы с помощью базы знаний агента «Распределение плавок по МНЛЗ».

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Первый алгоритм предполагает, что каждый кран обслуживает строго закрепленные за ним агрегаты МНЛЗ. При его реализации использовался следующий вариант закрепления: кран 29 обслуживает МНЛЗ №5 и №4, кран 28 – МНЛЗ №3 и №2, кран 27 – МНЛЗ №1.

Второй алгоритм предполагает, что кран обслуживает агрегат МНЛЗ в зависимости от своего текущего местоположения и близости к агрегату, требующему обслуживания. Для этого в базе знаний агента «Распределение плавок по МНЛЗ» были реализованы следующие ситуации (правила) обслуживания МНЛЗ: кран 29 обслуживает МНЛЗ №5 и №4, кран 28 – МНЛЗ №4, №3 и №2, кран 27 – МНЛЗ №2 и №1 в зависимости от своего местоположения.



Рис. 1. Структура модели движения кранов в модуле СМП АС ВМП.

Fig. 1. Structure to the movement cranes model in the creation models processes module of the metallurgical enterprise information system

С разработанной моделью движения кранов в модуле оптимизации процессов предприятия (ОПП) АС ВМП были проведены эксперименты по установлению наилучшего алгоритма передвижения кранов с точки зрения оптимизации максимального простоя стальковшей перед МНЛЗ, простоя МНЛЗ и расстояния, пройденного кранами. На рис. 2 представлены графики общего пути в метрах, пройденного кранами в течение суток, для вариантов 1 и 2 передвижения кранов, полученные с помощью модуля ОПП.

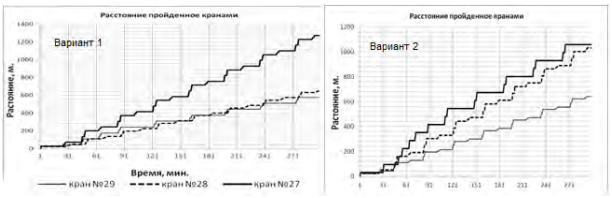


Рис. 2. Общий путь в метрах, пройденный каждым краном в течение суточной смены.

Fig. 2. The general way in meters passed by each crane during daily change

Как следует из графиков, применение варианта 2 передвижения кранов обеспечивает равномерную загрузку кранов и снижение суммарного пути, пройденного кранами за сутки.

На рис. 3 приведено максимальное время ожидания ковшей в очередях на разливку на каждой МНЛЗ для вариантов 1 и 2 передвижения кранов.

Как следует из графиков, применение варианта 2 передвижения кранов обеспечивает снижение максимального времени простоя стальковшей перед разливкой на МНЛЗ на 22 процента: с 44 минут до 34 минут.

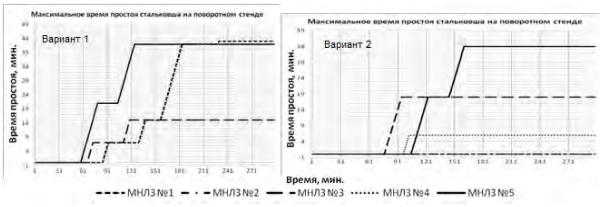


Рис. 3. Максимальное время ожидания ковшей разливки на каждой МНЛЗ в минутах.

Fig. 3. The maximum wait time of ladles of pouring on each continuous casting machine in minutes

III. Заключение

В ходе моделирования процессов управления кранами на конвертерном производстве была разработана имитационная модель передвижения плавок и кранов в рамках КП в подсистеме моделирования АС ВМП. Реализация различных алгоритмов в модели СМП АС ВМП осуществлялась с помощью описания базы знаний агента, управляющего распределением плавок на МНЛЗ. Вариант представляется более гибким с точки зрения внесения изменений в существующие алгоритмы движения кранов или расширения модели новыми алгоритмами по сравнению со структурными изменениями модели.

Более гибким является алгоритм, при котором кран обслуживает агрегат МНЛЗ в зависимости от своего текущего местоположения и близости к агрегату, требующему обслуживания. Применение данного алгоритма обеспечивает равномерную загрузку кранов, снижение общего пути, пройденного кранами, снижение суммарного и максимального времени простоя стальковшей перед разливкой на МНЛЗ. Также был сделан вывод о зависимости общего времени простоя стальковшей от порядка следования заявок на плавку и величины отложенной подачи плавок на конвертеры.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P., Antonova A.S. Development of real-time simulation models: integration with enterprise information systems. 2014 The Ninth International Multi-Conference on Computing in the Global Information Technology (ICCGI 2014), Sevilla, pp. 45-50.

[2] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P., Nevolina A.L. Development of Logistical Model Based on Integration of Ontology, Multi-Agent approach and Simulation. 2013 The Eighth International Multi-Conference on Computing in the Global Information Technology (ICCGI 2013), 2013, Nice, France, pp.188-194.

[3] Aksyonov K. A., Spitsina I. A., Sysoletin E. G., Aksyonova O. P., Smoliy E. F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development. 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, vol. 1, pp.437-438.

[4] Aksyonov K.A., E.A. Bykov, Wang Kai, Aksyonova O.P. Application of simulation-based decision support systems to optimization of construction corporation processes. Proceedings of the 2012 Winter Simulation Conference (WSC 2012). Berlin, Germany. 2012. Available at: http://informs-sim.org/wsc12papers/includes/files/pos172.pdf

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

PLANNING TECHNOLOGY FOR THE DECISION SUPPORT SYSTEM

Zraenko A. S.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg,
620002, Russian Federation
Ph.: 8 (965) 5459225, e-mail: zraenko@yandex.ru

Abstract — In the article is described the technology of drawing up of plans of work for the decision support system. On the example of the practical tasks of planning is developed the work planning algorithm on the example of the enterprise of different types of thermal points production.

ТЕХНОЛОГИЯ СОСТАВЛЕНИЯ ПЛАНОВ ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ

Зраенко А. С.
ФГАОУ ВПО «Уральский Федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира,19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 8 (965) 5459225, e-mail: zraenko@yandex.ru

Аннотация — В статье рассмотрена технология составления планов выполнения работ для системы поддержки принятия решений. На примере практической задачи планирования разработан алгоритм составления планов выполнения работ на примере предприятия по производству тепловых пунктов различных типов.

I. Введение

В настоящее время для систем поддержки принятия решений одним из типов актуальных задач являются задачи составления планов выполнения работ. Под планом выполнения работ будем понимать перечень намеченных к выполнению работ или мероприятий с определенными последовательностью, объемами и сроками выполнения [1]. Поскольку все факторы, влияющие на планы выполнения работ, практически невозможно учесть, а интересы агентов часто различны, задача их составления является многокритериальной, с нечетким множеством факторов. Решение таких задач, как правило, осуществляется с использованием теории составления расписаний (ТСР) в два этапа [2]: получение плана путем использования определенного метода на основе исходных условий выполнения работ и формализуемых ограничений, и его последующая доработка с целью максимального учета неформализуемых ограничений.

II. Основная часть

Среди прикладных задач составления планов выполнения работ выбран тип, связанный со строительством индивидуальных тепловых пунктов (ИТП). Для ее решения необходимо создание мультиагентной модели [3-5] для превентивной оценки количества ресурсов (люди, техника) для строительства ИТП с целью установления равновесия между финансовыми затратами и скоростью строительства (и, в итоге, максимизации прибыли производственного предприятия по направлению строительства ИТП). Ключевым моментом является динамичность системы – заказы на строительство возникают в произвольные моменты времени.

В рамках создания мультиагентной системы поддержки принятия решений необходима разработка алгоритма составления планов выполнения работ. Сгенерируем случайный план PWi выполнения работ {W1,…,Wi} в виде таблицы используемых ресурсов {Res1,…,Rest} и средств {Mech1,…, Mecht}, столбцами которой являются дни проведения работ, а строками – сами работы. Будем учитывать, что каждый день необходим подсчет свободных ресурсов и средств.

Таблица 1. Пример плана выполнения работ.

Table 1. Example of the work performance plan

Дни\Работы Day\Works	1	2	3	4	5
W1	2Res1 Res2	2Res1, Res2	–	Res2, Res3	
W2	Res1, Mech1	2Res1, Mech1	Res2, Mech2	4Res1, Res2	Res3
W3	Res1, Res2	Res2, Mech2, Res3	Res1, Res3		
W4			Res1, Res2	–	Res1, 2Res2, Mech2
Свободные Free	Res3, Mech2	–	2Res1, Mech1	Mech1, Mech2	3Res1, Mech1

Пример плана выполнения работ PWi представлен в таблице 1. В примере будем считать, что агенты-координаторы {A1, A2, A3, A4} управляют работами {W1, W2, W3, W4} соответственно. Всего имеется: 4Res1 (проектировщики), 2Res2 (сборщики), 1Res3 (контролеры качества), 1Mech1 (специализированная графическая станция), 1Mech2 (станок по шлифовке металла). Каждая работа должна начинаться с Res1 и заканчиваться Res3; Res1 может использовать Mech1, Res2 может использовать Mech2.

В данном примере время (дни) начала выполнения работ W1, W2, W3 – 1-й день, работы W4 – 3-й день. Крайний срок выполнения работы W1 – 4-й день, работы W2 – далее, чем 5-й день (выходит за пределы таблицы), работ W3 и W4 – 5-й день. По таблице видно, что работу W4 агент A4 не может выполнить с помощью своих ресурсов и средств.

Далее приведем описание алгоритма составления планов выполнения работ.

Проведем оценку несоответствия формализуемым ограничениям {R1,…,Rn}. Пример вычисления

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

суммарного коэффициента несоответствия формализуемым ограничениям Gx (на основе данных из таблицы 1: G1 = 1*100 + 6*10 = 160.

Проведем оценку несоответствия неформализуемым ограничениям {L1,…,Lm} с использованием экспертной системы (ЭС), содержащей информацию по накопленному опыту работы и/или наиболее успешные примеры принятия решений по сложным ситуациям в процессе проектирования, сборки и контроля качества.

Экспертная система должна включать исходные данные и экспертную информацию. Пример структуры ЭС представлен в таблице 2.

Таблица 2. Структура экспертной системы.

Table 2. Expert system structure

Тип ограничения Restriction type	Исходные данные Basic data	Дополнительная информация Additional information	Результат Result
L1, загрузка ресурсов одного типа равномерна с учетом коэффициентов производительности (зависят от дня недели, личных событий, настроения, и т. д). L1, loading of resources of one type is uniform taking into account productivity coefficients (moods, and t depend on a day of the week, personal events, etc.	1). Стаж работы Res21 – 23 года, Res22 – 1 год, Res23 – 7 лет 1). Res21 length of service – 23 years, Res22 – 1 year, Res23 – 7 of years 2). Возраст Res21 – 53 года, Res22 – 19 лет, Res23 – 39 лет. 2). Age of Res21 – 53 years, Res22 – 19 years, Res23 – 39 years. 3). Сегодня дата – 21.04.15. 3). Today date – 21.04.15.	Наибольший коэффициент производительности у людей со стажем более 5-и лет и возрастом до 45 лет. The greatest coefficient of productivity at people with an experience more than 5 years and age till 45 years.	На 22.02.12 (второй день в таблице 3) необходимо Res2 3 оставить в резерве. On 22.02.12 (the second day in table 3) it is necessary Res2 3 to leave in a reserve.

С использованием результирующих интерпретаций неформализуемых ограничений из таблицы 2, произведем расчет суммарного коэффициента несоответствия неформализуемым ограничениям Hx. Пример вычисления суммарного коэффициента несоответствия неформализуемым ограничениям Hx (на основе данных из таблицы 2): H1 = 1*4 = 4.

Проведем расчет суммарного коэффициента несоответствий Kx путем сложения суммарного коэффициента несоответствия формализуемым ограничениям Gx и суммарного коэффициента несоответствия неформализуемым ограничениям Hx. Пример: Kx = 160 + 4 = 164.

Произведем выбор наилучшего плана выполнения работ. Если суммарный коэффициент несоответствий x-го плана выполнения работ Kx меньше соответствующего коэффициента несоответствий y-го плана выполнения работ Ky, ранее выбранного лучшим, Kx < Ky, то запоминаем x-й план выполнения работ как лучший. Иначе оставляем y-й план выполнения работ лучшим. Пример: K1 = 170; K2 = 164; K2 < K1, поэтому запоминаем план выполнения работ PW2 как лучший. Конец алгоритма.

III. Заключение

В работе рассмотрена прикладная задача планирования, связанная с выполнением заказов по строительству индивидуальных тепловых пунктов. Для ее решения создана мультиагентная система поддержки принятия решений, использующая алгоритм составления планов выполнения работ. Алгоритм основан на методе случайного поиска теории составления расписаний. Он позволяет осуществлять планирование использования ресурсов и средств агентами и коалициями при сборке ИТП с целями минимизации времени выполнения заказа и минимизации финансовых затрат по выполнению заказа.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Antonova A.S. Multi agent genetic decision support for projects scheduling. 23rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013). 9—13 September, Sevastopol. Vol. 1. P. 426-427.

[2] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P. Applications of decision support and control system BPsim.DSS to business processes // 32nd Chinese Control Conference, CCC 2013; Xi'an; China; 26-28 July 2013. pp. 8740-8744.

[3] Genesereth M.R. Logical Foundations of Artificial Intelligence / M. R. Genesereth, N. Nilsson. – Los Altos: Morgan Kaufmann, 1987. – 405 p.

[4] Vlassis N. A concise introduction to multiagent systems and distributed AI / N. Vlassis. – Informatics Institute, University of Amsterdam, 2003.

[5] Aksyonov K.A., Nevolina A.L., Aksyonova O.P. Application of multiagent simulation for logistic scheduling. 23rd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013). 9—13 September, Sevastopol. Vol. 1. P.350-351.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF THE SPATIAL OBJECTS' STORAGE MODEL

Zraenko Y. D.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg,
620002, Russian Federation
Ph.: 8 (902) 2652263, e-mail: sirena-sky@yandex.ru

Abstract — In the present article the model of storage of spatial objects which conforms to all main requirements to identification, geometry, structure of attributive information and metadata is developed. On the basis of model the information system "Storage of Spatial Objects" intended for storage, the analysis and information processing about spatial objects is developed.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ХРАНИЛИЩА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

Зраенко Ю. Д.
ФГАОУ ВПО «Уральский Федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира,19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 8 (902) 2652263, e-mail: sirena-sky@yandex.ru

Аннотация — В настоящей статье разработана модель хранилища пространственных объектов, которая соответствует всем основным требованиям к идентификации, геометрии, составу атрибутивной информации и метаданных. На основе модели разработана информационная система «Хранилище пространственных объектов», предназначенная для хранения, анализа и обработки информации о пространственных объектах.

I. Введение

Общепризнанной сегодня является необходимость решения задачи создания и развития национальной инфраструктуры пространственных данных с целью повышения эффективности территориального управления на различных уровнях государственной власти. Поиск решений данной задачи ведется по заказу Роскартографии согласно концепции создания и развития Российской инфраструктуры пространственных данных (РИПД) [1].

Для практического перехода к построению РИПД необходима разработка эффективных типовых решений, содержащих базы пространственных данных, инструменты доступа к ним и особую среду поиска и обмена. В состав Банка пространственных данных входят несколько информационных систем: ИС «Архив», ИС «Хранилище пространственных объектов», ИС «Сервер метаданных», Геопортал.

ИС «Хранилище пространственных объектов» предназначена для хранения, анализа и обработки информации о пространственных объектах и основывается на принципиально новой модели их формирования. Основными составляющими ИС «Хранилище пространственных объектов» являются: модель пространственного объекта; информационная модель пространственных данных; сервисы ИС «Хранилище пространственных данных»; нормативная база.

II. Основная часть

Одним из базовых понятий в ИС «Хранилище пространственных объектов» является пространственный объект. Под пространственным объектом понимается отнесенная к одному из предопределенных классов информационная единица, содержащая пространственные координаты на местности (метрику), определенный набор свойств (семантику) и уникальный идентификатор.

В ИС «Хранилище пространственных объектов» для описания пространственного объекта принята модель [2], в которой каждый пространственный объект характеризуется: множеством идентификаторов; метрикой или координатным описанием; атрибутивным описанием; метаинформацией на координатные и атрибутивные описания.

Выделены два уровня объектов: экземпляры и типы. На уровне экземпляров пространственный объект представлен как дискретная сущность, ассоциированная с конкретными географическими и временными координатами, и может отображаться специальным графическим символом. Эти индивидуальные экземпляры объектов группируются в классы с общими характеристиками – типы объектов. Типы объектов задаются каталогом.

Множество идентификаторов пространственного объекта включает: глобальный уникальный идентификатор (GUID) и ведомственный идентификатор. Каждый идентификатор пространственного объекта является уникальной характеристикой, используемой для фиксации связи координатных и описательных данных объектов, контроля взаимного их соответствия и обеспечения непротиворечивости пространственных данных. Идентификаторы играют ключевую роль при организации обмена пространственными данными.

При псевдослучайной генерации используется единый алгоритм генерации кодов. Псевдослучайный идентификатор (GUID) является уникальным как во времени, так и в пространстве. GUID генерируется по алгоритму создания уникального идентификатора (Universally Unique Identifiers), соответствующего требованиям RFC4122 [3].

При этом ведомственный идентификатор остается существовать самостоятельно, как атрибут объекта, а GUID должен всегда присваиваться при появлении объекта в хранилище (или в системе идентификации).

Метрика или координатное описание характеризует границы объекта и его месторасположение в пространстве. В Хранилище допускается несколько

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

типов метрик: точечная (в т.ч. ориентированная точка), линейная и площадная (полигональная). Предусматривается принципиальная возможность хранения разных версий метрики объекта. Объект может иметь несколько метрик различной точности.

Для использования на разных уровнях абстракции экземпляр объекта в Хранилище может иметь сложную структуру. Объект формируется из нескольких отдельных координатных описаний (участков объекта), которые далее объединяются одним агрегирующим объектом. Такой объект является своего рода контейнером, в который складываются участки объекта.

Кроме агрегирующего объекта в БД могут формироваться агрегированные объекты или объекты-агрегаты. Примером такого объекта может служить квартал, метрика которого формируется из зданий.

Атрибутивное описание объекта определяет непространственные характеристики объекта. Формально все атрибуты можно разделить на две группы: идентифицирующие (описаны выше) и семантические. Идентифицирующие атрибуты присущи всем типам объектов Хранилища, описанным в каталоге, а семантические – образуют индивидуальное множество для каждого конкретного типа объектов. Имена атрибутов в каталоге унифицированы согласно физического смысла того параметра, который они обозначают.

Ведение метаданных в «Хранилище пространственных объектов» осуществляется по следующим уровням иерархии: набор объектов; экземпляр объекта; экземпляр метрики; экземпляр атрибута [4].

Информационная модель хранилища пространственных данных базируется на рассмотренной выше модели пространственного объекта. При этом она охватывает не только концептуальный аспект, но – и аспект реализации хранения, анализа и обработки пространственных данных. Информационная модель (рис.4) состоит из нескольких разделов, описываемых ниже.

Раздел каталогов объектов является исходной точкой доступа ко всем остальным пространственным данным. Каталог пространственных объектов – это документ, содержащий определения и описания типов объектов, атрибутов объектов и ассоциаций объектов (отношения), встречающихся в одном или нескольких наборах географических данных, с указанием допустимых операций объекта. Раздел каталогов построен в полном соответствии с международным стандартом ISO 19110 Geographic information — Methodology for feature cataloguing [2] (Географическая информация — Методология каталогизации объектов).

Методология построения каталогов, предлагаемая в ISO 19110, носит универсальный характер. С ее помощью можно построить различные каталоги и привести их в рамках Хранилища к унифицированному представлению. Таким образом, в Хранилище смогут одновременно существовать каталоги: базовых пространственных объектов (разрабатывается в «Уралгеоинформ»), земельного кадастра, пунктов государственной геодезической сети и др.

Раздел идентификаторов объектов выполняет связующую роль между остальными разделами пространственных данных: атрибутивной информации, метаданными и метриками. Раздел содержит уникальные идентификаторы, такие как: глобальный идентификатор GUID, ведомственный идентификатор и внутренний номер в Хранилище. Раздел также содержит идентификаторы, не являющиеся уникальными: код типа объекта по принятому в Хранилище каталогу; исходный код типа объекта по каталогу, в котором он был первоначально создан и др.

Раздел атрибутивной информации содержит конкретные значения атрибутов экземпляров объектов согласно заданной в каталоге связи с типами объектов. Механизм связывания атрибутов является гибким и позволяет, при необходимости, добавить новые, изменить контекст существующих и удалить старые атрибуты. В соответствии с ISO 19110 [2] существует поддержка множественных атрибутов.

III. Заключение

На основе изложенного в статье материала можно сделать следующие основные выводы:

При создании ИС «Хранилище пространственных объектов» как одной из компонент регионального узла ИПД разработана модель пространственного объекта, которая соответствует всем основным требованиям к идентификации, геометрии, составу атрибутивной информации и метаданных, а также к установлению связей между объектами.

Информационная модель пространственных данных регионального узла РИПД УрФО, построенная на основе ISO 19110 [2] и модели пространственного объекта Хранилища, является достаточно универсальной, чтобы описать пространственные данные различных предметных областей.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Draft of the Concept of formation of the Russian Infrastructure of Spatial Data (RISD) – *http://www.elrussia.ru/37263*
[2] ISO 19110:2005 «Geographic information. Methodology for feature cataloguing» – *http://www.iso.org/iso/ catalogue_detail.htm?csnumber=44459*
[3] Algorithm RFC4122 – *http://ru.wikipedia.org/wiki/UUID*
[4] ISO 19139 «Geographic information – Metadata – XML schema implementation».

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ONTOLOGY-BASED APPROACH TO INFORMATION SPACE DEVELOPMENT ON THE BASE OF HUMAN COGNITIVE SPACE

Litovkin D. V., Anikin A. V., Kultsova M. B.
Volgograd State Technical University
28, Lenin avenue, Volgograd, 400005, Russian Federation
Ph.:8 (844) 224-84-86, e-mail: poas@vstu.ru

Abstract — In this paper a problem of information space development for information retrieval and reuse is formulated and an ontology-based approach to the development of subject domain informational space is suggested on the base of human cognitive space. The structure of information space ontology is developed and algorithm for it generation using reasoning on ontology is described.

ОНТОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К СОЗДАНИЮ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОСТРАНСТВА ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ НА ОСНОВЕ КОГНИТИВНОГО ПРОСТРАНСТВА СУБЪЕКТА

Литовкин Д. В., Аникин А. В., Кульцова М. Б.
Волгоградский государственный технический университет
просп. В. И. Ленина, 28, Волгоград, 400005, Россия
тел.: 8 (844) 224-84-86, e-mail: poas@vstu.ru

Аннотация — В статье сформулирована проблема создания информационного пространства в задачах тематического информационного поиска и предложен онтологический подход к созданию информационного пространства предметной области на основе когнитивного пространства субъекта информационного процесса. Разработана структура онтологии информационного пространства и описан алгоритм создания такого пространства на основе логического вывода на онтологии.

I. Введение

В задачах тематического информационного поиска [1], в частности информационного обеспечения научных исследований, актуальной проблемой является создание информационного пространства некоторой области знаний, релевантного когнитивному пространству человека — субъекта информационного процесса [3]. В статье предлагается онтологический подход к созданию такого пространства, позволяющий реализовать информационную телекоммуникационную технологию для коллективного построения информационного пространства, путем задания отношений соответствия между когнитивными пространствами разных субъектов, а также его коллективного использования.

II. Основная часть

Пусть когнитивное пространство субъекта в рассматриваемой предметной области представляется в следующем виде:

CognitiveSpace = < Concepts, IncludesRelation >,

где Concepts – множество концептов предметной области, IncludesRelation – множество отношений подчинения [2] одного концепта другому.

Необходимо создать информационное пространство InformationSpace, релевантное когнитивному пространству CognitiveSpace:

InformationSpace = < Concepts,

InformationResources, AssociatesRelation >,

где InformationResources – множество информационных ресурсов, ассоциированных с концептами предметной области, AssociatesRelation – отношения ассоциации между концептами предметной области и ресурсами: Concepts x InformationResources → { indefinite, bad, good, excellent }, где excellent – ресурс полностью описывает концепт, bad – ресурс содержит минимальную информацию по заданному концепту, good – промежуточное значение между excellent и bad, indefinite – ресурс описывает концепт, но его релевантность еще не определена.

Создать информационное пространство можно тремя ниже перечисленными способами или их комбинацией:

1) Индивидуальное создание информационного пространства. Субъект создает когнитивное пространство CognitiveSpace самостоятельно, затем выполняет информационный поиск и ассоциирует информационные ресурсы с концептами предметной области, оценивая их релевантность. Таким образом, строится информационное пространство InformationSpace, релевантное когнитивному пространству субъекта. По мере структуризации и формализации предметной области субъект корректирует когнитивное и информационное пространства, которыми впоследствии могут пользоваться другие субъекты.

2) Коллективное создание информационного пространства. Субъект создает когнитивное и информационное пространства, а затем предоставляет другим субъектам возможность пополнять информационное пространство, задавая новые ресурсы и отношения между ресурсами и концептами.

3) Создание информационного пространства на основе уже существующего информационного пространства (созданного другим субъектом). Субъект создает свое когнитивное пространство для одной предметной области CognitiveSpace_1, а затем устанавливает отношения соответствия CorrespondsRelations с концептами когнитивного пространства другой предметной области CognitiveSpace_2: Concepts_1 x Concepts_2 → { equivalent, compatible }, где equivalent – отношение тождества, compatible – отношение совместимости, включающее в себя как отношения подчинения, так и отношения перекрещивания [2]. В результате между концептами из CognitiveSpace_1 и информационными ресурсами из соответствующего информационного пространства InformationSpace_2 устанавливаются отношения ассоциации. В дальнейшем субъект может их переопределить.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Для формального представления когнитивного и информационного пространств предлагается использовать OWL онтологию (Web Ontology Language), на рис. 1 представлена структура соответствующей онтологии.

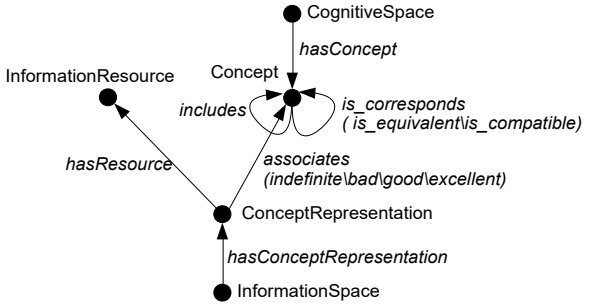


Рис. 1. Структура онтологии когнитивного и информационного пространств.

Fig. 1.Cognitive and information space ontology structure

В терминологии онтологической модели построение когнитивного пространства предметной области сводится к созданию экземпляров $concept_i$ класса Concept и заданию отношений includes между ними, а также созданию одного экземпляра cognitive_space класса CognitiveSpace и заданию отношений hasConcept между cognitive_space и всеми $concept_i$.

Построение информационного пространства предполагает создание экземпляров information_resources класса InformationResource и одного экземпляра information_space класса InformationSpace. Для задания отношения associates между концептом concept $\in$ concepts и информационным ресурсом information_resource $\in$ information_resources необходимо: 1) создать экземпляр concept_representation класса ConceptRepresentation, 2) задать отношение hasConceptRepresentation между information_space и concept_representation, 3) задать отношение hasResource между concept_representation и information_resource $\in$ information_resources, 4) задать отношение из множества { indefinite, bad, good, excellent } между concept_representation и concept $\in$ concepts.

Задача установления соответствия между концептами разных предметных областей сводится к заданию отношений из множества { is_equivalent, is_compatible } между экземплярами класса Concept, принадлежащих разным предметным областям.

Для решения задачи создания информационного пространства InformationSpace_1 на основе уже имеющегося InformationSpace_2 с учетом отношений соответствия между когнитивными пространствами CognitiveSpace_1 и CognitiveSpace_2 в онтологии предлагается следующий алгоритм: 1) создать экземпляр information_space_1 класса InformationSpace для создаваемого информационного пространства; 2) для каждого информационного ресурса из InformationSpace_2, релевантного концептам из CognitiveSpace_1, создать экземпляр concept_ representation_1 класса ConceptRepresentation и задать отношение hasResource между concept_representation_1 и экземпляром класса InformationResource, принадлежащим InformationSpace_2; 3) для каждого ранее созданного concept_representation_1 задать отношение hasConceptRepresentation между information_space_1 и concept_representation_1; 4) для каждого ранее созданного concept_representation_1 задать отношение associates с одним из экземпляров класса Concept, принадлежащим CognitiveSpace_1. Для определения релевантных информационных ресурсов на шаге 2 и задания отношений associates на шаге 4 используются SWRL-правила, которые учитывают отношения соответствия is_corresponds между концептами когнитивных пространств CognitiveSpace_1 и CognitiveSpace_2, а так же отношения ассоциации между концептами из CognitiveSpace_2 и информационными ресурсами из InformationSpace_2.

Для коллективного создания и использования информационных пространств различных субъектов планируется использовать семантическую графовую СУБД Stardog 3.0, которая позволяет хранить онтологии в формате OWL 2 и поддерживает многопользовательский доступ. Для работы с удаленной онтологией планируется создать пользовательский клиент.

III. Заключение

Предлагаемый онтологический подход к созданию информационного пространства на основе когнитивного пространства одного или нескольких субъектов, а также использовании существующих информационных пространств, позволит уменьшить время и повысить эффективность поиска информационных ресурсов, релевантных рассматриваемой области знаний и когнитивному профилю субъекта информационного процесса.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проекты № 13-07-00219 и №15-07-03541.

IV. References

[1] Golicyna O.L., Maksimov N.V., Popov I.I. *Informacionnye sistemy: ucheb. posobie*. Moscow, Forum, Infra-M, 2007. 496 p.

[2] Getmanova A.D. *Uchebnik po logike*. Moskva, Novaja shkola, 2000. 164 p.

[3] Gregory B. Newby. Cognitive space and information space. *Journal of the American Society for Information Science and Technology*, 2001, Volume 52, Issue 12, pp. 1026–1048.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CREATING A STRUCTURE OF KNOWLEDGE STRATETIC INVESTMENT OF TELECOMMUNICATION COMPANIES

Vnukovski N. I., Cheniltsev A. G, Ponomareva O. A.
Ural Federal University named after the fist President of Russia B. N. Yeltsin
Institute of radio electronics and information technologies.
str. Mira, 32, Ekaterinburg city, 620002, Russia
tel. (343) 3759534, (343)3759534,
e-mail: vnukovsk@yandex.ru, cheniltsev@mail.ru, ponomareva1704@rambler.ru

Abstract — In article analyzes the structure of the construction of the system of knowledge for strategic investment in telecommunications companies.

СОЗДАНИЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМЫ ЗНАНИЙ СТРАТЕГИЧЕСКОЙ ИНВЕСТИЦИОННОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КОМПАНИЙ

Внуковский Н. И., Чернильцев А. Г., Пономарева О. А.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
Институт радиоэлектроники и информационных технологий
ул. Мира , 32, г. Екатеринбург, 620002 , Россия
тел. (343) 3759534, (343)3759424,
e-mail: vnukovsk@yandex.ru, cheniltsev@mail.ru ponomareva1704@rambler.ru

Аннотация — В статье анализируется структура построения системы знаний для стратегической инвестиционной деятельности в телекоммуникационных компаниях.

I. Введение

В настоящее время возникает потребность не просто в информации и данных, а непосредственно в знаниях и в системе управления знаниями на современных предприятиях. Это становится наиболее актуальным направлением для всех бизнес-направлений телекоммуникационных компаний, поскольку они нуждаются в информационно-аналитической поддержке при принятии обоснованных управленческих решений и в конечном итоге – для модели по проектированию системы знаний применительно к конкретным проблемным ситуациям.

II. Структура системы знаний

Предложенная система знаний в виде системы исследования стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационных компаний была использована для решения проблемных ситуаций. Для разрешения проблемной ситуации стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационных компаний необходимо, в первую очередь, провести формализацию проблемной ситуации. Согласно методологии должен быть предусмотрен пакет конкретных действий для разрешения проблемных ситуаций стратегической инвестиционной деятельности.

Изучение проблемной ситуации стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационных компаний следует начинать с исследования ситуационного досье стратегической инвестиционной деятельности, от спецификации вершин ситуационного досье до разработки схемы разрешения проблемной ситуации стратегической инвестиционной деятельности [1-3].

Для разрешения проблемной ситуации следует разработать перечень мероприятий, необходимых для перехода от реального (текущего) состояния к желаемому (будущему). Текущее состояние стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационных компаний можно выразить в кортежном виде согласно САДТ-методологии исследуемого объекта:

$$ТС = <Вх,РИ,МУ,Вых; R1 \quad (1)$$

где Вх - входные параметры, влияющие на стратегическую инвестиционную деятельность телекоммуникационных компаний (клиенты, капитал и информация);РИ - инвестиционные ресурсы;МУ - механизм инвестиционного управления; Вых- выходные параметры стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационных компаний, влияющие на желаемое состояние.

Проблемную ситуацию стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационных компаний представим в виде:

$$ПС = <ТС, ЖС, М; R2>,$$

где ТС, ЖС - текущее и желаемое состояния предприятия; М - перечень конкретных мероприятий для перехода от текущего к желаемому состоянию при разрешении проблемных ситуаций; R1, R2 - матрицы связи.

Для ситуационного досье стратегической инвестиционной деятельности теле-коммуникационных компаний можно предложить следующую спецификацию конкретной проблемной ситуации:

1.1 - участники ситуации по стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационных компаний;

1.2 - исполнители телекоммуникационной компании по ситуации;

1.3 - основные исполнители ситуации инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании;

1.3.4 - руководители по ситуации телекоммуникационной компании (администраторы, менеджеры высшего звена);

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

1.3.5 - матрица связи исполнителей по ситуации телекоммуникационной компании;
1.4 - связи по ситуации инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании;

1.4.1 - прямые связи по инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании;

1.4.2 - обратные связи по инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании (эффективность предыдущих инвестиционных проектов);

1.4.3 - нейтральные связи инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании;

1.1.3 - предложения по совершенствованию содержательного описания проблемной ситуации по инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании;

1.1.4 - предложения на уровне нового приема описания проблемной ситуации телекоммуникационной компании;

1.2.1 - входные материалы по проблемной ситуации инвестиционной деятельности телекоммуникационной

1.2.2 - нормативно-управленческие материалы к разрешению проблемной ситуации инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании;

1.2.4 - системный эффект для условий при разрешении проблемной ситуации инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании;

Иерархическая структура ситуационного досье телекоммуникационной компании приведена на рис.1.

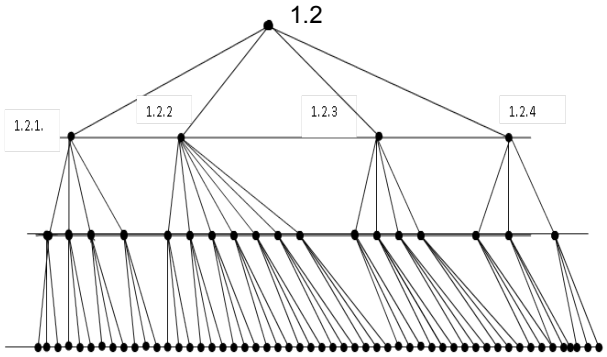


Рис. 1. Фрагмент ситуационного досье проблемной ситуации инвестиционной деятельности

Полная декомпозиция вершин ситуационного досье телекоммуникационной компании составила пять уровней по глубине цепочки, последовательно подчиняющихся друг другу. Результаты заполнения графа дугами во всей диаграмме проблемной ситуации составят более миллиона гипертекстов. Гипертекстовая подсказка ситуационного досье телекоммуникационной компании позволяет менеджеру обоснованно принимать управленческие решения при разрешении проблемной ситуации инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании . Если вопрос не разрешается, то ведется работа с системами знаний по реинжинирингу, переводу деятельности главного инвестиционного менеджера телекоммуникационной компании в новое качество. Возникает необходимость в разработке систем знаний. Концепция желаемого состояния деятельности телекоммуникационной компании заключается в обеспечении нового качества постановок и решений инвестиционных технолого-логистических задач на основе формирования и развития системных представлений об информационно-тактическом и оперативно-технологическом уровнях инвестиционной деятельности руководителей и исполнителей всех звеньев путем рационального использования всех инвестиционных ресурсов телекоммуникационной компании, направленного на создание гибкой инвестиционной технологии с целью обеспечения конкурентоспособности телекоммуникационной компании.

III. Заключение

По результатам проведенных исследований сделаны следующие выводы:

На примере телекоммуникационной компании проанализирована стратегическая инвестиционная деятельность с учетом неопределенностей и венчурных факторов трансформируемой экономики, как типовая технология исследования и анализа инвестиционной деятельности.

Разработана структура системы знаний стратегической инвестиционной деятельности телекоммуникационной компании.

IV. References

[1] Внуковский Н.И. Управление стратегической инвестиционной деятельностью. – Екатеринбург, изд. УГТУ-УПИ, 2006. – 140 с.

[2] Внуковский Н.И. Инновационный механизм управления образовательными услугами в сфере бизнеса. – Вести УТИПБ. – 2004.- №1.

[3] Внуковский Н.И. Система знаний по инвестиционной деятельности. – Екатеринбург: изд. ИПК УГТУ, 2001. – 119 с.

[4] Внуковский Н.И. О критерии качества управления стратегической инвестиционной деятельности //Модернизация системы переподготовки кадров служб занятости Уральского региона и миссия ТАСИС: опыт сотрудничества: Материалы международной конференции. – Екатеринбург: Уральский межрегиональный центр обучения персонала, 1998. С.83–89.

[5] Формализация знаний по стратегической инвестиционной деятельности/ Н.И. Внуковский, Т.А. Антасюк, С.Л. Гольдштейн, Т.Я. Ткаченко. //Информационные технологии в горном деле: Труды VI республиканской научно-технической конференции. – Екатеринбург: Уральская горно-геологическая академия, 1999. С.68–70.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE DESIGN OF EDUCABLE COMPONENTS OF INFOCOMMUNICATION SYSTEMS WITH SPECIFIED OPERATION ACCURACY

S. N. Danilin, S. A. Shchanikov, S. V. Panteleev
Murom Institute (branch) Federal state budgetary Educatioal Institution of Higher Professional Education "Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nickolay Grigoryevich Stoletovs"
23, Orlovskaya st., Murom, Vladimir reg.
602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77101, e-mail: seach@inbox.ru

Abstract — In this paper a general approach to calculating indexes of operation quality (accuracy) of any learning systems (such as artificial neural networks - ANN) is proposed. For this purpose we have formulated a new complex criterion of artificial neural network operation quality (accuracy), which takes into consideration their tolerances. The article describes properties and examples of applications of this criterion for designing artificial neural networks, which is used in a task of estimate of harmonic signals amplitude. Investigation shows relation between artificial neural network learning algorithms and operation accuracy.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОБУЧАЕМЫХ СТРУКТУР ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ЗАДАННОЙ ТОЧНОСТЬЮ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Данилин С. Н., Щаников С. А., Пантелеев С. В.
Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
ул. Орловская,23, Муром, Владимирской обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77101, e-mail: seach@inbox.ru

Аннотация — Сформулирован общий подход к разработке методов определения показателей точности функционирования произвольных обучаемых технических средств, в частности, искусственных нейронных сетей. Предложен комплексный показатель определения качества (точности) их работы, учитывающий значения функциональных допусков. Приведено описание свойств комплексного показателя и его использование на примерах проектирования искусственных нейронных сетей, решающих задачу оценки амплитуды гармонических сигналов, содержащих шумовую составляющую. Показана зависимость качества работы искусственных нейронных сетей от выбранной функции обучения.

I. Введение

Современные и разрабатываемые инфокоммуникационные системы (ИКС) содержат обучаемые компоненты. В известных научно-технических источниках не удалось обнаружить сведений о методах проектирования обучаемых структур ИКС с заданной точностью функционирования.

В настоящее время к числу наиболее перспективных обучаемых структур относятся нейросетевые (искусственные нейронные сети – ИНС) [1]. Они широко применяются при решении задач обнаружения сигналов и оценки их параметров на фоне шумов различной природы [2], распознавания и классификации, нейрокриптографии и т.д.

В соответствии с действующими государственными и международными стандартами в области обеспечения качества технических средств, точность их функционирования принято характеризовать интервалами предельно допустимых значений (допусками) изменения различных показателей (абсолютной и относительной погрешности, вероятности ошибки, среднеквадратического отклонения оценки и т.д.). Общим недостатком применяемых в настоящее время показателей точности функционирования ИНС является отсутствие в них значений допусков на технические параметры [3].

II. Основная часть

Авторами предложен общий подход к разработке методов определения показателей качества функционирования ИНС произвольной структуры и назначения, предполагающий:

а) получение информации об изменениях любого из типовых показателей качества функционирования ИНС путем математического моделирования вариаций параметров входной информации и (или) нейронов на $\pm m\%$ ($m \in R$);

б) расчет значений комплексного показателя качества функционирования ИНС по каждому ее нейрону;

в) расчет значений обобщающего комплексного показателя качества функционирования ИНС;

г) визуализацию процесса определения показателей качества функционирования ИНС в процессе их проектирования.

На основе общего подхода, разработан вариант оценки комплексного показателя качества (точности) работы ИНС по каждому нейрону или элементу, при установленных значениях функциональных допусков

$$K_i = 1 - (X_i - X_{доc}) / (X_{доп} - X_{доc}), \text{ при } X_{доп} > X_{доc}, \quad (1)$$

$$K_i = 1 - (X_{доc} - X_i) / (X_{доc} - X_{доп}), \text{ при } X_{доп} < X_{доc}, \quad (2)$$

где $X_{доп}$ – допускаемое значение (допуск) показателя качества работы ИНС; $X_{доc}$ – значение показателя качества работы ИНС, достигнутое при обучении; X_i – значение показателя качества работы ИНС, при вариации параметра i-го нейрона или элемента.

Для количественной оценки качества работы всей ИНС предложен обобщающий комплексный критерий – средний комплексный показатель качества $K_{ср}$, определяемый выражением

$$K_{ср} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} K_i \quad (3)$$

где N – число структурных элементов в ИНС.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Исследования авторов показали [4-7], что одна и та же ИНС обладает различной восприимчивостью (чувствительностью) к вариациям параметров ее элементов при использовании различных показателей (критериев) качества обучения и работы.

В процессе изучения возможностей разработанного критерия K исследовались двухслойные ИНС прямого распространения, решающие задачу определения оценки амплитуды A^* гармонического сигнала (4). Выбор и настройка параметров ИНС производилась с учетом как внутренних (погрешности параметров элементов ИНС), так и внешних (аддитивный белый гауссовский шум - АБГШ) дестабилизирующих воздействий.

$$y(t) = S(t) + n(t), \quad (4)$$

где $y(t)$ – реализация сигнала на интервале времени $[0, T]$, представляющая собой аддитивную функцию сигнала $S(t)$ и помехи $n(t)$ (АБГШ).

В качестве примера рассмотрим сигнал $S(t)$, описываемый следующим соотношением

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (5)$$

где A – это амплитуда сигнала; $\omega=2\pi f_0$, f_0 – частота сигнала; φ_0 – начальная фаза сигнала. Предположим, что все параметры сигнала, кроме амплитуды A, известны.

Структуры ИНС: двухслойные полносвязные прямого распространения, функция активации первого слоя – тангенциальная, второго – линейная. Изменяемые параметры: алгоритм обучения, количество нейронов в первом слое n=1, 2, …, 30, соотношение сигнал/шум.

Результаты оценки точности функционирования ИНС по критерию среднеквадратического отклонения (СКО) при функции обучения TRAINBR и различном количестве нейронов в первом слое представлены на рис. 1.

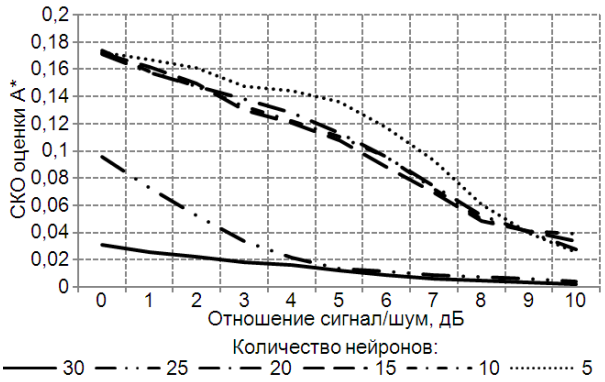


Рис. 1. Зависимость СКО оценки амплитуды сигнала A от отношения сигнал/шум.*

Fig. 1. Dependence between standard deviation value of signal amplitude A and signal-to-noise ratio*

Как следует из графиков, представленных на рис.1, наилучшую точность функционирования в условиях шумов обеспечивают ИНС с 25 и 30 нейронами в первом слое.

Результаты расчетов, приведенные в таблице 1, показывают, что ИНС с 30-ю нейронами в первом слое имеет наибольшие положительные значения среднего относительного показателя качества работы K_{cp}.

Таблица 1. Точность работы ИНС при вариациях значений параметров нейронов при функции обучения TRAINBR

Table 1. Operation accuracy values during the change of ANN parameters for TRAINBR algorithm

N	K_{cp}							
	m	2%	4%	6%	8%	10%	12%	14%
25	+	0,81	0,12	-0,54	-1,28	-1,93	-2,65	-3,34
	–	0,81	0,12	-0,54	-1,29	-1,94	-2,66	-3,35
30	+	0,99	0,83	0,65	0,47	0,27	0,10	-0,05
	–	0,99	0,83	0,65	0,47	0,27	0,10	-0,05

III. Заключение

1. Критерий качества K позволил определить наилучшие функции обучения для ИНС, решающих поставленные технические задачи с заданной точностью.

2. Имеет место явная зависимость качества функционирования ИНС от выбранной функции их обучения.

3.Предложенный комплексный показатель качества работы K, учитывающий значения функциональных допусков, является инвариантным к структуре и сложности ИНС, а так же характеру решаемых ими задач.

4. Применение критерия K, позволяет проектировать ИНС с заданной техническим заданием точностью их функционирования при реальных дестабилизирующих воздействиях.

5. Результаты проведенных исследований служат хорошей предпосылкой для разработки новых более эффективных, чем известные методов обучения и проектирования ИНС, позволяющих значительно повысить качество их работы.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08330.

IV. References

[1] Galushkin A.I. *Nejronnye seti. Osnovy teorii* [Neural networks. Theory bases]. Moscow, Gorjachaja linija-Telekom, 2010. 496 p.

[2] Zhiganov S.N. Correlation and frequency properties of nonequidistant pulse sequence obtained by means of Frank codes. *2014 24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology".* Sevastopol, 2014, pp. 334-335.

[3] Reyneri L.M. Implementation issues of neuro-fuzzy hardware: going toward HW/SW codesign. *IEEE Transactions on Neural Networks,* 2003, No 1 Vol 14, pp. 176-194.

[4] Danilin S.N., Makarov M.V., Shchanikov S.A. Numerical simulation of neural network components of controlling and measuring systems. *Applied Mechanics and Materials,* 2015, Vol 756, pp. 507-512.

[5] Danilin S.N., Makarov M.V., Shchanikov S.A. Infocommunication systems parameter monitoring by means of artificial neural network devices. *2014 24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology".* Sevastopol, 2014, pp. 318-319.

[6] Danilin S.N., Makarov M.V., Shchanikov S.A. *Kompleksnyj pokazatel' kachestva raboty nejronnyh setej* [Complex criterion of neural network operation quality]. Informacionnye tehnologii. 2013. №5. P. 57–59.

[7] Galushkin A.I., Danilin S.N., Panteleev S.V. Quantitative determination of fault tolerance for neuronetwork devices of infocommunication systems. *2014 24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology".* Sevastopol, 2014, pp. 328-329.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE APPLICATION OF CLUSTER ANALYSIS TO STUDY THE BEHAVIOR OF CONSUMERS OF TELECOMMUNICATIONS SERVICES

Bobkova A. O.[1], Zyuzin V. V.[1], Bobkov V. V.[2]
[1]*Ural Federal University named after First President of Russia B. N. Yeltsin*
Russia, Ekaterinburg, Mira str., 19
Tel: 922 293 30 05; E-mail: iconismo@gmail.com, zvvzuzin@gmail.com
[2]*Ural Institute of Business*
Russia, Ekaterinburg, lane Central market, 6
Тел: 922 202 08 84; E-mail: btow@yandex.ru

Abstract — Clustering of multivariate time series data with information about subscriber behavior is interesting for operators of telecommunications services. Customer behavior models, built on the basis of this analysis, may have a high predictive capabilities for business development. In this regard, the article discusses the use of EM algorithm for analysis of data on the behavior of consumers of communication services.

ПРИМЕНЕНИЕ КЛАСТЕРНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОВЕДЕНИЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСЛУГ

Бобкова А. О.[1], Зюзин В. В.[1], Бобков В. В.[2]
[1]*Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина*
Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19
Тел: 922 293 30 05; E-mail: iconismo@gmail.com, zvvzuzin@gmail.com
[2]*Уральский институт бизнеса*
Россия, Екатеринбург, переулок Центрального рынка, 6
Тел: 922 202 08 84; E-mail: btow@yandex.ru

Аннотация — Кластеризация многомерных рядов данных с информацией о поведении абонентов представляет практический интерес для операторов телекоммуникационных услуг. Модели поведения клиентов, построенные на основе такого анализа, могут обладать высокими предсказательными возможностями для развития бизнеса. В этой связи в статье рассматривается использование алгоритма EM кластеризации для анализа данных о поведении потребителей услуг связи.

I. Введение

Одном из часто применяемых инструментов маркетинга является «портрет потребителя», в котором отражаются типичные для него потребности. Исходя из этого профиля потребностей, аналитик вырабатывает предложения о развитии бизнеса. Формализация этих правил позволит автоматизировать интеллектуальную реакцию телекоммуникационной системы на изменение поведения абонента.

Операторы телекоммуникационных услуг имеют возможности накапливать большие объемы данных о своих клиентах. Однако, существуют законодательные ограничения на использования частной информации пользователей (содержимое СМС, разговоров, изменений местоположений пользователя, данные о физической активности пользователя, его настроение и пр). Отсюда интересным и актуальным является исследование поведения потребителей телекоммуникационных услуг с учетом их поведения в реальности. Возможным выходом является использование открытых наборов анонимных данных.

II. Постановка задачи

В нашей работе мы воспользовались StudentLife Dataset [1] — открытым набором данных с информацией о поведении 48 студентов на протяжении 10 недель. Набор содержит информацию о сне студентов – пользователей смартфонов, продолжительности и частоте их разговоров, физической активности (покой, прогулка, бег), успеваемости и пр. Полное описание набора данных доступно по ссылке [2].

Для 30 из них (тех, для кого данные представлены в полном объёме) нами были вычислены обобщенные показатели их активности и поведения, представленные в таб. 1.

Таб. 1. Описание входных показателей.
Table. 1. Description of input indicators

№	Показатель	Описание
1	VoiceAudio	Число моментов нахождения в среде говорящих
2	AllConversation	Суммарная длительность разговоров
3	NoiseAudio	Число моментов пребывания в шуме
4	GPA_all	Общая успеваемость
5	GPA_13	Балл успеваемости
6	RunningActivity	Число пробежек
7	MeanConversation	Средняя длительность разговоров
8	PhoneChargeNum	Число зарядок батареи
9	WalkingActivity	Число прогулок
10	UnknownActivity	Число моментов прочей активности
11	GPA_cs_65	Балл успеваемости
12	PhoneChargeTime	Длительность зарядки батареи
13	StationaryActivity	Число моментов пребывания в покое
14	SilenceAudio	Число моментов в тишине
15	MinConversation	Минимальная длительность разговоров

Мы предполагаем, что существует зависимость одних показателей от других.

III. Кластеризация пользователей

Все 15 показателей, перечисленные в таб. 1. подавались на вход алгоритма EM кластеризации [3], реализованный в приложении для ПК “Deductor Academic 5.3 (Build 0.71)” [4].

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Предварительно выполнялась линейная нормализация данных. В результате значения всех показателей были приведены к диапазону [min, …, max].

Количество кластеров определялось автоматически. При этом были заданы следующие параметры при кластеризации:

- максимальное количество кластеров 3;
- минимальное количество элементов в кластере 10;
- нижний порог правдоподобия 0,2.

В результате кластеризации были выделены 3 кластера (см. таб. 2).

Для понимания общих признаков пользователей внутри каждого кластера, оценивались значимость показателей внутри каждого из них (см. рис. 1 - 3). Общая значимость поля определяется по F-критерию Фишера.

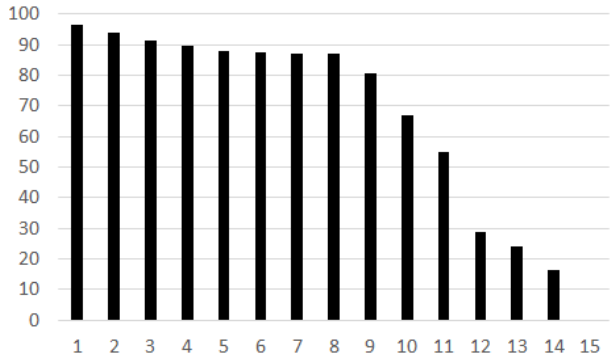


Рис. 1. Значимость показателей в кластере № 0.

Fig. 1. The importance of indicators in the cluster No. 0

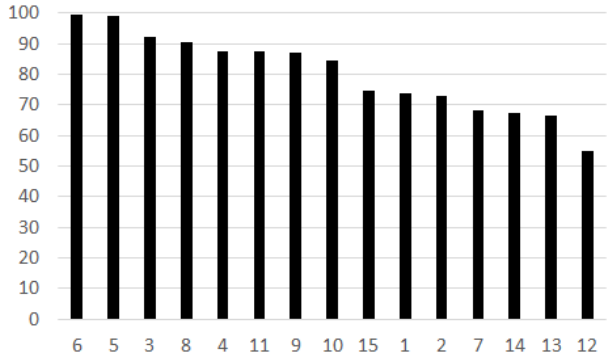


Рис. 2. Значимость показателей в кластере № 1.

Fig. 2. The importance of indicators in the cluster No. 1

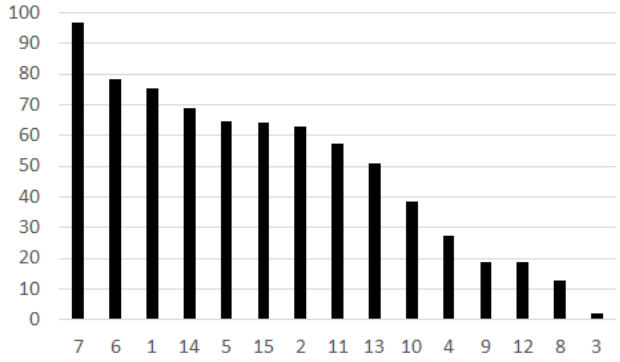


Рис. 3. Значимость показателей в кластере № 2.

Fig. 3. The importance of indicators in the cluster No. 2

Таб. 2. Матрица сравнения кластеров.

Table. 2. Matrix of clusters comparison

Кластер	№ 0	№ 1	№ 2
№ 0	100%	0,04%	5,18%
№ 1	0,04%	100%	1,09%
№ 2	5,18%	1,09%	100%

При ограничении по значимости показателя 90% получаем смысловую нагрузку выделенных классов, представленную в таб. 3.

Таб. 3. Значимые показатели.

Table 3. Significant indicators

Кластер	Значимые показатели	
№ 0	1	VoiceAudio
	2	AllConversation
	3	NoiseAudio
№ 1	6	RunningActivity
	5	GPA_13
	3	NoiseAudio
	8	PhoneChargeNum
№ 2	7	MeanConversation

Анализ самых значимых показателей кластеров позволяет сделать следующие выводы:

- К кластеру № 0 относятся пользователи, у которых сходная общая продолжительность разговора и окружающий звук (голоса и фоновый шум).
- К кластеру № 1 относятся пользователи, у которых сходная беговая активность, успеваемость, фоновый звуковой шум и которые одинаково часто заряжают смартфоны.
- К кластеру № 2 относятся пользователи со схожей средней продолжительностью разговора.

IV. Заключение

В результате выявлены взаимосвязи между различными показателями поведения пользователей смартфонов. Пользователи со сходной суммарной продолжительностью разговоров и окружающим звуком группируются в один кластер (кластер №0). Пользователи с похожей средней продолжительностью разговоров обособлены в отдельный кластер (№2). Интересно, что в отдельный кластер (№1) выделены пользователи, у которых в наиболее значимые отличительные признаки не входит продолжительность разговоров, но зато они одинаково часто заряжают смартфоны.

Однако, для повышения статистической значимости полученных результатов необходимо продолжение исследований на более репрезентативном массиве показателей и выборке.

V. References

[1] Wang, Rui, Fanglin Chen, Zhenyu Chen, Tianxing Li, Gabriella Harari, Stefanie Tignor, Xia Zhou, Dror Ben-Zeev, and Andrew T. Campbell. "StudentLife: Assessing Mental Health, Academic Performance and Behavioral Trends of College Students using Smartphones." In Proceedings of the ACM Conference on Ubiquitous Computing. 2014.

[2] StudentLife Dataset [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://studentlife.cs.dartmouth.edu/dataset.html, 10.05.15 г.

[3] Robert Hogg, Joseph McKean and Allen Craig. Introduction to Mathematical Statistics. pp. 359–364. Upper Saddle River, NJ: Pearson Prentice Hall, 2005.

[4] Deductor Academic [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.basegroup.ru/download/deductor/, 10.05.15 г.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

APPLICATION OF THE FACTOR AND CORRELATION DATA ANALYSIS TO DETERMINE THE MOST IMPORTANT FACTORS OF ASSESSING ANIMALS CONDITION FOR AN INTELLIGENT CONTROL SYSTEM OF LIVESTOCK ENTERPRISES

Antonov L. V., Orlov A. A.
Murom Institute (branch) Federal state budgetary Educatioal Institution of Higher Professional Education "Vladimir State University named after Alexader Grigoryevich and Nickolay Grigoryevich Stoletovs"
23,Orlovskaya street.,Murom, Vladimir reg.
602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77124, e-mail: levantonov@yandex.ru

Abstract — Analysis of the intelligent control system of livestock enterprises showed that there are some applied problems for automated solving on the livestock enterprises. Mathematical analysis of diverse manufacturing data and their influence on the maintenance of enterprise information picture made in the work. There is no one parameter for exclusion from the further study, because each of them contains more than 10% of useful information for the production showed analysis.

ПРИМЕНЕНИЕ ФАКТОРНОГО И КОРРЕЛЯЦИОННОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ СУЩЕСТВЕННЫХ ФАКТОРОВ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ЖИВОТНЫХ ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЖИВОТНОВОДЧЕСКИМ ПРЕДПРИЯТИЕМ

Антонов Л. В., Орлов А. А.
Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
ул. Орловская, д.23, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77124, e-mail: levantonov@yandex.ru

Аннотация — Проведение анализа интеллектуальных систем управления животноводческими хозяйствами показало наличие на животноводческом предприятии ряда прикладных задач, требующих автоматизированного решения. В работе проводится первоначальный математический анализ разнородных производственных данных на предмет их влияния на полноту информационной картины предприятия. Анализ показал, что ни один параметр не может быть исключен из дальнейшего исследования, так как несет больше 10% полезной для производства информации.

I. Введение

В современном мире рыночной экономики каждое предприятие старается увеличить собственную прибыльность на основе проведения автоматизации и модернизации производственного процесса, максимального сокращения расходов и персонала. Модернизация в большинстве случаев требует серьезных финансовых вливаний и негосударственных инвестиций. [1-3].

Проведение информатизации на современном животноводческом предприятии затруднено сложностью выбора интеллектуальных информационных систем контроля производства, которые в перспективе должны повысить качество молока, предоставить полный контроль над стадом, увеличить продуктивность и повысить рентабельность фермы. Выбор между интеллектуальными системами сложен, так как на рынке представлено их большое количество и ни одна не обладает полным функционалом для решения всех задач предприятия. Поэтому хозяйство вынуждено приобретать несколько систем, которые в совокупности позволяют автоматизировать процессы производства, но частично дублируют друг друга, имеют разные механизмы управления, хранения информации и взаимодействия с пользователем и, следовательно, несовместимы друг с другом. Внедрение разных систем неизбежно приведет к избыточному дублированию информации на предприятии и необходимости их интеграции, что является трудоемкой и затратной задачей, которая в большинстве случаев заканчивается неудачей, либо не доводится до конца. Поставщиками подобных систем являются Lactivator, NedapAgri BV, Groenlo, theNetherlands, Alpro, DeLaval, Tumba, Sweden. Существующие системы разрознены и не обладают единым интеллектуальным механизмом, совокупной аналитической обработкой данных [4]. Таким образом, проведение информатизации в животноводческом комплексе затруднено отсутствием системы, способной упростить работу всех подразделений предприятия в совокупности.

На предприятии существует масса прикладных задач, требующих решения с использованием научных методов и подходов. Так, например, логично стремление фермеров отбирать более продуктивных животных для продолжения стада. Также существует проблемы выявления максимальной активности животного в послеродовой период, так как в этот промежуток времени вероятность успешного оплодотворения животного выше. Все эти задачи можно решить путем интеллектуального анализа разнородных данных на производстве. Таким образом, первоначальной задачей является первичный анализ данных предприятия, с использованием математических и статистических методов, а также методов теории вероятности.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

II. Основная часть

На крупном животноводческом комплексе с датчиков в автоматизированную информационную систему управления поступают большие объемы данных для каждого животного.

Рассмотрим совокупность факторов, традиционно измеряемых для диагностирования состояния коров (табл. 1). Каждый из представленных факторов используется для анализа состояния животного.

Таблица 1. Основные параметры мониторинга состояния коров.

Table 1. The main parameters for monitoring cows condition

Название характеристики (Characteristics name)	**Единица измерения (Unit of measure)**
Ежедневный надой (Daily milk yield)	Литры (Liters)
Среднесуточная активность животного (Average activity of the animal)	Шагов / час (Steps / h)
Время доения (Milking time)	Секунды (Seconds)
Электропроводность (Conductivity)	Миллисименс (или Ом) (Millisiemens or Ohm)
Вес животного (Weight of the animal)	Килограммы (Kgs)

На практике при работе систем обработки большого количества данных принято аналитически исследовать эти данные с целью возможного сокращения избыточности информации (табл. 2).

Таблица 2. Числовые данные значимости факторов.

Table 2. Numeric data of mutual influence factors

Фактор (Characteristic)	Собств. знач. (Eigenvalues)	% общей дисперсии (% Variance)	Кумулят. соб. знач. (Cumulative variance)	Кумулят. % (%Cumulative)
Вес животного (Weight of the animal)	1,538	30,77	1,5386	30,773
Электропроводность (Conductivity)	1,078	21,57	2,6171	52,343
Время доения (Milking time)	0,975	19,51	3,5931	71,863
Среднесуточная активность (Average activity of the animal)	0,874	17,49	4,4681	89,362
Ежедневный надой (Daily milk yield)	0,531	10,63	5	100

Для этих целей используют факторный анализ, который при наличии фактора, значение которого можно предсказать по другим факторам, позволит выявить его и исключить из дальнейшего рассмотрения. Наиболее адекватный результат исследования при проведении факторного анализа имеет место, когда данные подчинены нормальному закону распределения. Исходным материалом для процедуры факторного анализа является корреляционная матрица *MxM*, элементами которой являются коэффициенты корреляции Пирсона между факторами. Вычисленные собственные значения матрицы показывают степень независимость значения каждого фактора от остальных.

В столбце 1 табл. 2 собственные значения матрицы отсортированы по убыванию, таким образом, что самый малозначимый фактор находится снизу. Приняв сумму собственных значений за 100% значимости, нормированные собственные значения демонстрируют вклад каждого фактора в полноту оценки состояния животного. График, приведенный на рис. 1, показывает степень убывания полноты информации при исключении каждого фактора. Кумулятивные значения демонстрируют процентное содержание потерь полезной информации при исключении одного или нескольких факторов.

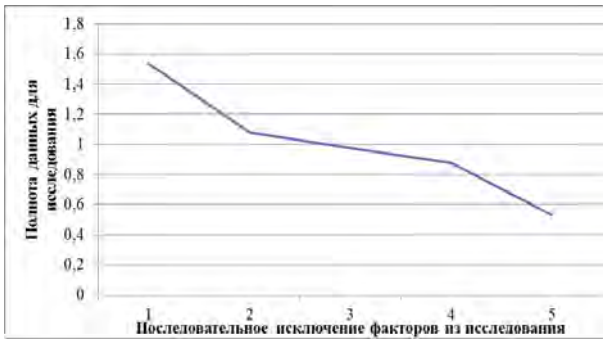


Рис. 1. График "Каменистая осыпь" анализа выбранных факторов.

Fig. 1. Graph "Scree plot" of analysis of selected factors

III. Заключение

Анализ результатов показывает, что даже при исключении самого малозначимого фактора теряется более 10% полезной информации, необходимой для рационального или оптимального решения конкретной задачи управления, осуществления управленческого воздействия. Потеря такого количества полезной информации неприемлема, так как это ведет к существенному увеличению вероятности принятия неверного управленческого решения. Таким образом, не следует исключать ни одного признака из дальнейшего рассмотрения при разработке интеллектуальной системы управления животноводческим предприятием.

IV. References

[1] Bulman D.C., Lamming G. E. Milk progesterone levels in relation to conception, repeat breeding and factors influencing acyclicity in dairy cows. *J. Reprod Fertil*, 1978, v. 54, pp. 447-458.

[2] Ismael A., Strandberg E., Kargo M., Fogh A., Løvendahl P. Estrus traits derived from activity measurements are heritable and closely related to the time from calving to first insemination. *Journal of Dairy Science*, 2015, v. 98(5), pp. 3470–3477.

[3] De Mol R. M., Woldt W. E. Application of fuzzy logic in automated cow status monitoring. *J. Dairy Sci*, 2001, v. 84, pp. 400-410.

[4] Firk R., Stamer E., Junge W., Krieter J. Improving oestrus detection by combination of activity measurements with information about previous oestrus cases. *Livestock Production Science*, 2003, v. 82(1), pp. 97-103.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

BISPECTRAL ANALYSIS IN THE TASKS OF ELECTROENCEPHALOGRAPHIC SIGNALS RECOVERY WHEN DESIGNING THE ADAPTIVE BRAIN-COMPUTER INTERFACES

A. A. Taranchuk , O. I. Skovryha
Khmelnytsky National University
Department of Radioelectronic Devices and Telecomunications
11, Instytutska st., 29016, Ukraine
Ph.: (0382) 728874, e-mail: allatr@ukr.net, olena_skovryha@ukr.net

Abstract —The possibility of using bispectral analysis in the problems of electroencephalographic signals recovery when designing the adaptive brain-computer interface is presented, which allows to reduce the minimal misclassification rate of the signals and the maximal entropy based mutual information in real time and, as a consequence, to increase the machine learning speed and the speed of the brain-computer interface.

БИСПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ В ЗАДАЧАХ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ АДАПТИВНЫХ НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНЫХ ИНТЕРФЕЙСОВ

А. А. Таранчук, Е. И. Сковрига
Кафедра радиоэлектронных аппаратов и телекоммуникаций
Хмельницкий национальный университет
ул. Институтская,11, Хмельницкий, 29016, Украина
тел.: (0382) 728874, e-mail: allatr@ukr.net, olena_skovryha@ukr.net

Аннотация — Рассмотрена возможность применения биспектрального анализа в задачах восстановления электроэнцефалографических сигналов при проектировании адаптивных нейрокомпьютерных интерфейсов, что позволяет уменьшить процент ошибочного распознавания сигналов и значение максимальной энтропии взаимной информации в режиме реального времени, и, как следствие, повысить скорость обучаемости и работы нейрокомпьютерного интерфейса.

I. Введение

В настоящее время актуальным является проектирование адаптивных нейрокомпьютерных интерфейсов (Brain-computer interfaces- BCI), обеспечивающих не только автоматическую настройку управления (протезные, игровые и другие системы) под требования конкретного пользователя, но и видоизменение самого процесса управления - обучаемого интерфейса на основе характера взаимодействия с конкретным пользователем.

Меньшая погрешность классификации встроенными алгоритмами (NN, SVM, LDA) указывает на то, что данные алгоритмы проводят отбор с более высокой доверительной вероятностью. Однако уровень погрешности распознавания учитывает только результаты алгоритма классификатора, а не степень вклада негауссовых составляющих сигнала определенного класса. С целью повышения скорости обучения BCI, а также решения более сложных задач, в работе предлагается ввести учёт негауссовых составляющих, путём определения оценок биспектров и проведения анализа кумулянтов высших порядков (полиспектра) сигнала [1].

II. Основная часть

Обеспечение надлежащего функционирования нейрокомпьютерного интерфейса BCI зависит от следующих условий: полученные оценки параметров последовательностей входных данных алгоритма классификации должны являться способными дифференцировать целенаправленные состояния мозга человека (воображаемые движения, предметы); выделять сложные пространственные и временные паттерны, при этом выполнение алгоритмов классификации должно осуществляться в режиме реального времени с достаточной скоростью.

Известные методы выделения параметров электроэнцефалограммы (ЭЭГ) на основе авторегрессионных моделей и оценки спектров мощности предполагают линейность, гауссовость и условие минимальной фазы. При этом, синусоидальные или другие волновые компоненты считаются коррелирующими и линейно взаимодействующими. Однако, суммарная и разностная фазовая информация не может быть полностью охарактеризована автокорреляционной функцией. Свидетельствовать о нелинейности могут только статистики высших порядков - кумулянты [2].

Для случайных величин, отличающихся от гауссовых, кумулянты высших порядков могут нести все возможные сведения об их статистическом распределении.

Предположим, что последовательность экспериментальных данных является стационарным негауссовым нелинейным процессом, а все соответствующие кумулянты существуют и имеют конечные значения. Для объяснения квадратичной фазовой связи рассмотрим сигнал в виде смеси гармоник с независимыми фазами и квадратично связанными синусоидами.

Для оценки кумулянтов 3-го порядка в среде Matlab R2014b по функциям, приведенным в [2], каждый набор данных представим в виде массива «x.mat» размером 7040×19 [3]. На рис. 1 приведен полученный результат непрямой оценки кумулянтов 3-го порядка на бичастотах f1(-0.5…0.5) Гц и f2(-0.5…0.5) Гц для сигнала воображаемого пациентом

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

движения правой руки назад с закрытыми глазами (1) в виде 3d – изображения непрямой оценки биспектра (рис.1,а) и его среза (рис.1,б)

Полученные изображения указывают на основную симметрию кумулянтов третьего порядка и подтверждают предположение о негауссовости.

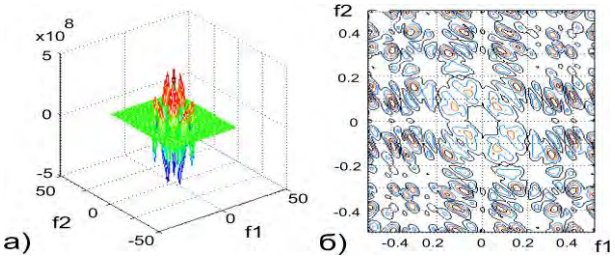


Рис. 1. Непрямая оцена кумулянтов 3-го порядка на бичастотах f1 и f2 для сигнала воображаемого пациентом движения: 3d – изображение непрямой оценки биспектра (а); срез непрямой оценки биспектра (б).

Fig. 1. Indirect estimate of the 3-d order cumulants on bifrequencies f1 and f2 of the patient right backward imagined hand signal (with closed eyes): 3d – contour plot of the Indirect bispectrum estimate (a); slice of the Indirect bispectrum estimate (b)

На рис. 2 (а) показано распределение сигнала (1) и изображения параметрической оценки его биспектра, полученные методами [2]: «eig» – собственных векторов, «pisar» - Писаренка, «ar» – авторегрессионных моделей, «pxx» – распределение спектра мощности, «MUSIC» – многомерной классификации, «ml» – Капона и «mini-norm» - минимальной нормы рис. 2 (б, в, г, д, е, ж з), соответственно.

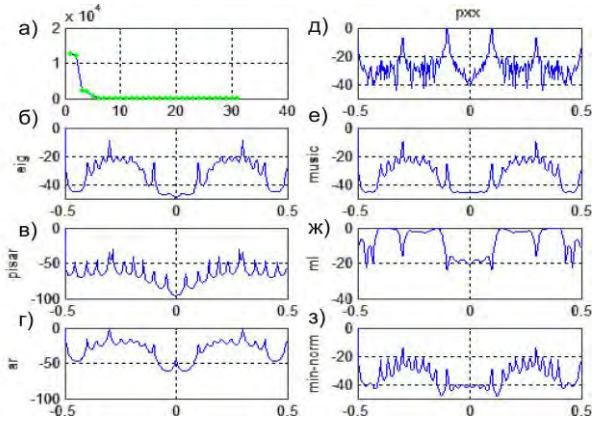


Рис. 2. Оценки параметрического биспектра сигнала воображаемого движения правой руки назад с закрытыми глазами.

Fig. 2 Parametric bispectrum estimates of the right backward imagined hand signal (with closed eyes)

Для обработанного сигнала (1), воображаемого пациентом – движения правой руки, получены следующие нормализованные значения, характеризующие негауссовость: коэффициент ассиметрии S= 0,04605, куртозис К=-1,56538. Для сигнала левой руки нормализованное значение коэффициента ассиметрии S=0,02160, а куртозиса К=-1,25585.

Применение дополнительно непрямых и параметрических оценок биспектра (нормализированных значений коэффициента ассиметрии и куртозиса) в алгоритмах классификации NN, SVM и LDA позволяет также уменьшить значения максимальной энтропии взаимной информации на 0,11, 0,09 и 0,13 бит, а процент ошибочной классификации уменьшается при этом на 1,8, 1,5 и 2,1 % для алгоритмов NN, SVM и LDA, соответственно.

При мониторинге состояния пациента (например, функционирования его протезной системы) в условиях наличия внешних раздражителей, также важно учитывать его общее состояние, основываясь на измерениях параметров пульсовой волны, кардиоритма и т.п.

Применение непрямых и парамерических полиспектральных оценок к сфигмографическим и электрокардиографическим сигналам позволит учитывать погрешности классификации ЭЭГ от влияния внешних раздражителей. Для этого в структуру интерфейса BCI в работе предлагается добавить сфигмографический (на основе пьезорезонансных датчиков с модулируемым межэлектродным зазором) [4-6] и электрографический каналы измерений, что позволит значительно повысить точность адаптивного управления нейрокомпьютерным интерфейсом.

III. Выводы

Для совершенствования алгоритмов классификации (распознавания) образов в нейрокомпьютерных интерфейсах, а также с целью повышения скорости их обучения и точности управления предлагается ввести учёт негауссовых составляющих, путём вычисления оценок биспектров и проведения анализа кумулянтов высших порядков (полиспектра) сигнала, что даёт возможность для решения более сложных задач адаптивного управления BCI.

Полученные непрямые и параметрические оценки биспектров для ЭЭГ сигналов воображаемых пациентом движений рук показали уменьшение ошибочной классификации в среднем на 1,8 % по сравнению со значениями, полученными путём оценки только биспектра. Наибольшее уменьшение значения максимальной энтропии взаимной информации при этом составляет 0,13 бит для алгоритма LDA, что указывает на высокую надежность определения класса сигналов управления BCI воображаемых пациентом и скорость их распознавания.

IV. References

[1] Shang-Ming Zhou, John Q. Gan, Francisco Sepulveda. Classifying mental tasks based on features of higher-order statistics from EEG signals in brain-computer interface. *Information Sciences*, 2008, No 178, pp. 1629-1632.

[2] Swami A., Mendel J.M., Nikias C.L. *Higher-order spectral analysis (HOSA) toolbox*. The MathWorks, 2000. 258 p.

[3] *Project BCI – EEG motor activity data set* [Brain Computer Interface Research at NUST]. Available at: https://sites.google.com/site/projectbci/ (accessed 05 May 2015).

[4] Taranchuk, A.A., Pidchenko, S.K. High-informative medical diagnostic sphygmosystem on the basis on piezoresonant mechanotron pressure sensor. Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference, 2013, pp: 1107-1108.

[5] A. Taranchuk, S. Pidchenko, A. Opolska. Utilization Features of the Mexanotron for Information Measurement Systems. Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunication and Computer Science : Procedings of the X^th International Conference TCSET'2010 February 23-27, 2010. – Lviv-Slavske, Ukraine. P. 358.

[6] Pidchenko S.K., Taranchuk A.A., Skovryha O.I. Design Methodology of Piezoresonant Sensors Construction with a Modulated Interelectrode Gap. *2015 35th Int. Conf. on electronics and nanotechnology "ELNANO-2015"*. Kyiv, 2015, p. 10.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

EXPERIMENTS ON CROSS-LANGUAGE IDENTITY RESOLUTION

Apanovich Z. V.
A. P. Ershov Institute of Informatics Systems, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences
6, Acad. Lavrentjev pr., Novosibirsk
630090, Russian Federation
Ph.: (383) 3309344, e-mail: apanovich@iis.nsk.su

Abstract — This paper describes experiments on the cross –language identity resolution problem that arises when the English-language LOD datasets are used to populate the content of a Russian scholarly knowledge base. One possible approach is the combined use of structured and text data, containing additional information and facilitating the identity resolution. The dataset of the Open Archive of the Russian Academy of Sciences and SpringerLink e-library are used as test examples.

ЭКСПЕРИМЕНТЫ ПО КРОСС-ЯЗЫКОВОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ СУЩНОСТЕЙ

Апанович З. В.
Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт систем информатики им. А. П. Ершова Сибирского отделения Российской академии наук
г. Новосибирск, проспект Академика Лаврентьева, 6, 630090, Россия
тел.: (383) 3309344, e-mail: apanovich@iis.nsk.su

Аннотация — В данной работе описаны эксперименты по установления идентичности сущностей, возникающих в процессе использования англоязычных данных из облака LOD для пополнения контента русскоязычных научных баз данных и знаний. Один из возможных подходов состоит в комбинированном использовании структурированных и текстовых данных, которые содержат дополнительную информацию, упрощающую идентификацию персон. В качестве тестовых данных использовались данные электронной библиотеки SpringerLink и данные открытого Архива СО РАН.

I. Введение

Один из проектов, осуществляемых в Институте систем информатики Сибирского отделения Российской академии наук (ИСИ СО РАН) направлен на обогащение Открытого архива СО РАН [1] данными облака Открытых Связанных Данных (Linked Open Data, LOD) [2]. Для интеграции Связанных Данных в приложения требуется решить проблему доступа к связанным данным (1), выравнивания словарей или онтологий (2), установления идентичности сущностей (3) и фильтрации данных (4). В работе [3] подробно рассмотрены методы установления соответствия между онтологиями при помощи различных методов визуализации, а также продемонстрированы проблемы, возникающие при установлении идентичности сущностей на примере RDF-данных портала RKBExplorer.com. Было показано, что при сопоставлении русскоязычных и англоязычных баз знаний, часто одной реальной персоне ставится в соответствие нескольких виртуальных персон, а также публикации нескольких разных персон приписываются одной персоне. Один из возможных подходов к устранению этого дефекта состоит в том, чтобы помимо структурированных данных использовать и текстовые данные, которые содержат дополнительную информацию, упрощающую идентификацию персон. В данной работе проблема идентификации сущностей будет рассмотрена на примере электронной библиотеки SpringerLink (http://link.springer.com/) и продемонстрированы методы решения этих проблем.

II. Основная часть

Электронная библиотека SpringerLink.com (link.springer.com) была выбрана для экспериментов по нескольким причинам. Во-первых, в отличие от специализированных библиотек, она является библиотекой широкого профиля, что больше соответствует содержанию Архива СО РАН. Во-вторых, она содержит полные тексты в формате PDF для многих публикаций. Если же полные тексты публикаций не доступны, имеется подробная полу-структурированная информация об издании, месте работы авторов (если таковое указано в тексте статьи), списки цитирований и др. В третьих, каталог этой библиотеки является одним из источников, используемым в WorldCat.org, – проекте по созданию глобального многоязычного каталога, объединяющего как каталоги реальных библиотек, таких как Библиотека Конгресса США, так и нескольких электронных библиотек. WorldCat.org входит в облако LOD. Данные WorldCat.org доступны в RDF-формате, в качестве базовой онтологии используется schema.org.

Эксперименты с WordlCat.org показали, что этот ресурс, также как и рассмотренные нами ранее, не свободен от ошибок идентификации русскоязычных авторов. Например, в списке сущностей WorldCat, (http://www.worldcat.org/wcidentities/lccn-n80162678), содержащем описания особо выдающихся личностей, была обнаружена запись, посвященная академику Андрею Петровичу Ершову. Она содержала информацию о книгах и статьях академика А.П.Ершова вперемешку с публикациями другого А.П.Ершова из Новосибирска. При этом статьи, появившиеся с 1989 по 2012 год, были описаны как «посмертные произведения академика А.П. Ершова» (академик А.П. Ершов умер в 1988 году). Поэтому мы сочли вполне оправданным исследования по идентификации принадлежности произведений конкретной персоне на основе более глубокого анализа с привлечением анализа текста на естественном языке. Группа таких экспериментов была осуществлена с текстами электронной библиотеки SpringerLink. Рассматривались только публикации, в которых заданная персона указывалась в качестве автора (не рассматривались книги, изданные «под редакцией» заданной персоны.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Общая схема работы алгоритма по идентификации сущностей имеет следующий вид:

1) По русскоязычному имени автора (АП Ершов) выбирается элемент Архива СО РАН (Ершов, Андрей Петрович), после чего генерируются все возможные варианты англоязычного написания его имени и по всем вариантам имен осуществляется поиск статей в электронной библиотеке SpringerLink.

2) Для каждой найденной статьи ищется место работы заданного автора и осуществляется нечеткое сравнение с местами работы, указанными в архиве СО РАН на базе алгоритма Jaro-Winkler [4]. Поскольку в Архиве СО РАН используются русскоязычные названия публикаций, а в электронной библиотеке SpringerLink извлекаются англоязычные названия, осуществляется перевод названия при помощи Google translator. Следует отметить, что процедура сравнения названий организаций имеет достаточно сложную структуру, в силу того, что вариантов написания названия одной и той же организации имеется много, включая разные варианты сокращений. В дальнейшем это сравнение планируется осуществлять с привлечение международного авторитетного файла VIAF.org. В некоторых статьях место работы не указывается вообще.

3) Дата публикации статьи сравнивается с временем работы сотрудника в указанной организации.

4) Все найденные статьи разбиваются на группы в соответствии с идентифицированным местом работы. Тексты статей, для которых место работы не указано, сравниваются со всеми статьями, размещенными по разным группам. В настоящий момент сравнение сходства осуществляется при помощи метода tf-idf. Ведутся эксперименты по сравнению статей при помощи метода LDA (Latent Dirichlet Allocation).

5) Строится граф сходства и визуализируется.

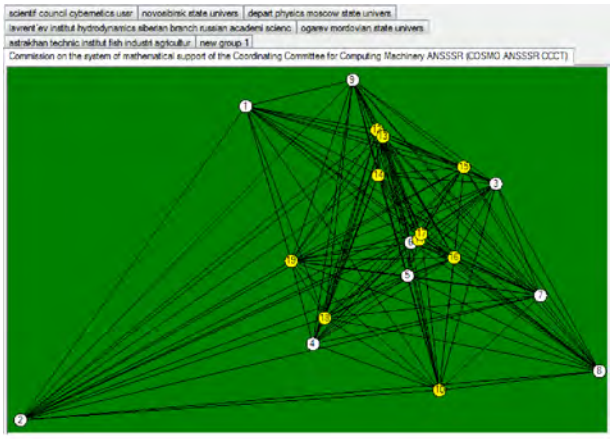


Рис. 1. Публикации, идентифицированные как принадлежащие академику А.П. Ершову. Статьи, в которых место работы указано, показаны более светлым цветом.

Fig. 1. Publications identified as belonging to academician A.P. Ershov. Articles with specified affiliation are shown in a lighter color

Программа идентификации сущностей тестировалась на работах академика А.П. Ершова, список публикаций которого имеется в электронном архиве А.П. Ершова, и на публикациях сотрудников ИСИ СО РАН, работающих в данный момент. Их публикации имеются в электронной библиотеке elibrary.ru. Следует отметить значительный разброс в объеме доступной информации о публикациях (от пары абзацев до нескольких десятков страниц), что существенно влияло на точность идентификации.

На Рис. 1 показан результат работы программы, нашедшей по запросу “А.П. Ершов” в SpringerLink.com 92 публикации. Из них 5 статей принадлежали автору по имени Andrei P. Ershov, 86 - автору по имени A.P Ershov, и одна статья – автору по имени A.P. Yershov. На закладках над рисунком приведены названия мест работы авторов всех найденных статей. Из этих 92 публикаций академику А. П. Ершову реально принадлежали 21 публикации, остальные статьи принадлежали еще трем разным А.П. Ершовым.

Программой правильно идентифицировала 18 публикаций академика Ершова, и 66 публикаций остальных АП Ершовых. В результате проведенных экспериментов удалось не только правильно расклассифицировать большую часть публикаций А.П.Ершова, но и обнаружить несколько публикаций А.П. Ершова, не отраженных в электронном архиве А.П. Ершова.

В целом на тестовом наборе из 100 персон (около 3000 публикаций) точность составила около 90%.

III. Заключение

Наиболее трудными для идентификации оказались публикации персон, которые сменили место работы или уехали из России. Ведутся эксперименты по повышению качества анализа за счет генерации различных вариантов сетей цитирования и самоцитирования.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 14-07-00386).

Автор выражает благодарность Александру Гурьевичу Марчуку, предоставившему тестовые данные для экспериментов.

IV. References

[1] Marchuk A.G., Marchuk P.A. Specific features of digital libraries construction with linked content. *Proc. of the RCDL'2010 Conf.* – 2010. – P. 19–23. (In Russian).

[2] Schultz A. et al. How to integrate LINKED DATA into your application //*Semantic technology & Business Conference*, San Francisco, June 5, 2012. http://mes-semantics.com/wp-content/uploads/2012/09/Becker-etal-LDIF SemTech-SanFrancisco.pdf.

[3] Apanovich Z.V., Marchuk A.G. Experiments on using the LOD cloud datasets to enrich the content of a scientific knowledge base *P.Klinov and D.Mouromtsev (Eds.) KESW 2013, CCIS 394*, Springer Verlag Berlin Heidelberg 2013, pp. 1-14.

[4] William W. Cohen, Pradeep D. Ravikumar, Stephen E. Fienberg: A Comparison of String Distance Metrics for Name-Matching Tasks. *IIWeb* 2003, pp. 73-78.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SYSTEM FOR RECOGNITION OF OVERLAY INDUSTRIAL PARTS AND PRODUCTS ON THE BASIS OF A TRANSFORMATION CIRCUIT ALGORITHM

Savicheva S. V.
Murom Institute (branch) or the Federal State Budget Institution of Higher Professional Education
"Vladimir State Unersity Alexander G. and Nicholai G. Stoletovs"
23, Orlovskaya st., Murom, Vladimir reg., 602264. Russian Federation
Ph.: (49234) 77122, e-mail: savicheva-svetlana2010@yandex.ru

Abstract — An algorithm for recognizing the individual flat objects by transforming their contours. The experimental results on the test algorithm and real flat objects.

СИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ НАЛОЖЕННЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ ДЕТАЛЕЙ И ИЗДЕЛИЙ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА ТРАНСФОРМАЦИИ КОНТУРА

Савичева С. В.
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
ул. Орловская, 23, Муром, Владимирской обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77122, e-mail: savicheva-svetlana2010@yandex.ru

Аннотация — Предложен алгоритм распознавания отдельных плоских объектов путем трансформации их контуров. Приведены результаты экспериментальных исследований алгоритма на тестовых и реальных плоских объектах.

I. Введение

Под сортировкой понимается процесс распределения предметов (деталей, изделий), упаковок или продуктов по категориям, например, по месту назначения при транспортировке, или по последовательности использования в процессе сборки. Сортируемые единицы раскладывают по коробкам, контейнерам, лоткам, сумкам, пакетам или упаковывают мелкими группами.

Сортировочные конвейеры позволяют значительно увеличить производительность и рентабельность многих транспортировочных операций. Автоматическая сортировка, организованная во время движения конвейера, резко сокращает затраты ручного труда на их подготовку к упаковке, к дальнейшей транспортировке и т. д.

На конвейерах детали транспортируются по горизонтальной ленте конвейера поштучно, партиями или сплошным потоком. Рабочий может снимать деталь с конвейера, обрабатывать ее и опять помещать на конвейер. Сложность автоматизации таких операций заключается в том, что детали транспортируются, как правило, в произвольном положении и заранее не ориентируются. Задача распознающей системы в данном случае является распознавание объектов, определение параметров положения, ориентированный захват и манипулирование [1-5].

В связи этим применение систем распознавания и разработка новых быстродействующих алгоритмов распознавания для них является очень актуальной.

Ниже предлагается алгоритм распознавания отдельных объектов на основе алгоритма трансформации контура.

II. Основная часть

Алгоритм распознавания состоит из следующих этапов:

1. Приведение бинарных изображений объектов к исходному положению. Для этого:

а) вычисляется центр тяжести бинарного изображения объекта;

б) осуществляется совмещение центра тяжести бинарного изображения объекта с центром поля зрения СТЗ;

в) определяется линия длины объекта, соединяющая максимально удаленные друг от друга две точки бинарного изображения объекта;

г) вычисляется угол наклона линии длины объекта к горизонтали;

д) бинарное изображение объекта поворачивается вокруг центра тяжести на вычисленный угол наклона так, чтобы линия длины объекта совпала с горизонтальной линией.

2. Выделение одноточечных безразрывных контуров изображений объектов.

3. Идентификация наложенных объектов путем трансформации контуров.

Этап 1 и 2 реализуются с использованием алгоритмов, приведенных в работах в [1-4].

В процессе обучения в память СТЗ заносятся эталоны исходных плоских объектов. При идентификации осуществляется сравнение контуров наложенных (неизвестных) объектов со всеми контурами эталонов на основе следующего алгоритма.

1. Последовательно рассматривается каждая точка контура эталона

Пусть *A* – текущая точка. Отложим от точки *A* в противоположные стороны два участка. Конечную точку левого участка обозначим *B*, конечную точку правого участка *C*. Соединив точки *A*, *B* и *C* получим треугольник *ABC.*

2. Вычисляются длины сторон треугольника *AB*, *BC* и *AC* на основе следующих формул:

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$AB = \sqrt{(x_A - x_B)^2 + (y_A - y_B)^2}$$
$$BC = \sqrt{(x_B - x_C)^2 + (y_B - y_C)^2},$$
$$AC = \sqrt{(x_A - x_C)^2 + (y_A - y_C)^2}$$

где (x_A, y_A), (x_B, y_B), (x_C, y_C) – координаты точек *A, B* и *C* данного треугольника *ABC*.

3. На контуре объекта *O* находятся такие точки A', B' и C' для которых выполняется соотношение:

$$\frac{A'B'}{AB} \approx \frac{A'C'}{AC} \approx \frac{B'C'}{BC}$$

4. Контур эталона Э трансформируется, таким образом, чтобы точки *A, B, C* и *A'B'C'* совпали.

5. Вычисляется длина контура трансформированного эталона $L_э$ и находятся участки, в которых контур трансформированного эталона является близок к контуру объекта *O*, а в которых удален.

6. Принимается решение о несовпадении объекта *O* с эталоном *Э*

7. Определяется процент наложения объектов

8. Выделяются, найденные в п. 5, участки как идентифицированные и в дальнейшем анализе не используются.

За точку *A* принимается следующая точка в контуре эталона *Э* и повторяются аналогичные действия по вышеописанному алгоритму.

Исследования алгоритма распознавания отдельных плоских объектов на основе трансформации их контуров было проведено на изображениях реальных объектов. Всего было выбрано 10 различных объектов (рис .1).



Рис. 1. Изображения объектов

Каждый исходный объект был сгенерирован 2000 раз с произвольным углом поворота и расположения в поле зрения распознающей системы. Таким образом, общее количество испытаний составило 20000 объектов.

В качестве эталонов были выбраны бинарные изображения объектов с их стандартным положением в поле зрения (угол поворота равен 0, центр тяжести совпадает с центром распознающей системы).

В табл. 1 приведены результаты распознавания.

Таблица 1

Результаты распознавания

Название объекта	Число испытаний	Количество ошибок	Вероятность правильного распознавания объектов
Объект 1	2000	0	1,000
Объект 2	2000	154	0,973
Объект 3	2000	38	0,991
Объект 4	2000	32	0,989
Объект 5	2000	4	0,998
Объект 6	2000	14	0,993
Объект 7	2000	42	0,989
Объект 8	2000	0	1,000
Объект 9	2000	74	0,983
Объект 10	2000	0	1,000

Как видно из табл. 1 предложенный алгоритм трансформации контура обеспечивает практически безошибочное распознавание отдельных плоских объектов при единственном эталоне на каждый объект.

В докладе приведены многочисленные изображения промежуточных и конечных результатов обработки реальных объектов. Оцениваются точностные и временные характеристики отдельных этапов алгоритма и пути их дальнейшего улучшения.

III. Заключение

1. Показана возможность распознавания отдельных плоских объектов на основе минимального количества эталонов.

2. Достоинством разработанного алгоритма является: простота реализации и инвариантность к повороту и перемещению объекта на плоскости, а также высокое быстродействие (12,007 мкс).

3. Данный алгоритм может быть использован во всех областях, где требуется распознавание отдельных объектов, которые можно отнести к плоским или дающие изображения без тени.

IV. References

[1] Genkin V.L, Erosh I.L., Moskalev E.S. *Recognition systems automated productions*. Moscow, Mashinostroenie, 1988. 246 p.

[2] Moshkin V.I., Petrov A.A.,Titov V.S, Yakushenkov J.G *Technical robot vision.* Moscow, Mechanical Engineering, 1990.272 p.

[3] Pisarevskii A.N., Cherniavskii A.F. *Vision Systems (fundamental principles, hardware and software).* Moscow, Mechanical Engineering, 1988. 424 p.

[4] Sadykov S.S., Stulov N.N..*Methods and algorithms for feature extraction in computer vision systems.* Moscow,Telecom, 2005. 204 p.

[5] Sadykov S.S., Savicheva S.V. Pretreatment images of flat objects in vision systems. Instrumen, 2012. – No. 2. – pp. 19-24.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

METHOD OF FUZZY TARGET-BASED EVALUATION TO SOLVE THE PROBLEM OF CLUSTER CONFIGURATION SELECTION

Sadovnikova N. P., Kataev A. V., Sanzhapov B. Kh.
Volgograd State Technical University
28, Lenin avenue, Volgograd, 400005, Russian Federation
Ph.:8 (8442)24-81-00, e-mail: cad@vstu.ru
Volgograd State University of Architecture and Civil Engineering
1, Akademicheskaya Street, Volgograd, 400074, Russia
Ph.: 8 (8442)969945 , e-mail: sbkh@mail.ru

Abstract — The problem of cluster configuration selection with limited technological and resource capabilities was explored. The criteria and uncertainties accompanying the process were defined. An approach to solving the problem of choosing the configuration cluster on the basis of fuzzy target evaluation was suggested. A model of fuzzy target hierarchy was built. The implementation of this method was considered.

МЕТОД НЕЧЕТКОГО ЦЕЛЕВОГО ОЦЕНИВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ВЫБОРА КОНФИГУРАЦИИ КЛАСТЕРА

Садовникова Н. П., Катаев А. В., Санжапов Б. Х.
Волгоградский государственный технический университет
просп. В. И. Ленина, 28, Волгоград, 400005, Россия
тел.: 8 (8442)24-81-00, e-mail: cad@vstu.ru
Волгоградский государственный архитектурно-строительный университет
ул. Академическая, 1. Волгоград, 400074, Россия
тел.: 8 (8442)969945, e-mail: sbkh@mail.ru

Аннотация — Исследована задача выбора конфигурации кластера при ограниченных технологических и ресурсных возможностях. Определены критерии и выявлены неопределенности, сопровождающие данный процесс. Предложен подход к решению задачи выбора конфигурации кластера на основе метода нечеткого целевого оценивания. Построена модель нечеткой целевой иерархии. Рассмотрена реализация данного метода.

I. Введение

Сетевая инфраструктура современного предприятия должна соответствовать высоким требованиям по надежности, скорости передачи данных и функциональности. Современное сетевое оборудование отличается высокой сложностью и многообразием. Выбор конфигурации кластера является важной и неоднозначной задачей, требует достаточно серьезной инженерной проработки, анализа современных стандартов и передовых технологий.

В условиях высокой неопределенности требований к оборудованию и задач, которые необходимо решать, большого многообразия альтернатив, применение методов многокритериальной оптимизации для решения поставленной задачи достаточно затруднительно. В связи с этим возникает необходимость разработки нового подхода, на основе которого можно рассматривать неограниченное количество альтернатив, учитывать неопределенность и обеспечивать согласованность критериев выбора оборудования.

II. Основная часть

Наиболее важными критериями для оценки конфигурации сетевого кластера являются надежность, экономичность и производительность. В данном случае, эти критерии будут являться показателями качества кластера. Значения этих показателей зависят от целого ряда факторов, которые не могут быть определены точно, а зачастую не являются количественными.

На рисунке 1. Представлен фрагмент графовой модели системы выбора сетевого оборудования.



Рис. 1. Фрагмент модели выбора сетевого оборудования.

Fig. 1. The fragment of network equipment selection model

Показатели нижнего уровня, определяют условия выбора. К ним относятся стоимость, нагруженность сети, квалификация технического персонала, масштабность, функциональность, сложность решаемых задач и др.

Так как при обосновании выбора сетевого оборудования имеется значительная неопределенность в требованиях и возможностях реализации тех или иных целей, для определения оптимальных значений показателей качества, будем использовать принцип максимизирующего решения в задаче с нечеткими целями и нечеткими ограничениями [1].

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Отсутствие аналитической информации о видах зависимостей между характеристиками системы, а также большая размерность не позволяет использовать для ее решения стандартные методы нелинейного программирования.

В связи с этим, на наш взгляд, представляет интерес применение подхода, основанного на декомпозиции исходной задачи [2,3]. В этом случае рассматриваемая задача нелинейного программирования большой размерности может быть сведена к последовательности задач меньшей размерности при некоторых предположениях о структуре взаимосвязей между характеристиками и виде используемых функций принадлежности.

Для формализации исходной информации о характеристиках, показателях качества и функциях связи между ними используется функционально - взвешенный граф сложной системы. Предполагается, что исходный граф не содержит контуров. Следовательно, все характеристики сложной системы, представленные этим графом, можно иерархически упорядочить, и дуги будут направлены из вершин, принадлежащих уровням с меньшими номерами, в вершины, принадлежащие уровням с большими номерами.

Предполагается, что значения показателей качества (Q_1 =«Надежность», Q_2=«Экономичность», Q_3=«Производительность») q_1,q_2,q_3 , соответственно, зависят только от значений показателей следующего уровня: информационная безопасность, эксплуатационные затраты и др.

Требования к показателям качества задаются в виде нечетких множеств $\tilde{Q}_i = \{q_i, \mu_{\tilde{Q}_i}(q_i)\}$, функции принадлежности $\mu_{\tilde{Q}_i}(q_i)$ являются монотонно возрастающими и их значения характеризуют «степень желательности» показателя q_i .

Возможности реализации характеристик X_j нижнего уровня – «квалификация персонала», «нагруженность сети» «масштабность», «стоимость оборудования и др. моделируются в виде выпуклых нечетких множеств

$$\tilde{X}_j = \{(x_j, \mu_j(x_j))\}, x_j \in R^1, j = j_1,..., j_m ,$$

здесь $\mu_j(x_j)$ - возможность того, что характеристика X_j может принимать значение x_j

Значения показателей уровня j определяется функциями от значений показателей уровня *j+1* (этого всегда можно добиться за счет ввода фиктивных вершин). Эти функции являются монотонно (нестрого) возрастающими по каждому из своих аргументов.

Метод поэлементной декомпозиции [2] предполагает, начиная с факторов предпоследнего уровня, вычисление возможности реализации заданных свойств, в соответствии с принципом обобщения Л. Заде [1].

Оптимальные требования к характеристикам системы, и оценки степени соответствия выбранным критериям находятся в результате решения задачи:

$$\mu_{\tilde{Q}_1}(q_1) \wedge ... \wedge \mu_{\tilde{Q}_3}(q_3) \wedge \mu_{\Pi Q_1}(q_1) \wedge ... \wedge \mu_{\Pi Q_3}(q_3) \to \max ,$$

где ΠQ_i – возможности реализации соответствующих показателей качества.

Результаты решения задачи представлены на рис. 2.

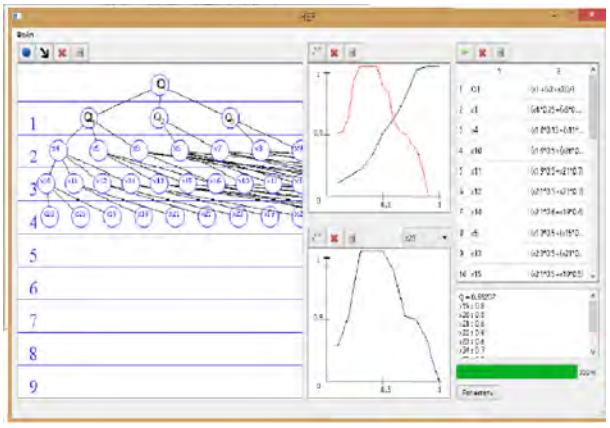


Рис. 2. Результаты решения задачи.

Fig. 2. The problem-solving result

III. Заключение

Представленный в статье подход может быть использован для:

- оценки функционирования существующей сетевой инфраструктуры;
- планирования мероприятий по модернизации;
- сравнения различных вариантов замены оборудования.

Данный метод позволяет решить задачу согласования целей при решении задачи выбора конфигурации кластера и получить количественные характеристики для оценки альтернативных решений, на основании которых можно подобрать сетевое оборудование оптимальное по цене и отвечающее требованиям по производительности и надежности.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект № 13-07-00219 и Минобрнауки России в рамках проектной части Госзадания (проект № 2.1917.2014/К)

IV. References

[1] Bellman, R.E, Zadeh, L.A.: Decision-Making in Fuzzy Environment. *Management Science,* 1970, No 4, pp.141–164.

[2] Makeyev, S.P., Pitsyk, V.V., Poludenko, V.A.: Harmonizing the goals of development of large engineering systems with the capabilities of realizing their characteristics when the initial information is fuzzy. *J. of Computer and Systems Sciences Internationa*l, 1993, 31 (3), pp. 65-73.

[3] *Sanzhapov B.Kh. Sadovnikova N.P.* Soglasovanie tcelei pri ekologo-ekonomicheskom obosnovanii gradostroitelnogo proekta s uchetom ogranichenii na znachenia kharakteristik vkhodiashikh v sistemu sredstv v usloviiakh nechetkoi informaycii . *Vestnik VolgGASU. Ser.: Stroitelstvo i arkhitektura* 2011. No 21(40), pp. 151-159.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SIMULATION MODEL OF BOF PRODUCTION LOGISTICS

Rudi S. I., Antonova A. S., Rudi A. I.
Ural Federal University named after First President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
e-mail: wiper99@mail.ru

Abstract — The article presents the development of a simulation model of BOF production logistics. The simulation model has been developed for the optimization experiment to determine the optimal time interval of delivering the melts to the BOFs. The target of optimization is to find such a time interval in which the waiting time of the service on a continuous casting machine will be minimal, and downtime of the continuous casting machine will be minimal because it influences on the steel quality. As a result of a series of experiments with the model the best time interval between deliveries of the melts in the BOFs has been found and equal to 20 minutes.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ЛОГИСТИКИ КОНВЕРТЕРНОГО ПРОИЗВОДСТВА

Рудь С. И., Антонова А. С., Рудь А. И.
ФГАОУ ВПО "Уральский Федеральный Университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина"
ул. Мира,19, Екатеринбург, 620002, Россия
e-mail: wiper99@mail.ru

Аннотация — В статье рассматривается разработка имитационной модели логистики конвертерного производства. Имитационная модель разработана для определения оптимального интервала времени прихода заявок на конвертеры. Целью оптимизации является нахождение такого временного интервала, при котором время ожидания обслуживания плавки на машине непрерывного литья заготовок будет минимальным, и будет полностью исключен простой данного агрегата, влияющий на качество продукции. В результате проведения серии экспериментов с моделью был найден наилучший временной интервал отложенной подачи плавок на конвертеры, который составил 20 минут.

I. Введение

В рамках исследования логистических процессов конвертерного производства (КП) была разработана имитационная модель работы транспортной системы конвертерного цеха (далее модель движения плавки) и решена проблема оптимизации подачи плавок на конвертеры с целью увеличения количества плавок, разливаемых на машинах непрерывного литья заготовок (МНЛЗ).

Разработка модели движения плавки была проведена с помощью автоматизированной информационной системы моделирования процессов предприятия (АИС МОД) автоматизированной системы выпуска металлургической продукции (АС ВМП) [1,2].

II. Основная часть

Необходимо разработать модель перемещения стальковшей с металлом в цехах КП. Данные о процессах собраны с помощью датчиков АСУ ТП, расположенных в цехах КП. Данные содержат информацию о передвижении единиц продукции в рамках КП по цехам выплавки стали (ЦВС), подготовки стальковшей (ЦПК), внепечной обработки стали (ЦВОКС) и разливки стали (ЦРКС). Конвертерный цех включает в себя следующие агрегаты: три конвертера (К), три установки доводки металла (УДМ), три машины непрерывного литья заготовок (МНЛЗ).

Опишем целевую функцию задачи. Пусть T_i - среднее время простоя стальковша в ЦРКС в ожидании разлива на МНЛЗ в минутах, i - номер МНЛЗ. Целевая функция примет вид:

$$F = \sum_{i=1}^{3} T_i \to \min \qquad (1)$$

На рис. 1 приведена схема расположения агрегатов и транспортных средств КЦ. Маршрут прохождения плавки по агрегатам и времена обработки должны совпадать с реальным планом на производстве.

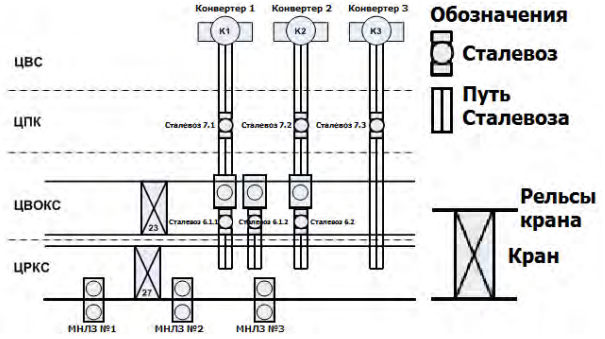


Рис. 1. Схема расположения агрегатов и транспортных средств КЦ

Fig. 1. The layout of the units and vehicles of BOF tankhouse

Необходимо также учитывать требование по недопущению остановки работы МНЛЗ вследствие отсутствия очередного стальковша с плавкой для разливки. Стальковш может находиться на поворотном стенде МНЛЗ в ожидании обслуживания его агрегатом не более 15 минут, в противном случае сталь в ковше остынет и не разольется. Необходимо предложить варианты отложенной подачи плавок на конвертер 1, обеспечивающей оптимизацию целевой функции (1). Работу КП анализировать в течение 200 минут.

Работу модели движения плавки можно условно разделить на семь блоков:

1) генерация заявок, включающая создание заявки и определение времени ее генерации;

2) работа конвертеров – операций подготовки, продувки, работы после продувки и слива стали;

3) работа сталевозов ЦВС и ЦВОКС – движение по линии, очерёдность работы и взаимодействие с кранами, создание и удаление заявки;

4) работа элементов УДМ – обработка исключений при возникновении новой плавки на линии сталевоза 6.1.1;

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

5) работа крана ЦВОКС – движение по линии, очерёдность работы и взаимодействие со сталевозами, создание и удаление заявки;

6) работа крана ЦРКС – движение по линии, очерёдность работы и взаимодействие со сталевозами, создание и удаление заявки;

7) работа элементов МНЛЗ – разворот поворотного стенда и разливка плавки, подсчёт статистики.

В модуле оптимизации процессов (ОПП) АИС МОД были проведена серия экспериментов по нахождению оптимального значения параметра «Отложенная подача плавок на конвертеры» с точки зрения минимизации времени простоя МНЛЗ без разливки и времени простоя стальковша в ожидании разливки на МНЛЗ. Результаты серии экспериментов представлены в таблице 1.

№	$t_{под}$, мин	Выходные параметры				
		Загрузка конвертера			T_{max} Ст-вш, мин	T_{max} МНЛЗ, мин
		К1 %	К2 %	К3 %		
1	5	97,7	95,07	92,58	19,41	1
2	8	97,7	93,81	90,21	19,25	1
3	11	97,7	92,58	87,97	18,91	1
4	14	97,7	91,38	85,83	18,41	1
5	17	97,7	90,21	83,79	17,91	1
6	20	86,89	80	74,13	17,33	1
7	23	78,23	71,86	66,46	8,25	18,25
8	26	97,85	90,34	0	0,75	26
9	29	89,58	82,6	0	0,75	30,33
10	32	82,6	76,08	0	0	43

Таблица 1. Результаты проведения серии экспериментов в модуле ОПП. tпод – время подачи плавок на конвертеры, Tmax Ст-вш – Макс. время простоя стальковша, Tmax МНЛЗ - Макс. время простоя МНЛЗ.

Table 1. The results of conducting a series of experiments in the module process optimization tпод – time of filing the bottoms of the converters, Tmax Ст-вш – maximal downtime of the ladle, Tmax МНЛЗ - maximal downtime of the CCM

Анализ таблицы 2 показал, что лучший результат достигается в эксперименте №6 поскольку данный эксперимент обеспечивает минимизацию как времени простоя стальковша перед разливкой на МНЛЗ, так и времени простоя МНЛЗ в ожидании очередного стальковша. Оптимальное значение входного параметра анализируемых логистических процессов будет следующим: отложенная подача плавок на конвертер 18-20 минут.

Найденное значение отложенной подачи плавок также обеспечивает равномерную загрузку конвертеров (рис. 2). Графики, представленные на рис. 2, были построены с помощью сформированного в модуле ОПП отчета по результатам выполнения модели.

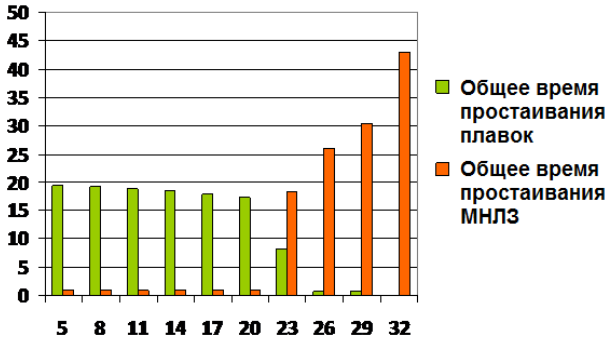


Рис. 2. Результаты проведения экспериментов с моделью движения плавки в модуле ОПП.

Fig. 2. The results of the experiments with the model of the movement of melting in the module process optimization

III. Заключение

В ходе исследования логистических процессов конвертерного цеха, была разработана имитационная модель, описывающая взаимодействие транспортных единиц и обрабатывающих агрегатов, правил их совместного функционирования, и реализующая различные технологические маршруты прохождения плавки через агрегаты конвертерного цеха. Различные алгоритмы движения плавки через агрегаты цеха согласно технологическому маршруту были описаны в модели с использованием баз знаний агентов, построенных на продукционных правилах.

Разработанная модель движения плавки была применена для нахождения оптимального значения параметра «Время подача плавок на конвертеры» с целью обеспечения непрерывности работы МНЛЗ и минимизации времени простоя стальковша с плавкой на поворотном стенде МНЛЗ. В результате проведения серии экспериментов было найдено оптимального значение управляемого параметра «Отложенная подача плавок на конвертеры», равное 20 минутам.

Результаты моделирования подтверждают актуальность применения технологии мультиагентного имитационного моделирования на крупных и средних промышленных предприятиях, в том числе, металлургического профиля.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P., Antonova A.S. Development of real-time simulation models: integration with enterprise information systems // Proceedings of ICCGI 2014: The Ninth International Multi-Conference on Computing in the Global Information Technology, 22-26 June 2014, Sevilla, pp. 45-50.

[2] Aksyonov K. A., Spitsina I. A., Sysoletin E. G., Aksyonova O. P., Smoliy E. F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development // 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), 7—13 September 2014, Sevastopol, vol. 1, pp.437-438.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

UPDATING THE GRAPHICAL USER INTERFACE USING NEURAL NETWORKS

Cheniltsev A. G, Vnukovski N. I., Ponomareva O. A.
Ural Federal University named after the fist President of Russia B. N. Yeltsin
Institute of radio electronics and information technologies
str. Mira, 32, Ekaterinburg city, 620002, Russia
tel. (343) 3759534, (343)3759534,
e-mail: vnukovsk@yandex.ru, cheniltsev@mail.ru, ponomareva1704@rambler.ru

Abstract — As the concept of a Updating the graphical user interface using neural networks / This approach focuses on web technology and web applications, but are used in other client-server application software solutions /

ОБНОВЛЕНИЕ ГРАФИЧЕСКОГО ИНТЕРФЕЙСА ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Чернильцев А. Г., Внуковский Н. И., Пономарева О. А.
Уральский федеральный университет имени первого
Президента России Б. Н. Ельцина
Институт радиоэлектроники и информационных технологий
ул. Мира , 32, г. Екатеринбург, 620002 , Россия
тел. (343) 3759534, (343) 3759424
e-mail: vnukovsk@yandex.ru, cheniltsev@mail.ru ponomareva1704@rambler.ru

Аннотация — В статье рассматриваются вопросы формирования изменяемого или настраиваемого пользовательского интерфейса. Исследуемый подход в большей степени ориентирован на использование веб-технологий и веб-приложений, хотя возможно рассматривать его применение и в других клиент-серверных прикладных программных решениях.

I. Введение

Известно, что, в общем виде интерфейс пользователя понимается как комплекс методов взаимодействия между компьютерной программой и пользователем этой программы. Разработаны и обновляются международные и российские стандарты пользовательского интерфейса. Например, основные функциональные аспекты пользовательского интерфейса были описаны в стандарте ISO 9241-12-1998 «Эргономические требования, связанные с использованием видеотерминалов для учрежденческих работ» (представление информации, окна, таблицы, списки, поля и др.).

Существуют также стандарты, затрагивающие эргономические параметры пользовательского интерфейса. Например, в международном стандарте ISO 13407-1999 рассмотрены вопросы обоснования, проектирования и реализация ориентированного на пользователя проекта. В российском стандарте ГОСТ Р ИСО/МЭК 12119-2000, посвященном прежде всего качеству и тестированию пакетов программ, рассматриваются также требования к практичности, понятности, обозримости и удобству использования пакетов программ.

II. Обновление графического интерфейса пользователя с применением нейронных сетей

Одним из последних стандартов, касающихся задач проектирования и обеспечения удобства использования (*юзабилити* от англ. *usability*) интерфейса пользователя, является российский стандарт ГОСТ Р ИСО 9241-210-2012 «Эргономика взаимодействия человек-система. Часть 210. Человеко-ориентированное проектирование интерактивных систем», соответствующий международному стандарту ISO 9241-210:2010 «Ergonomics of human-system interaction -- Part 210: Human-centred design for interactive systems» [1].

Прежде всего, процессы понимаются как итеративные, а не последовательно протекающие. Кроме то того, детально учитываются, определяются и оцениваются потребности пользователей и условия использования. Для обеспечения этого, конечно, подразумевается необходимость активного участия пользователей в процессах проектирования. Все эти положения используются в известных итерационной и спиральной моделях жизненного цикла программного обеспечения.

Важнейшим свидетельством получения эффективного программного продукта и требуемого пользовательского интерфейса является реализация такого комплекса структурных и интерфейсных элементов, которые устойчиво и успешно эксплуатируются в течение длительного периода времени. Традиционно, структурная основа клиентского приложения строится из определенного количества взаимосвязанных форм или блоков, определенного количества объектов на этих формах, и создается на этапе компоновки программы. При этом большинство программных продуктов имеет заранее согласованный набор функциональных элементов интерфейса пользователя, что обеспечивает выполнение необходимых функций данного программного продукта.

Несмотря на перечисленные положительные моменты, возможные проблемы будут, скорее всего, связаны с точным формированием списка необходимых информационных потребностей пользователей и проверки соответствия проекта установленным требованиям.

С другой стороны, типичные элементы пользовательского веб-интерфейса, такие как оформление общего стиля элементов управления, различные цве-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

товые решения и фоновые изображения, динамические элементы интерфейса (окна, меню и др.), успешно изменяются и соответственно обновляются на клиентских компьютерах.

Современные тенденции развития информационных технологий (это можно наблюдать и по хронологии развития и появления международных стандартов) таковы, что деловые аспекты деятельности различных предприятий должны более продуктивно учитывать и использовать разнообразные изменяющиеся информационные возможности и требования сотрудников, клиентов и пользователей. В данном аспекте, задача формирования и обновления пользовательского интерфейса с возможностью изменения элементов структуры клиентского компонента представляется перспективной и актуальной.

В данной работе предлагается рассмотреть процесс управления пользовательским интерфейсом во времени с применением серверных компонентов, отвечающих за формирование и обновление элементов графического интерфейса пользователя. Предварительно на основе методологии IDEF0 построена контекстная диаграмма и выполнена декомпозиция задачи обновления (адаптирования) пользовательского интерфейса в укрупненном виде (рис. 2).

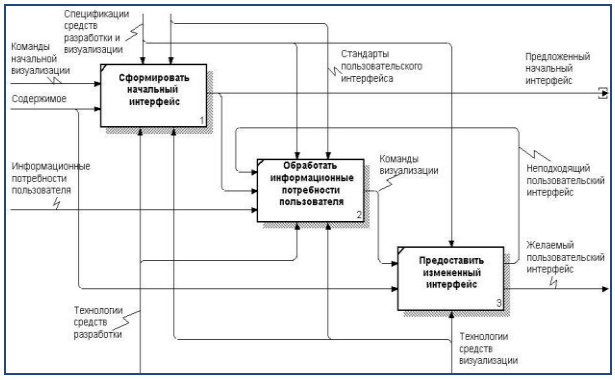


Рис. 2. Диаграмма декомпозиции задачи обновления интерфейса

Основным функциональным блоком является блок «Обработать информационные потребности пользователя». Этот блок с помощью серверных компонентов обрабатывает появляющиеся информационные потребности пользователей и на основе применяемых технологических решений средств разработки и визуализации формирует требуемую структуру пользовательского интерфейса в виде определенных команд визуализации информации. Процесс может быть итеративным, поэтому для инициализации используется первоначально сформированный интерфейс. Необходимо также учитывать актуальные стандарты пользовательского интерфейса. Блок «Предоставить измененный интерфейс» на клиентском компьютере отвечает за реализацию пользовательского интерфейса, помещая и оформляя содержимое в соответствии с полученными командами визуализации.

Далее с помощью методологии BPMN моделируются основные операции исследуемой задачи формирования обновленного пользовательского интерфейса (рис. 3).

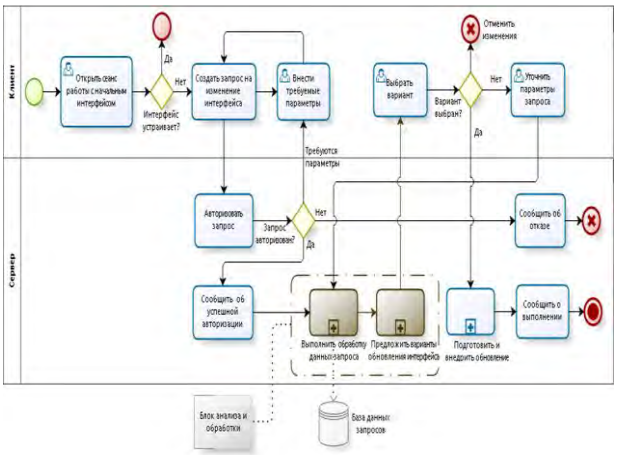


Рис. 3. Основные операции обновления интерфейса

Разумеется, для создания запроса на обновление или изменения интерфейса в клиентском приложении должны быть предусмотрены соответствующие возможности для частичного изменения или выбора структуры интерфейса и элементов интерфейса. Обновление интерфейса разрешается только для авторизованных пользователей. Индивидуальный интерфейс для каждого пользователя не предусматривается, только наиболее подходящие, формируемые в процессе обработки запроса, варианты интерфейсов предлагаются пользователю.

Ключевым блоком является блок анализа и обработки, который по результатам обработки множества запросов формирует и запоминает в базе данных категории интерфейсов, а по результатам обработки конкретного запроса предлагает пользователю (клиенту) варианты реализации. Данный блок должен обладать способностью к обучению, систематизировать и выбирать наиболее рациональные решения для реализации интерфейса. Перечисленные задачи в целом относятся к задачам классификации, для решения которых применяются нейронные сети.

III. Заключение

Для реализации блока анализа и обработки запросов на стороне сервера предлагается исследовать применимость методов нейронных сетей. Поставщик сетевого ресурса или приложения с помощью такого блока может составить типичные категории пользовательских интерфейсов клиентских приложений, предлагать пользователю подходящие решения, прогнозировать действия пользователей, что потребуется в целом для более эффективной оценки, анализа и обработки последующих запросов.

IV. References

[1] ГОСТ Р ИСО 9241-210-2012 «Эргономика взаимодействия человек-система. Часть 210. Человеко-ориентированное проектирование интерактивных систем».

[2] Купер А., Рейман Р., Кронин Д. Алан Купер об интерфейсе. Основы проектирования взаимодействия. – Пер. с англ. – СПб.: Символ-Плюс, 2009. – 688 с.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

AN ALGORITHM OF HUMAN POSE RECOGNITION BASED ON COMPARISON GRAPHS

Zakharov A. A.
Murom Institut (branch), Vladimir State University named after Alexander G. and Nicholas G. Stoletovs
23, Orlovskaya, Murom, Vladimir reg.
602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77236, e-mail: aa-zaharov@ya.ru

Abstract — An algorithm for recognizing the human pose is considered in the work. To increase the reliability of the recognition it is proposed to use structured information in the form of graphs. The spectrum of graphs is applied for the comparison of the structures. Image skeletonization is used to construct graphs. The angles between adjacent segments are used to set the weights of the adjacency matrix. The Laplacian matrix is used to generate the spectrum graph. The spectral matrix is calculated using its eigenvalues and eigenvectors of the Laplacian matrix. The principal component method is used for the data representation in the space of smaller dimensions.

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ПОЗЫ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ ГРАФОВ

Захаров А. А.
Муромский институт (филиал) Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
Ул. Орловская,23, г. Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77236, e-mail: aa-zaharov@ya.ru

Аннотация — Алгоритм распознавания позы человека представлен в работе. Для повышения надежности распознавания предлагается использовать структурированную информацию в виде графов. Спектр графа применяется для сравнения структур. Скелет изображения используется для построения графа. Углы между смежными сегментами используются для задания весов матрицы смежности. Матрица Лапласа используется для построения спектра графа. Спектральная матрица вычисляется с помощью собственных чисел и собственных векторов матрицы Лапласа. Метод главных компонент используется для представления данных в пространстве меньшей размерности.

I. Введение

Распознавание позы человека позе является актуальной задачей во многих областях: безопасность, человеко-машинные интерфейсы, медицина, транспорт, тренажерные системы. В настоящее время существуют маркерные и безмаркерные подходы, для захвата движения. К маркерным системам относятся: оптические пассивные, оптические активные, магнитные, механические, инерционные, акустические. Общим недостатком маркерных систем захвата движения является невозможность использования датчиков для постоянного наблюдения реальных сцен. Таким образом, разработка методов и программных средств для захвата и распознавания позы человека с использованием безмаркерных методов является важной задачей. Вопросы распознавания позы на основе изображений изучены недостаточно. Использование компьютерного зрения ограничено наличием оптических эффектов и перекрытий объектов в сцене. Для повышения надежности распознавания предлагается использовать структурированную информацию. Преимуществом структурных методов является то, что они дают возможность проанализировать большое множество элементов на основе малого количества простых составляющих и правил формирования графической модели. Также структурные методы позволяют описать те характеристики объекта, которые исключают его отнесение к другому классу, что повышает надежность распознавания. Принято выделять следующие направления в области распознавания человека на основе одного или нескольких изображений: извлечение особенностей, описание пространственных и временных отношений, анализ поведения [2].

II. Алгоритм распознавания позы

Рассматривается распознавание позы человека на основе одного изображения. Пространственная модель описана в виде скелета. Предлагается использовать спектральную теорию графов для сравнения структур. Спектр графа представляет собой упорядоченный по возрастанию или убыванию вектор собственных чисел матрицы смежности графа. Спектральные методы основаны на следующем свойстве: собственные значения и собственные векторы матрицы смежности графа инвариантны относительно перестановок вершин в матрице [1].

Набор отрезков, расположенных на плоскости, получается в результате векторизации изображения. Отрезок характеризуется координатами конечных точек. В полученном графе ребра представлены отрезками, а вершины характеризуют значение угла между ребрами. Но представить подобный граф в матричном виде проблематично, так как невозможно отразить вес вершин. Поэтому для удобства предложено преобразовать исходное представление в линейный граф, в котором вершины представлены линейными сегментами, а ребра связывают смежные отрезки графа и характеризуют угол между ними (рис. 1).

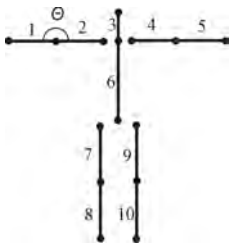


Рис. 1. Модель позы человека на основе графа

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Матрица смежности A графа $G=(V,E)$ с использованием весов $w_{i,j}$ имеет вид:

$$A(i,j)=\begin{cases} w_{i,j}, \text{ если } (i,j)\in E, \\ 0, \text{ в другом случае.} \end{cases}$$

Степенная матрица графа $G=(V,E)$ имеет вид:

$$D(i,i)=\sum_j A(i,j).$$

Матрица Лапласа графа G вычисляется следующим образом:

$$L=D\text{-}A.$$

Пусть имеются два смежных отрезка с узлами v_{i1}, v_{i2} и v_{j1}, v_{j2} соответственно. Близлежащими узлами отрезков в данном случае являются v_{i2} and v_{j1}. Угол между векторами, на которых лежат отрезки, вычисляется следующим образом:

$$\theta_{ij}=arccos\left(\frac{\overline{v_{i2}v_{i1}}\cdot\overline{v_{j1}v_{j2}}}{|\overline{v_{i2}v_{i1}}|\cdot|\overline{v_{j1}v_{j2}}|}\right).$$

Матрица смежности принимает вид:

$$A_{i,j}=e^{\theta_{ij}},$$

где θ_{ij} – угол между векторами.

Для представления структуры графа в векторном пространстве используется симметрический многочлен [3]. Симметрический многочлен – многочлен от n переменных $S(x_1,x_2,\ldots,x_n)$, не изменяющийся при всех перестановках входящих в него переменных. Для набора переменных $x_1,x_2,\ldots,x_n$ элементарный симметрический многочлен может быть определен следующим образом:

$$S_n(x_1,x_2,\ldots,x_n)=\prod_{i=1}^{n}x_i.$$

Коэффициенты симметрического многочлена инвариантны к перестановке номеров вершин входного графа. Элементарные симметрические многочлены можно вычислить с использованием коэффициентов функции мощности симметричных полиномов, используя формулу Ньютона-Жирара:

$$S_r=\frac{(-1)^{r+1}}{r}\sum_{k=1}^{r}(-1)^{k+r}P_rS_{r-k},$$

где $P_n(x_1,x_2,\ldots,x_n)=\sum_{i=1}^{n}x_i^n$ – функция мощности симметрического многочлена.

Алгоритм распознавания позы человека с использованием спектра графа состоит из следующих шагов.

Шаг 1. Строится линейный граф на основе векторизованного изображения. Углы вычисляются между соседними отрезками.

Шаг 2. Вычисляется матрица Лапласа: $L_{i,j}=e^{\theta_{ij}}$.

Шаг 3: Вычисляются собственные значения и собственные векторы матрицы Лапласа: $L=U\Lambda U^T$, где $\Lambda=diag(\lambda_1,\lambda_1,\ldots,\lambda_{|V|})$ - диагональная матрица собственных значений, $U=(u_1,u_2,\ldots,u_{|V|})$ матрица собственных векторов.

Шаг 4. Вычисляется спектральная матрица с использованием собственных значений и собственных векторов матрицы Лапласа:

$$\Psi=(\sqrt{\lambda_1}U_1\,|\sqrt{\lambda_2}U_2\,|\ldots|\sqrt{\lambda_n}U_n).$$

Шаг 5. Вычисляются элементарные симметрические многочлены на основе матрицы Ψ:

$$S_1(\psi_{1,i},\ldots,\psi_{n,i}),\ldots,S_n(\psi_{1,i},\ldots,\psi_{n,i}).$$

Шаг 6. Используется метод главных компонент для представления данных в пространстве меньшей размерности.

Исследования алгоритма проводили с использованием 30 изображений человеческих поз. На рисунке 2 представлены примеры тестовых изображений.



Рис. 2. Примеры позы человека

Полученные результаты представлены в двумерном пространстве с помощью метода главных компонент (рис. 3).

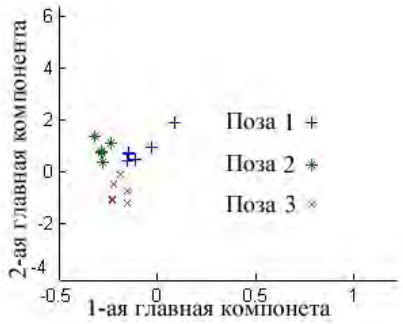


Рис. 3. Представление данных в 2D-пространстве с использованием метода главных компонент

III. Заключение

В статье предложен подход к распознаванию позы человека по изображениям с использованием спектральной теории графов. Результаты исследований показали, что предложенный метод позволяет распознавать основные позы человека. Но в реальных сценах существуют взаимные перекрытия объектов. Такие позы человека трудно распознать на основании одного изображения. Дальнейшие исследования будут сосредоточены на распознавании позы с использованием нескольких камер.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 15-07-01612-А, задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности в рамках базовой части государственного задания Минобрнауки России (проект № 2918).

IV. References

[1] Chung, F. R. K. *Spectral graph theory*, AMS, 1997. p. 207.
[2] Perez-Sala, X., Escalera, S., Angulo C., Gonzalez, J. A Survey on Model Based Approaches for 2D and 3D Visual Human Pose Recovery. *Sensors*, 2014, 14(3), pp. 4189-4210.
[3] Riesen, K., Jiang, X., Bunke., H. Exact and Inexact Graph Matching: Methodology and Applications. *Managing and Mining Graph Data Advances in Database Systems*, 2010, Vol. 40, pp. 217-247.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE IDENTIFICATION INTERFERENCE MODEL WITH CHANGING PARAMETERS IN SYSTEMS FOR THE EXCHANGE OF ACOUSTIC SIGNALS

Kropotov Y. A.
Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs
23, Orlovskaya st., Murom, Vladimir reg., 602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77272, e-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Abstract — Research the problem of identification models with varying interference, slowly varying parameters. It was found that this procedure can be used to minimize the loss functions with equality constraints defined on a sequence of local intervals. Considered the identification of acoustic signals - interference with varying parameters in discrete systems audio exchange using polynomials in the system power functions.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ ПОМЕХИ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ПАРАМЕТРАМИ В СИСТЕМАХ ОБМЕНА АКУСТИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ

Кропотов Ю. А.
Муромский институт (филиал) ФБГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»,
д. 23, ул. Орловская, г. Муром, Владимирской области, 602264, Россия.
Тел.: +7(49234)77272 E-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Аннотация — Исследована задача идентификации моделей помехи с переменными, медленно изменяющимися параметрами. Установлено, что для этого можно использовать процедуру минимизации функций потерь с ограничениями типа равенства, заданных на последовательности локальных интервалов. Рассмотрена идентификация акустических сигналов – помех с изменяющимися параметрами в дискретных системах аудиообмена с использованием многочленов по системе степенных функций.

I. Введение

В работе исследована задача идентификации переменных параметров модели сигнала – помехи посредством их представления последовательностью многочленов, удовлетворяющих соответствующим условиям сопряжения по обобщенной системе линейно независимых, базисных функций. При этом условия сопряжения следуют из требований, предъявляемых к гладкости коэффициентов разностного уравнения в целом, что приводит к задаче оптимизации с ограничениями типа равенства [1-4].

II. Основная часть

В общем случае модель с переменными параметрами типа авторегрессии - скользящего среднего определяет выходной процесс на интервале n уравнением [2, 3]

$$x_n(t) = \sum_{k=1}^{p} a_{k,n} x_n(t-k) + \sum_{k=0}^{q} b_{k,n} y_n(t-k) \qquad (1)$$

где $x_n(t)$ - выходной дискретный процесс, $y_n(t)$ - входное воздействие.

При этом коэффициенты нестационарной модели являются функциями дискретного времени *t* на интервале с номером n, то есть имеют вид $a_{k,n}(t)$ и $b_{k,n}(t)$. Если эти коэффициенты аппроксимировать многочленами по системе линейно независимых функций, то их можно определить выражениями

$$a_{k,n}(t) = \sum_{i=0}^{g-1} \alpha_{k,n,i}\varphi_i(t) = \mathbf{a}_{k,n}^T \boldsymbol{\varphi}(t) \text{ и}$$

$$b_{k,n}(t) = \sum_{i=0}^{g-1} \beta_{k,n,i}\varphi_i(t) = \mathbf{b}_{k,n}^T \boldsymbol{\varphi}(t),$$

$$\boldsymbol{\varphi}(t) = \begin{pmatrix}\varphi_0(t) & \varphi_1(t) & \cdots & \varphi_{g-1}(t)\end{pmatrix}^T. \qquad (2)$$

Оценку процесса в момент *t* на *n*-м интервале аппроксимации можно записать в виде [3, 4]

$$\hat{x}_n(t) = \sum_{k=1}^{p} x_n(t-k)\mathbf{a}_{k,n}^T\boldsymbol{\varphi}(t) + \sum_{k=0}^{q} y_n(t-k)\mathbf{b}_{k,n}^T\boldsymbol{\varphi}(t) =$$

$$= \left(\mathbf{a}_{k,n}\mathbf{x}_n(t)\right)^T\boldsymbol{\varphi}(t) + \left(\mathbf{a}_{k,n}\mathbf{y}_n(t)\right)^T\boldsymbol{\varphi}(t), \qquad (3)$$

где $\mathbf{x}_n(t) = \begin{pmatrix}x(t-1) & x(t-2) & \cdots & x(t-p)\end{pmatrix}^T$ и

$\mathbf{y}_n(t) = \begin{pmatrix}y(t-0) & y(t-1) & \cdots & y(t-q)\end{pmatrix}^T$.

В целях решения задачи условной минимизации вводятся векторы множителей Лагранжа

$$\boldsymbol{\lambda}_{a,j} = \begin{pmatrix}\lambda_{a,1} & \lambda_{a,2} & \cdots & \lambda_{a,p}\end{pmatrix}^T,$$

$\boldsymbol{\lambda}_{b,j} = \begin{pmatrix}\lambda_{b,0} & \lambda_{b,1} & \cdots & \lambda_{b,q}\end{pmatrix}^T$, $\boldsymbol{\lambda}_j = \begin{pmatrix}\boldsymbol{\lambda}_{a,j}^T & \boldsymbol{\lambda}_{b,j}^T\end{pmatrix}^T$.

Также вводится вектор, компонентами которого являются коэффициенты многочленов в соответствии с (2), в виде

$$\mathbf{d}_n = \begin{pmatrix}\mathbf{a}_{1,n}^T & \mathbf{a}_{2,n}^T & \cdots & \mathbf{a}_{p,n}^T & \mathbf{b}_{0,n}^T & \mathbf{b}_{1,n}^T & \cdots & \mathbf{b}_{q,n}^T\end{pmatrix}^T,$$

блочная диагональная матрица размера $(1+p+q)\times g\,(1+p+q)$, с вектором базисных функций $\boldsymbol{\varphi}^T(t)$ на диагонали,

$$\Phi(t) = \operatorname{diag}\underbrace{\left(\boldsymbol{\varphi}^T(t) \quad \boldsymbol{\varphi}^T(t) \quad \cdots \quad \boldsymbol{\varphi}^T(t)\right)}_{1 \qquad 2 \qquad\qquad 1+p+q} \qquad (4)$$

и вектор наблюдаемых данных

$\mathbf{z}_n(t) = \left(\mathbf{x}_n^T(t) \quad \mathbf{y}_n^T(t)\right)^T$.

Тогда уравнение оценки процесса можно записать в виде

$$\hat{x}_n(t) = \mathbf{z}_n^T(t)\Phi(t)\mathbf{d}_n. \qquad (5)$$

Принимая, что оценка процесса в соответствии с (3) и (5) является оценкой на один шаг вперед, вектор коэффициентов $\mathbf{d}_n$ на n-м интервале аппроксимации, с учетом гладкого сопряжения многочленов, можно определить из условия минимизации функции потерь [3]

$$Q_n = \sum_{t=0}^{L}\left(\hat{x}_n(t) - x_n(t)\right)^2 + \sum_{j=0}^{r}\boldsymbol{\lambda}_j^T\left(\Phi^{(j)}(d)\mathbf{d}_n - \Phi^{(j)}(v)\mathbf{d}_{n-1}\right), \qquad (6)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

представляющей невязку наблюдаемых и предсказываемых в соответствии с (3) и (5) значений выходного процесса, с ограничениями типа равенства $\Phi^{(j)}(d)\mathbf{d}_n = \Phi^{(j)}(v)\mathbf{d}_{n-1}$, обеспечивающими гладкие сопряжения многочленов $\Phi(d)\mathbf{d}_n$ и $\Phi(v)\mathbf{d}_{n-1}$ в точке стыка следующих друг за другом интервалов, где d и v номера выборок начала и конца интервалов [$t_{n,d}$, $t_{n,v}$] и [$t_{n-1,d}$, $t_{n-1,v}$]

Подставляя прогнозируемое значение процесса, определенное с помощью уравнения (5), в выражение (6), получаем

$$Q_n = \sum_{t=0}^{L} \mathbf{d}_n^T \Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t)\mathbf{z}_n^T(t)\Phi(t)\mathbf{d}_n - 2\sum_{t=0}^{L} x_n(t)\mathbf{z}_n^T(t)\Phi(t)\mathbf{d}_n + \cdot + \sum_{t=0}^{L} x_n^2(t) + \sum_{j=0}^{r} \lambda_j^T \left(\Phi^{(j)}(d)d_n - \Phi^{(j)}(v)d_{n-1}\right) \quad (7)$$

Дифференцируя функционал (7) по вектору $\mathbf{d}_n$, получаем уравнение

$$\sum_{t=0}^{L} \Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t)\mathbf{z}_n^T(t)\Phi(t)\mathbf{d}_n - \sum_{t=0}^{L} x_n(t)\Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t) + + \frac{1}{2}\sum_{j=0}^{r} \Phi^{(j)T}(d)\boldsymbol{\lambda}_j = \mathbf{0} \quad (8)$$

Если в (8) ввести вектор $\bar{\lambda} = \left(\boldsymbol{\lambda}_0^T \quad \boldsymbol{\lambda}_1^T \quad \cdots \quad \boldsymbol{\lambda}_r^T\right)^T$ и матрицы $\mathbf{W}_n = \sum_{t=0}^{L} \Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t)\mathbf{z}_n^T(t)\Phi(t)$, $\overline{\Phi}(d) = \left(\Phi^T(d) \quad \Phi^{(1)T}(d) \quad \cdots \quad \Phi^{(r)T}(d)\right)$, то вектор коэффициентов параметров модели можно представить в виде

$$\mathbf{d}_n = \mathbf{W}_n^{-1}\sum_{t=0}^{L} x_n(t)\Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t) - \frac{1}{2}\mathbf{W}_n^{-1}\overline{\Phi}(d)\bar{\lambda}. \quad (9)$$

Тогда, учитывая условия сопряжения по гладкости параметров модели, получаем систему матричных уравнений

$$\Phi^{(j)}(d)\mathbf{W}_n^{-1}\overline{\Phi}(d)\bar{\lambda} = 2\Phi^{(j)}(d)\mathbf{W}_n^{-1}\sum_{t=0}^{L} x_n(t)\Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t) - 2\Phi^{(j)}(v)\mathbf{d}_{n-1},$$

что позволяет определить вектор множителей Лагранжа

$$\bar{\lambda} = 2\left(\overline{\Phi}^T(d)\mathbf{W}_n^{-1}\overline{\Phi}(d)\right)^{-1}\left(\overline{\Phi}^T(d)\mathbf{W}_n^{-1}\sum_{t=0}^{L} x_n(t)\Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t) - \overline{\Phi}^T(v)\mathbf{d}_{n-1}\right).$$

Подстановка этого вектора в (9) приводит к разностному уравнению

$$\mathbf{d}_n = \mathbf{W}_n^{-1}\overline{\Phi}(d)\left(\overline{\Phi}^T(d)\mathbf{W}_n^{-1}\overline{\Phi}(d)\right)^{-1}\overline{\Phi}^T(v)\mathbf{d}_{n-1} + + \left(\mathbf{I} - \mathbf{W}_n^{-1}\overline{\Phi}(d)\left(\overline{\Phi}^T(d)\mathbf{W}_n^{-1}\overline{\Phi}(d)\right)^{-1}\overline{\Phi}^T(d)\right)\mathbf{W}_n^{-1}\sum_{t=0}^{L} x_n(t)\Phi^T(t)\mathbf{z}_n(t) \quad (10)$$

относительно искомых коэффициентов параметров модели. При этом процесс (5) на n-м интервале аппроксимации принимает вид

$$\hat{x}_n(t) = \left(\mathbf{x}_n^T(d) \quad \mathbf{y}_n^T(d)\right)\Phi(t)\mathbf{d}_n. \quad (11)$$

В соответствии с (11) аппроксимация осуществляется на интервале $[t_d, t_v]$, на границах которого обеспечиваются условия сопряжения по гладкости.

В качестве примера рассмотрим модель с переменными параметрами, описываемую разностным уравнением

$$x_n(t) = a_{1,n}(t)x_n(t-1) + a_{2,n}(t)x_n(t-2) + b_n(t)y_n(t). \quad (12)$$

Параметры модели являются алгебраическими многочленами третьей степени по системе независимых функций $\{1, t, t^2, t^3\}$. Диагональная матрица (4) принимает вид

$$\Phi(t) = \begin{pmatrix} 1 & t & t^2 & t^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & t & t^2 & t^3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & t & t^2 & t^3 \end{pmatrix}.$$

Векторы $\mathbf{d}_n$ и $\mathbf{z}_n(t)$ имеют размерность 12 и 3. По сформированной с помощью разностного уравнения (12) последовательности и в соответствии с (10) определяются коэффициенты гладко сопрягаемых многочленов, а в соответствии с (11) – формируемый процесс. При использовании коэффициентов $d = 1$, $v = 3$ и $L = 13$, получены результаты идентификации параметров модели для случая, когда входом $y(t)$ является синусоидальный сигнал частотой 1300 Гц. На рис. 1 показаны графики ошибок восстановления сигнала.

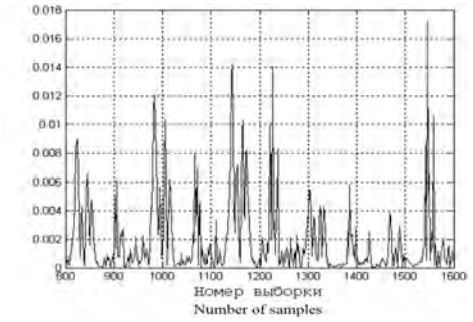


Рис. 1. Результаты идентификации переменных параметров дискретной системы, ошибки восстановления сигнала.

Fig. 1. The results of the identification variables of the discrete system, the signal recovery errors

Рассмотрение приведенного графика абсолютной ошибки восстановления графиков подтверждает применимость рассмотренного подхода к идентификации нестационарных процессов. К таким процессам относятся, например, речевые сигналы.

III. Заключение

Моделирование показало возможность применения алгоритма идентификации параметров модели помехи, из которого следуют алгоритмы скользящего среднего и систем авторегрессии, алгоритмы компенсации помех.

Работа выполнена в соответствии с проектной частью государственного задания РФ №2.1228.-2014/К в сфере научной деятельности.

IV. References

[1] Vasil'ev, F.P. *Metody optimizacii.* [Methods of Optimization] Moscow, Faktorial press, 2002. 824 p.

[2] Kropotov Y.A., Ermolaev V.A. On the parametric representation of non-stationary acoustic signals. *International Siberian Conference on Control and Communication (SIBCON-2011)*, Krasnoyarsk. 2011, pp. 316-318.

[3] Kropotov Y.A., Bykov, A.A., Ermolaev, V.A. Iteracionnye metody minimizacii kvadratichnyh funkcij poter' na posledovatel'nosti konechnyh intervalov [Iterative methods for minimizing the quadratic loss function on the sequence of finite intervals] *Radiotehnika*, 2009, No 11, pp. 99-102.

[4] Ermolaev V.A., Kropotov Y.A., Karasjov O.E. Metod interpoljacionnoj filtracii v zadachah obrabotki rechevyh signalov vo vremennoj oblasti [Interpolation method filtration in problems speech processing time domain signals]. *Vestnik komp'juternyh i informacionnyh tehnologij,* 2008, No7, pp.12-17.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CORRELATION-EXTREME ESTIMATING THE PARAMETERS OF ACOUSTIC ECHO IN TELECOMMUNICATIONS

Kropotov Y. A., Belov A. A.
Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs
23, Orlovskaya st., Murom, Vladimir reg., 602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77272, e-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Abstract — Presented the problems of correlation estimation delay in the channels of acoustic echo. Presented a scheme of long-term parameter estimation algorithm echo. The results of simulation studies, confirming that the method of correlation and extreme long-term evaluation of parameters echo.

КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ АКУСТИЧЕСКИХ ЭХО-СИГНАЛОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

Кропотов Ю. А., Белов А. А.
Муромский институт (филиал) ФБГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
д. 23, ул. Орловская, г. Муром, Владимирской области, 602264, Россия
Тел.: +7(49234)77272 E-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Аннотация — Рассмотрены вопросы корреляционного оценивания задержки в каналах распространения акустических эхо-сигналов. Приведены возможные методы решения задачи. Представлена схема алгоритма оценивания долговременных параметров эха. Показаны результаты исследования моделированием, подтверждающие возможность применения метода корреляционно-экстремального оценивания долговременных параметров эхо-сигналов.

I. Введение

Методам оценивания задержек сигналов в радиотехнических системах с многолучевым распространением посвящена обширная литература [1 – 3]. Однако некоторые специфические вопросы, свойственные акустическим процессам требуют дополнительных исследований. Так, не раскрыты в полном объеме вопросы корреляционного оценивания параметров модели эхо-сигналов, к которым относятся задержки распространения и мощность эхо-сигналов в каналах акустической обратной связи. В рассмотрении данных вопросов и заключается цель настоящей работы.

II. Основная часть

В простейшем случае [2] модель множественных отражений представляет собой систему формирования $K+1$ неискаженных и задержанных на величину τ_k, $k = 0, 1, \ldots, K$, копий известного сигнала $u(t)$. Формируемый с помощью этой модели эхо-сигнал описывается выражением

$$y_a(t) = \sum_{k=0}^{K} a_k u(t - \tau_k). \quad (1)$$

Оценивание задержки и интенсивности эхо-сигналов в различных каналах можно обеспечить посредством анализа взаимной корреляционной функции наблюдаемых на конечном интервале сигналов $u(t)$ и $y(t)$ [3]. Выборочная взаимная корреляционная функция с окном $w(t)$ записывается при этом в виде

$$\hat{R}_{uy}(t, \tau) = \begin{cases} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2-\tau} w(v)u(v)y(t, v+\tau)dv, & \tau \in [0, T], \\ \frac{1}{T} \int_{-T/2-\tau}^{T/2} w(v)u(v)y(t, v+\tau)dv, & \tau \in [-T, 0]. \end{cases} \quad (2)$$

Функция $y(t, v)$ в этом выражении представляет собой локализованный на интервале $[-T/2, T/2]$ сигнал (1) и описывается формулой

$$y(t, v) = \begin{cases} y(t+v), v \in [-T/2, T/2], \\ 0, \qquad v \notin [-T/2, T/2]. \end{cases}$$

Задержки распространения эха определяются по точкам локальных максимумов взаимной корреляционной функции (2).

В этих условиях представляется обоснованным применение модели с долговременными задержками. При этом число настраиваемых коэффициентов адаптивных фильтров можно заметно снизить. Дальнейшее развитие этого подхода приводит к идее применения многоканальной эхо-компенсации.

В простейшем случае модель множественных отражений, в соответствии с (1) описывается выражением $y_a(t) = \sum_{k=0}^{r} a_k u(t - \tau_k) = \sum_{k=0}^{r} a_k u(t - D_k T_0)$.

Задача при этом заключается в определении параметров затухания a_k и запаздывания $\tau_k = D_k T_0$ для $r+1$ каналов эхо-сигнала.

Взаимную корреляционную функцию (2) сигналов $u(t)$ и $y(t)$ можно записать в виде

$$\hat{R}_{uy_a}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) y_a(t+\tau) dt, \quad (3)$$

в этом случае можно принять, что оценки задержек $\hat{\tau}_k = \hat{D}_k T_0$ являются точками ее локальных максимумов, то есть получаются в результате решения задачи [4]

$$\hat{\tau}_k = \hat{D}_k T_0 \arg loc \max_{\tau \in [0, T_M]} \hat{R}_{uy_a}(\tau). \quad (4)$$

Коэффициенты затухания a_k вычисляются по формуле

$$\hat{a}_k = \frac{1}{\hat{R}_{uu}(0)} \hat{R}_{uu_a}(D_k T_0). \quad (5)$$

Однако если эхо-сигнал наблюдается на фоне помехи $n(t)$, то корреляционная функция (3) примет вид

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\hat{R}_{ux}(\tau)=\frac{1}{T}\int_0^T u(t)y_a(t+\tau)dt+\frac{1}{T}\int_0^T u(t)n(t+\tau)dt. \quad (6)$$

Так как сигналы $u(t)$ и $n(t)$ являются независимыми, то второе слагаемое в выражении (6) равняется нулю: $E\{u(t)n(t+\tau)\}=R_{un}(\tau)=0$. Тогда выражение (6) преобразуется к виду $E\{\hat{R}_{ux}(\tau)\}=E\{\hat{R}_{uy}(\tau)\}$, в соответствии с которым можно принять, что оценки задержки локальных максимумов, определяемые выражениями (4) и (5) для случая наличия помех $n(t)$ являются справедливыми.

Оценки затухания $\hat{a}_k$ используются при нормировании входного сигнала $u(n)$ адаптивного фильтра, влияя и на его выходной сигнал и на его скорость сходимости. Оценки запаздывания $\hat{D}_k T$ обеспечивают, в соответствии с рис. 1, формирование входных сигналов корреллятора $u(n)$ из опорного сигнала $u_g(n)$.

Принцип оценивания этих параметров поясняется схемой, приведенной на рис. 1.

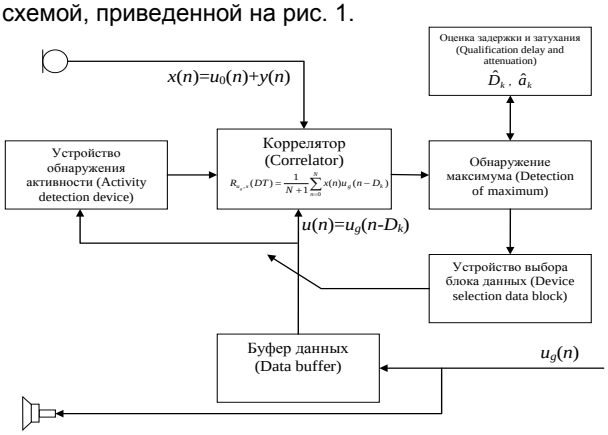


Рис. 1. Схема оценивания долговременных параметров эха.

Fig. 1. The scheme of assessment of long-term parameters echo

Исследованные корреляционные характеристики эхо-сигналов, а также результаты корреляционно-экстремального оценивания долговременных параметров эха были верифицированы с использованием программно-сформированных тестовых и реальных речевых эхо-сигналов.

Моделирование осуществлялось с использованием формул (4), (5). Была рассмотрена задача нахождения значимых каналов эха

$$\hat{D}_k T=\operatorname{argloc}\max_{DT\in[0,\,KT]} R_{u_g,x}(DT),\ k=1,2,\ldots. \quad (7)$$

Здесь $[0, KT]-$ интервал возможных значений задержек эха, $T-$ период дискретизации, $k-$ номер локального максимума, $x(n)-$ сигнал на микрофонном выходе и $u_g(n)-$ опорный сигнал источника эха. Параметр $\hat{D}_k-$ оценка величины задержки в значимом канале распространения эха, представленная числом периодов дискретизации. Оценка затуханий $\hat{a}_k$ в обоих случаях находится по формуле (5).

В соответствии с рис. 1 решение задачи нахождения функции взаимной корреляции $R_{u_g,x}(DT)$ в дискретном времени обеспечивается коррелятором, устройством выбора данных и обнаружителем максимумов ковариационной функции. В совокупности они образуют корреляционно-экстремальную систему регулирования. На рис. 2 представлен результат вычислений ковариационной функции описанной выше модели эхо-сигналов.

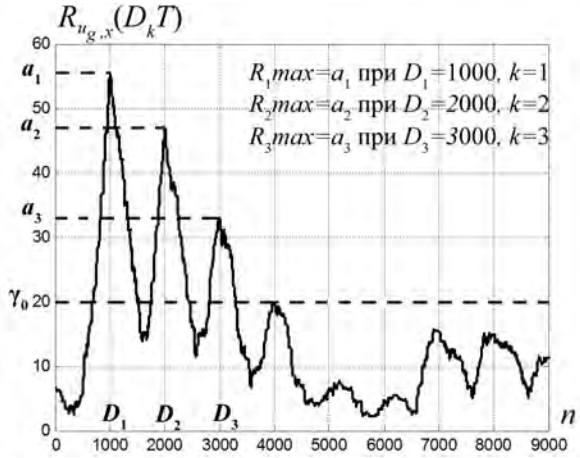


Рис. 2. Зависимость максимального значения ковариационной функции от величины сдвига интервала опорного речевого сигнала.

Fig. 2. The dependence of the maximum of the covariance function of the magnitude of the shift of the reference speech signal interval

III. Заключение

Разработанный алгоритм оценивания долговременных параметров модели акустических эхо-сигналов, основанный на корреляционно-экстремальном методе, позволяет создать многоканальный алгоритм эхо-компенсатора с уменьшенным числом каналов компенсации, равным числу выделенных каналов эхо-сигналов со значимыми долговременными значениями затухания эха и задержками.

Работа выполнена в соответствии с проектной частью государственного задания РФ №2.1228.-2014/К в сфере научной деятельности.

IV. References

[1] Babkin V. Problems of building modern systems of digital voice*. 9th Int. Conf. and exhibition "Digital signal processing and its applications (DSPA-2007)*, 2007, pp. 28 - 36.

[2] R.N. Sharma, A.K. Chaturvedi, G. Sharma. Multipath Delay Estimation for Acoustic Echo Channel. *IEEE TENCON 2004*, 2004, vol. 2, pp. 128-130.

[3] Kropotov Y.A., Ermolaev V.A. O korreljacionom ocenivanii parametrov modeli akusticheskih jeho signalov [About the correlation parameters estimation models of acoustic echo]. *Questions of radioelectronics*, 2010, vol. 1, pp. 46 - 50.

[4] Kropotov Y.A., Ermolaev V.A. Investigation of model parameters of acoustic echo correlation estimation method *Proceedings of 20-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2010)*. Sevastopol, 2010, v.1, p. 422 - 423.

[5] Kropotov Y.A., Ermolaev V.A. O modelirovanii akustich-eskogo jeha i jelektroakusticheskoj analogii. [On the modeling of acoustic echo and electroacoustic analogy]. *Design and technology of electronic means*, 2011, № 1, pp. 48 - 51.

[6] Kropotov Y.A., Ermolaev V.A. Ob adaptivnom algoritme naimen'shih kvadratov v zadachah kompensacii akustich-eskogo jeha [The adaptive algorithm of the least squares in problems of acoustic echo cancellation]. *Radio engineering and telecommunication systems*, 2012. No 2 (6). pp. 40-44.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CUSTOMIZATION OF THE MONITORING SYSTEM SERVER HARDWARE AND APPLICATIONS

Spiricheva N. R.
Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Professional Education
«Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin»
19, Mira str., Ekaterinburg
620002, Russian Federation
Ph.: (343) 3754145, e-mail: nr1382873@inbox.ru

Abstract — It was designed a new version of the monitoring system server hardware and applications at various levels through customization the TeamCity system. Implementation of the system will allow for rapid subsystems health diagnostics, real-time reporting about troubles in services and equipment operation, to provide specific information about the problems and its nature.

КАСТОМИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА СЕРВЕРНОГО ОБОРУДОВАНИЯ И ПРИЛОЖЕНИЙ

Спиричева Н. Р.
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира,19, Екатеринбург,62002, Россия
тел.: (343) 3754145, e-mail: nr1382873@inbox.ru

Аннотация — Был спроектирован новый вариант системы мониторинга серверного оборудования и приложений на различных уровнях путем кастомизации системы TeamCity. Внедрение системы позволило осуществлять быструю диагностику работоспособности и своевременное оповещение о затруднениях в работе сервисов и оборудования, предоставлять конкретные сведения о проблеме и её характере.

I. Введение

В современном мире любой бизнес требует работоспособности и доступности его ИТ-инфраструктуры в режиме 24/7/365. Чтобы обеспечить эту работоспособность, необходимо заранее выявлять узкие места в конфигурации систем и сетей, а также быстро узнавать о наличии поломок и их причинах [1]. В компаниях, где решение этих задач уже затруднительно силами специалистов, внедрение системы мониторинга является первоочередной задачей.

В ходе исследования были рассмотрены наиболее популярные представители систем мониторинга: System Center Operations Manager, Zabbix, Nagios, Cacti, TeamCity.

При выборе системы учитывались следующие критерии: система должна работать с любыми операционными системами, исполнять скриптовые сценарии, написанные на удобном языке, не требовала бы установки агентского программного обеспечения на каждую машину.

Этим критериям наиболее полно соответствует система TeamCity [2], при этом TeamCity легко расширяема. Кастомизация этой системы и была проведена.

II. Основная часть

Внедрение подобных решений особенно важно при использовании сервисного подхода к деятельности ИТ-подразделений [3], когда все процессы пересматриваются с точки зрения предоставляемых подразделением сервисов. Каждый бизнес-сервис корпоративной системы по возможности интерпретируется как ИТ-сервис, задается определенный уровень качества его предоставления. Далее он описывается в системе мониторинга как набор взаимосвязанных компонентов ИТ-инфраструктуры. Формируется Соглашение об уровне качества сервисов - SLA. Согласно SLA, система осуществляет сбор и хранение информации о качестве предоставления сервисов. На базе накопленной информации формируются отчеты за определенный период времени. Анализ отчетной информации помогает осуществлять:

- пересмотр уровня предоставления ИТ-сервисов;
- реорганизацию деятельности всего ИТ-подразделения;
- модернизацию ИТ-инфраструктуры.

В системе TeamCity создан набор различных конфигураций для выполнения (сборок), каждая из которых может состоять из одного или нескольких шагов, как показано на рис. 1. Шаг в данном случае представляет собой скрипт, зачастую с параметрами. При выполнении шага проверяется значение отслеживаемого показателя.



Рис. 1. Пошаговая стратегия конфигурации.

Fig. 1. Step-by-step strategy configuration

Все действия сохраняются в лог-файле. В него записываются пользовательские сообщения, которые оговорены внутри скрипта. Состояния выполненных конфигураций хранятся в истории TeamCity, где всегда можно посмотреть подробный лог-файл выполнения (рис. 2).

Информация по истории сборок хранится в базе данных MySQL.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



Рис. 2. История сборки конфигурации.

Fig. 2. The configuration assemble history

При желании пользователь может настроить в соответствии с существующими шаблонами оповещение о сбое системы (рис. 3).

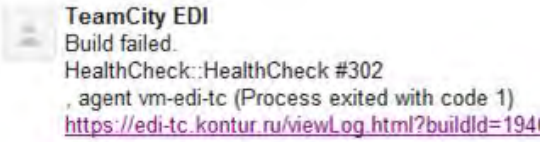


Рис. 3. Сообщение о сбое.

Fig. 3. The error message

Сборка конфигурации выполняется по заданному администратором расписанию: определение расписания может происходить как в стандартной форме, принятой, например, в планировщике заданий, так и в виде стандартного cron-выражения.

Кроме того, можно использовать встроенные средства для мониторинга состояния, сбора статистики, построения отчётов. Конечный вид статистики можно наблюдать на рисунке 4.

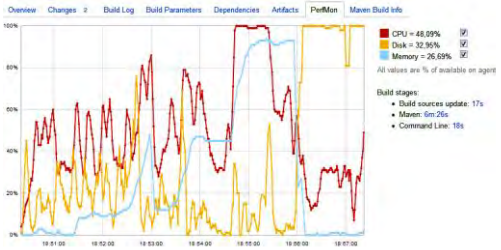


Рис. 4. Статистика.

Fig. 4. The statistical data

Выбором точки на графике можно получить лог-файл, соответствующий этому моменту времени. Таким образом, можно посмотреть, что именно создавало нагрузку на агенте.

Сборка конфигурации должна осуществляться на машине с установленным агентским программным обеспечением, однако обращение ко всем отслеживаемым машинам можно осуществлять с единственного развёрнутого агента, т.е. установка программного обеспечения на все сервера не требуется.

В процессе работы стандартная система была расширена (кастомизирована) скриптами:

1. Определения свободного места на диске
2. Проверки задач в планировщике заданий
3. Проверки свободной оперативной памяти
4. Очистки файла логов
5. Синхронизации времени по предприятию
6. Проверки доступности сайта
7. Определения объема памяти, занимаемой установщиком модулей
8. Определение места в «корзине» (Recycle.Bin)

Для примера приведем листинг одного из разработанных скриптов - для проверки доступности сайта (рис.5). Скрипт проходит по заранее определённому списку веб-серверов и запрашивает главную страницу сервиса.

```
\begin{verbatim}
$requestStream = $webRequest.GetRequestStream()
$requestStream.Close()
[System.Net.HttpWebResponse]$resp =
$webRequest.GetResponse();
$status = $resp.StatusCode
return $status;
\end{verbatim}
```

Рис. 5. Запрос статуса главной страницы.

Fig. 5. The request status of the home page

Хранение данных в MySQL позволило объединить сборки в централизованную базу данных, и интегрировать систему мониторинга с системой сервисдеск. При необходимости, можно расширять функционал дальше. Используя визуальное представление, включающее встроенные графики и статистику, аналитический отдел может оценить отказоустойчивость сервисов [4].

Мониторинг ведётся вне зависимости от уровня виртуализации.

Положительным моментом оказалось практическая «безагентность» мониторинга (единственный требуемый агент для сборки и мониторинга всех систем может стоять прямо на сервере TeamCity), а также простота расширения системы - дополнительную службу агента можно установить на любом оборудовании и она автоматически интегрируется со всем сервисом, что увеличит производительность за счёт одновременного выполнения сборок на разных агентах.

В результате, разработанная система позволяет узнавать о проблемах в инфраструктуре раньше или одновременно с пользователями. Это комплекс быстрой диагностики, который дает своевременное оповещение о затруднениях в работе сервисов и оборудования, предоставляет точную информацию, конкретные сведения о проблеме и её характере.

III. Заключение

1. После внедрения системы увеличился уровень автоматизации задач: для перезапуска остановившихся по какой-либо причине сервисных служб-заданий больше не нужно участие системного администратора. Автоматизирована очистка лог-файлов и отправка оповещений.

2. Минимизировано времени простоя и, как следствие, подписание SLA, организация вышла на новый уровень обслуживания клиентов.

3. Администраторы освободились от рутинной работы.

IV. References

[1] Jones D. Creating Unified IT Monitoring and Management in Your Environment. Realtime Publishers, 2012. 92 p.

[2] *Continuous Integration for Everybody – TeamCity.* Available at: https://www.jetbrains.com/teamcity/ (accessed 29 November 2014).

[3] *Croll A., Power S. Complete Web Monitoring. O'Reilly Media, 2009 – 672 p.*

[4] Aksyonov K.A, Smoliy E.F., Bykov E.A., Popov M.V., Dorosinskiy L.G. Development of decision support system «BPsim3»: Multi-service telecommunication networks design and modeling application. September 22-26, 2009, Proceedings of 10th International PhD Workshop on Systems and Control, Hluboka nad Vltavou, Czech Republic, 2009, pp. 112-117.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

OPTIONAL INCREASE OF PERFORMANCE OF A TRANSPORT LEVEL OF WLANS IEEE 802.11 NETWORKS

Chernega V. S.
Department of the information systems
Sevastopol State University
33, Universitetskaya str. Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: (8692) 435138, e-mail: v_chernega@rambler.ru

Abstract — The way of optional increase of real performance on TCP-level of a computer network of the standard 802.11g at the expense of an exception, before receiving confirmation of reception of a package, casual pauses is offered. The expressions allowing calculating the potential effective speed of data transmission depending on the data field size in packages are received.

ОПЦИОНАЛЬНОЕ ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ТРАНСПОРТНОГО УРОВНЯ БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЕЙ IEEE 802.11

Чернега В. С.
Кафедра информационных систем
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская 33, г. Севастополь, Крым, 299053
v_chernega@rambler.ru

Аннотация — Предложен способ опционального повышения реальной пропускной способности на TCP-транспортном уровне компьютерной сети стандарта 802.11g за счет исключения, до получения подтверждения приема пакета, случайных пауз. Получены выражения, позволяющие рассчитать потенциальную эффективную скорость передачи данных в зависимости от размера поля данных в пакетах.

I. Введение

Проблемам оценки пропускной способности беспроводных локальных компьютерных сетей на транспортном уровне посвящен ряд работ [1,2]. В этих работах определяется пропускная способность сетей стандартов IEEE 802.11b/g при передаче пакетов между двумя клиентскими станциями лишь при условии, что остальные клиентские станции работают в автономном режиме и не пытаются получить доступ к среде передачи. В реальных сетях часто наблюдаются случаи, когда несколько клиентских станций одновременно пытаются осуществить доступ к ресурсам сети. В результате возникают ситуация, когда точка доступа, получив пакет транспортного уровня, при попытке захватить доступ к среде для последующей ретрансляции принятого пакета, проиграла в состязательном процессе за право осуществлять передачу и вынуждена ожидать, пока другие клиентские станции не завершат передачу своих пакетов. Это приводит к снижению эффективной скорости передачи данных.

Целью данной работы является описание и анализ анализ модифицированного алгоритма повышения производительности сети. При этом предполагается, что сеть работает в инфраструктурном режиме, при котором обмен кадрами в сети осуществляется через точку доступа AP (Access Point).

II. Основная часть

Пропускная способность виртуального канала между двумя клиентскими станциями сети, созданного в процессе установления соединения на транспортном уровне, определяется количеством полезной информации в битах N_B, выдаваемой получателю за время сеанса связи T_S, т.е. представляет собой эффективную скорость передачи данных [1]:

$$V_{eff} = N_B / T_S. \quad (1)$$

Процедура сеанса связи по протоколу TCP между двумя клиентскими станциями STA_k и STA_m через точку доступа AP включает фазу установления соединения между источником и получателем, фазу передачи данных, фазу закрытия и разъединения. С учетом этого время сеанса связи представим в следующем виде:

$$T_S = T_C + T_{PF} + T_{FIN}, \quad (2)$$

где T_C — время установления соединения; T_{PF} — продолжительность фазы передачи данных; T_{FIN} — время фазы завершения и разъединения.

В соответствии со стандартным алгоритмом передачи данных в сети IEEE 802.11 [3] станция, после передачи TCP-пакета в составе MAC-кадра данных и получения кадра подтверждения на MAC-уровне, должна вступить в состязательную борьбу с другими станциями данной сети за право завладеть каналом.

С увеличением количества активных станций при использовании транспортного протокола TCP задержка получения пакета подтверждения приема может увеличиться настолько, что передающая сторона вынуждена будет повторно передавать TCP-пакет, что в свою очередь приведет к снижению эффективной скорости и дополнительной загрузки сети.

Для уменьшения задержек при передаче TCP-пакетов по сквозному TCP-соединению предлагается в стандартный протокол IEEE 802.11g ввести опциональный режим передачи TCP-пакетов без применения обязательных случайных пауз. Для этого необходимо до завершения передачи одного или определяемой шириной окна группы пакетов исключить участие в состязательной борьбы за захват канала точки доступа, ведущей ретрансляцию TCP-пакетов, и станцию, осуществляющую прием этих пакетов.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Чтобы обеспечить удержание канала станциями, осуществляющими передачу и ретрансляцию TCP-пакетов предлагается заменить межкадровые паузы DIFS на укороченные паузы SIFS.

Для определения продолжительности фаз соединения, передачи данных и разъединения были построены временные диаграммы сеанса связи между двумя клиентскими компьютерами, осуществляемому через точку доступа по стандартному и модифицированному протоколу IEEE 802.11g.

На основе анализа временных диаграмм модифицированного протокола полное время передачи одного TCP-пакета данных с учетом фиксированных пауз стандартной длительности и кадров подтверждения канального и транспортного уровней определяется по формуле

$$T_{TD\text{-}TCP} = 2(T_{DATA} + T_{ACK\text{-}TCP}) + 4T_{ACK\text{-}MAC} + \\ +7T_{SIFS} + T_{DIFS} + T_{BO}\,, \qquad (3)$$

где $T_{ACK\text{-}MAC}$, $T_{ACK\text{-}TCP}$ — длительности кадра подтверждения на MAC-уровне и пакета подтверждения на TCP-уровне соответственно; T_{DATA} — время передачи пакета данных с размером информационного поля в кадре данных N_{DATA} байт. В связи с тем, что временная диаграмма фазы разъединения аналогична диаграмме установления соединения, то $T_{FIN} = T_C$.

Время передачи одного TCP-пакета между двумя клиентскими станциями с ретрансляцией через точку доступа по стандартному протоколу определяется по формуле

$$T_{TD\text{-}TCP} = 4(T_{DIFS} + T_{BO} + T_{SIFS} + T_{ACK\text{-}MAC}) + \\ +2(T_{DATA} + T_{ACK\text{-}TCP}), \qquad (4)$$

Абсолютное значение сокращения времени на одну TCP-транзакцию, получаемое за счет модификации протокола, составляет

$$\Delta_{TD\text{-}TCP} = 3(T_{DIFS} + T_{BO}) - 3T_{SIFS}\,. \qquad (5)$$

С учетом того, что в соответствии со стандартом [3] $T_{SIFS} = T_{DIFS} - 2\tau_S$, (5) принимает вид

$$\Delta_{TD\text{-}TCP} = 3T_{BO} + 6\tau_S\,. \qquad (6)$$

Для расчета интервалов времени, требуемых для передачи служебных кадров и кадров передачи данных была использована структуру кадров, регламентированная стандартом IEEE 802.11g [3]. При этом было учтено, что пакеты подтверждения канального и транспортного уровней, а также пакеты данных передаются в составе кадров физического уровня, а в состав любого кадра входит преамбула, служебное поле SIGNAL и поле данных.

На рис. 1 показаны графики зависимостей реальной эффективной скорости передачи данных от размера поля данных на транспортном уровне для стандартного и модифицированного алгоритма при технической скорости передачи 54 Мбит/с, рассчитанные с использованием полученных в работе соотношений. Из графиков видно, что эффективная скорость передачи данных значительно ниже технической скорости, что объясняется существенными потерями времени на передачу кадров подтверждения и выдержку обязательной фиксированной паузы T_{DIFS} и случайной паузы T_{BO}. Как следует из приведенных зависимостей, приращение эффективной скорости передачи данных при модифицированном алгоритме составляет свыше 30%. При расчетах минимальное значение счетчика обратного отсчета C_{min} было выбрано равным 15.

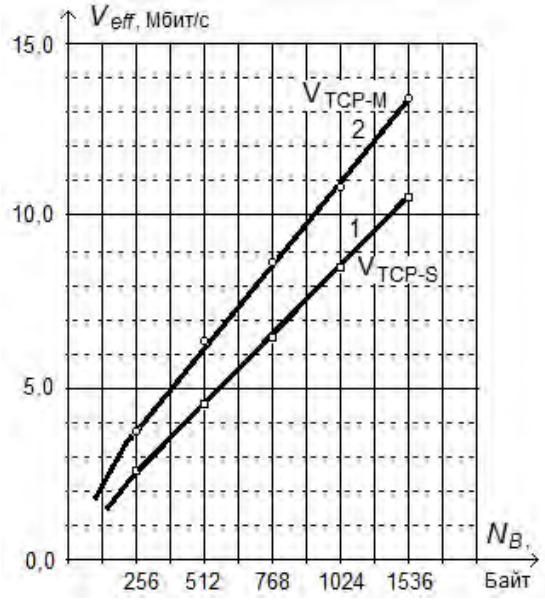


Рис. 1. Зависимости реальной эффективной скорости передачи данных от размера поля данных для стандартного (1) и модифицированного (2) алгоритма.

Fig. 1. Dependences real effective speed of data transmission from the data field size for standard (1) and modified (2) algorithms

III. Заключение

1. Предложен алгоритм повышения пропускной способности TCP-уровня беспроводной локальной компьютерной сети за счет исключения в период транзакции TCP-пакета случайных пауз и замены фиксированной паузы на укороченную.

2. Вычислена оценка сокращения времени транзакции.

3. Построены зависимости пропускной способности модифицированного алгоритма от размера поля данных в TCP-пакете.

Работа выполнена за счет средств базового финансирования по теме: «Решение задач импортозамещения перспективных информационно-вычислительных систем анализа состояний сложных объектов на основе методов их оптимизации, в том числе на мобильных платформах».

IV. References

[1] Chernega V.S., Glatz E, Vinichenko S.A. Otsenca potencialnoy effectivnoy skorosti peredachi dannyh na trasportnom urovne v setyah 802.11b [Estimation of effective data rate at transport level in networks of 802.11b]. Vestnik SevNTU, Vol.131. — Sevastopol 2012, S.32-36.

[2] Chernega V. Performance of a Transport Level of WLANS IEEE 802.11g Functioning in Infrastructural Mode /V. Chernega // International Journal of "Computing", 2013, Vol. 12, Issue 1, p. 47-54.

[3] IEEE Std 802.11g —2003. [ISO/IEC 8802-11] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SPECIFIC FEATURES OF INFORMATION FLOWS IN THE BACKBONE INTERNET-CHANNEL: THE ANALYSIS OF THE STATISTICAL CHARACTERISTICS OF THE RELATIONSHIP BETWEEN THE VOLUME OF PACKETS AND THE TIME

Porshnev S. V., Bozhalkin D. A., Koposov A. S.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
Ph.: (912) 6283848, e-mail: bozhalkin@mail.ru

Abstract — The flows of traffic dumps of high-speed Internet backbone channel was analyzed. Streams was classified into three groups according to the amount of transmitted information. For the volume of packets transmitted by different classes of flows were calculated density function according to the method of image sources and Rosenblatt-Parzen approximation.

ОСОБЕННОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ В МАГИСТРАЛЬНОМ ИНТЕРНЕТ-КАНАЛЕ: АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАВИСИМОСТЕЙ ОБЪЕМА ПАКЕТОВ ОТ ВРЕМЕНИ

Поршнев С. В., Божалкин Д. А., Копосов А. С.
ФГАОУ ВПО "Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н.Ельцина"
ул. Мира, 19, Екатеринбург, Свердловская обл., 620002 Россия
тел.: (912) 6283848, e-mail: bozhalkin@mail.ru

Аннотация — Анализируются потоки дампов трафика высокоскоростного магистрального интернет-канала. Потоки классифицированы на 3 группы согласно объему передаваемой ими информации. Для объемов пакетов, передаваемых различными классами потоков, были вычислены функции плотности распределений согласно методу мнимых источников и аппроксимация Розенблатта — Парзена.

I. Введение

Сегодня, несмотря на большое количество работ, посвященных изучению свойств трафика в компьютерных сетях, интерес к данной теме по-прежнему высок, что подтверждается непрекращающимся потоком публикаций по данной теме [1–3]. В этой связи дальнейшее изучение свойств трафика с использованием более сложных представлений о структуре информационных потоков в компьютерных сетях является актуальной задачей. Отметим, что наиболее часто свойства трафика изучаются на транспортном уровне, на котором, следуя модели OSI [4], трафик рассматривается, как поток квантов информации (пакетов), размеры которых известны и могут отличаться друг от друга.

В статье обсуждаются результаты анализа статистических свойств дискретных последовательностей, значение членов которых равняется объему пакетов, преданных в течение заданного временного интервала (окна агрегации). В качестве объекта исследования выбраны ежедневные пятнадцатиминутные дампы трафика (текстовые файлы, содержащие полную информацию о каждом информационном потоке в канале, создаваемом данными источниками и получателями трафика) магистрального интернет-канала между США и Японией, находящиеся в хранилище данных MAWI (Measurement and Analysis on the WIDE Internet) [5]. Технология предобработки дампов трафика, позволяющего извлечь из дампа требуемую количественную информацию, описана в [6]. Отличительная особенность подхода к анализу трафика состоит в изначальном разделении всех информационных потоков в магистральном канале по общему объему переданной информации за время существования данного потока на три группы: мыши (менее 0.3 Мбайт), мулы (от 0.3 до 10 Мбайт), слоны (более 10 Мбайт). Данный подход, принимая во внимание то, что трафик является сложной динамической системой, состоящей из множества потоков разделяющих общую полосу пропускания канала [7], представляется предпочтительней чем широко используемый подход, основанный на рассмотрении трафика единым информационным потоком.

II. Основная часть

В результате предварительной обработки дампов были получены случайные последовательности, значения членов которых равняются размеру пакетов, переданных каждым из выделенных классов потоков в период с 27 октября по 2 ноября в течение 15 минут, ежедневно, для окон агрегации 0,1 и 1,0 с. При этом, учитывая, что члены случайных последовательностей упорядочены во времени, их можно рассматривать как некоторые временные ряды (ВР). Общее количество изученных ВР для каждой из групп потоков равнялось (1+2+4)*3*7*2 = 294.

Результаты формального применения теста Дики — Фуллера к данным ВР показали, что их следует считать стационарными. Однако данный результат противоречит физическим представлениям о механизмах формирования информационных потоков. Очевидно, что активность пользователей, порождающая информационные потоки, меняется случайным образом, как в течение времени регистрации дампа трафика, так и по дням недели (например, рабочий и выходной дни). Данный результат потребовал проведения более подробного анализа статистических свойств данных ВР.

Для проведения исследования стационарности функций плотности распределения (ФПР) ВР была использована следующая методика:

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Выборка-Selection	Мыши-Mouses	Мулы-Mules	Слоны-Elephants	Окно-time window
целая-full	0,0%	0,0%	0,0%	0,1 с./sec
	42,9%	42,9%	28,6%	1,0 с./sec
1/2	0,0%	0,0%	0,0%	0,1 с./sec
	71,4%	85,7%	71,4%	1,0 с./sec
1/4	21,4%	0,0%	17,8%	0,1 с./sec
	71,4%	96,4%	92,9%	1,0 с./sec

1. Для каждого ВР1 вычислялись ФПР в соответствие с методом мнимых источников [8] и аппроксимации Розенблатта-Парзена.

2. Каждый ВР делился на 2 части и для каждого из полученных ВР2,1, ВР2,2 выполнялся п.1.

3. Каждый ВР делился на 4 части и для каждого из полученных ВР4,1 - ВР4,4 выполнялся п.1.

Для каждого класса потоков в каждый из дней были получены по 7 ФПР ВР для окон агрегации размером 0,1 и 1,0 с. Примеры ФПР для окон агрегации 0,1, и 1,0 с. показаны на рис. 1.

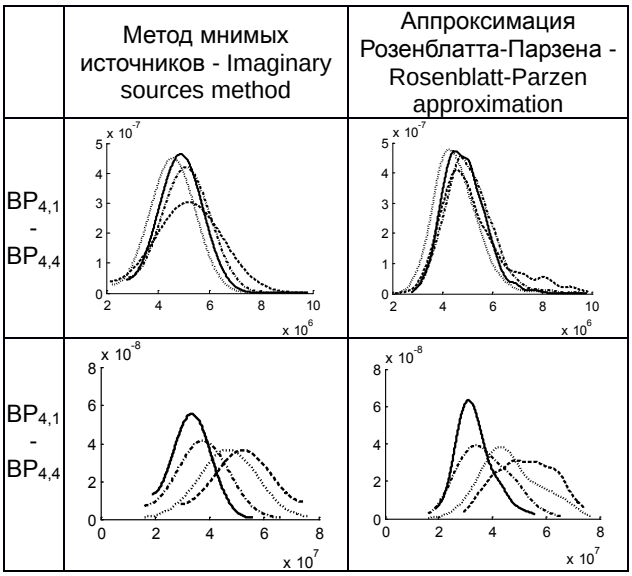


Рис. 1. ФПР анализируемых ВР (класс мыши, день № 1 и № 7, окно агрегации 0,1 и 1,0 с).

Fig. 1. The HF field amplitude distribution (class mouse, day № 1 and № 7, time series 0,1 and 1,0 sec.)

Из рис. 1 видно, что ФПР, оцениваемые по всему ВР и его частям оказываются, оказываются отличными друг от друга, что с нашей точки зрения свидетельствует, вообще говоря, о его нестационарности. Далее были получены оценки соответствия ФПР анализируемых ВР найденным аппроксимациям. Для этого был использован критерий Колмогорова-Смирнова. При этом нулевая гипотеза формулировалась следующим образом: найденная аппроксимация ФПР соответствует ФПР. Оказалось, что для аппроксимации Розенблатта — Парзена данная гипотеза подтвердилась в 100 % случаев. Данный результат вполне ожидаем, принимая во внимание, что аппроксимация Розенблатта-Парзена относится к непараметрическим методам аппроксимации ФПР случайных последовательностей. Обобщенные результаты оценки адекватности аппроксимации ФПР изученных ВР с помощью метода мнимых источников для окон агрегации 0,1 и 1,0 с. представлены в табл.1

Таблица 1. Процент выборок, для которых гипотеза о соответствии аппроксимации ФПР с помощью метода мнимых источников ФПР изучаемого ВР подтвердилась (размер окна агрегации 0,1 и1,0 с.)

Из табл. 1 видно, что при малых длительностях окна агрегации аппроксимация ФПР с помощью мнимых источников оказывается неудовлетворительной. Данный результат, с нашей точки зрения, объясняется тем, что, как видно из рис. 1, ФПР ВР, порожденных мышами, фактически образовано суперпозицией двух независимых друг от друг распределений. Методы расщепления подобных распределений для случая, когда анализируемая выборка представляет собой смешанное распределение, рассмотрены в [9]. При больших значениях окна агрегации, аппроксимацию ФПР изученных ВР можно считать удовлетворительной.

III. Заключение

Результаты изучения статистических характеристик последовательностей, значения которых есть размер пакетов переданных в течение выбранного окна агрегации, позволяют сделать следующие выводы:

При использовании окна агрегации 0,1 с. гипотеза о возможности аппроксимации ФПР изученных ВР с помощью метода мнимых источников в большинстве случаев отвергается критерием Колмогорова — Смирнова.

При использовании окна агрегации 0,1 с. аппроксимации ФПР, построенные для частей ВР как с помощью метода мнимых источников, так и с помощью аппроксимации Розенблатта-Парзена, изученных ВР оказываются отличными, что свидетельствует о нестационарности данных ВР.

При использовании окна агрегации 1,0 с. для аппроксимации ФПР изученных ВР методом мнимых источников обеспечивает удовлетворительное качество аппроксимации.

При использовании окна агрегации 1,0 с. для аппроксимации ФПР изученных ВР методом мнимых источников на различных временных интервалах параметры аппроксимирующих функций оказываются отличными друг от друга, что свидетельствует о том, что даже для больших значений окон агрегации интернет-трафик является нестационарным процессом.

IV. References

[1] Nikul'chev E.V., Pajain S.V., Pluzhnik E.V., Pitikov D.A. Vychislenie harakteristik dinamicheskogo haosa po trafiku komp'juternyh setej // Fundamental'nye issledovanija. 2014. 8–4. S. 812–816.

[2] Kolesnikov A.V., Ivanov I.P., Basarab M.A. Nelinejno-dinamicheskie modeli setevogo trafika // Nelinejnyj mir. 2014. T. 12, № 4. S. 44–56.

[3] Denisenko V.V. Sovremennye matematicheskie metody modelirovanija setej peredachi dannyh // Aktual'nye napravlenija nauchnyh issledovanij XXI veka: teorija i praktika. 2014. № 5–2. S. 178–181.

[4] Cisco Systems. Interconnecting Cisco networking devices // Cisco press. Vol. 1, 2013. 278 p.

[5] MAWI Working Group Traffic Archive: [Jelektronnyj resurs]. URL: http://mawi.nezu.wide.ad.jp/mawi (01.04.2015).

[6] Porshnev S.V., Bozhalkin D.A. Tehnologija semanticheskogo analiza dampa trafika informacionnyh potokov v komp'juternyh setjah // Informacionnye tehnologii. 2014. №11. S. 12-19.

[7] Porshnev S.V., Grebenkin M.K. Modificirovannaja zhidkostnaja model' magistral'nogo Internet-kanala // Saarbrücken: LAMBERT Academic Publishing, 2012. 172 c.

[8] Porshnev S.V., Koposov A.S. O vybore matematicheskih modelej raspredelenij ogranichennyh sluchajnyh posledovatel'nostej // Politematicheskij setevoj jelektronnyj nauchnyj zhurnal Kubanskogo gosudarstvennogo agrarnogo universiteta. 2012. №10(84). S. 298-312.

[9] Porshnev S.V., Ovechkina E.V., Kaplan V.E. Teorija i algoritmy approksimacii jempiricheskih zavisimostej i raspredelenij // Ekaterinburg: UrO RAN, 2006. 166 s.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INFORMATION SUPPORT OF RESEARCH ALGORITHMS FOR FIRE DETECTION ACCORDING TO SPACE MONITORING

Zraenko S. M.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Yekaterinburg,
620002, Russian Federation
Ph.: (343) 3754493, e-mail: z_sm@mail.ru

Abstract — Results on formation of a database about the actual fire situation for carrying out research and comparing by efficiency of the existing and developed algorithms of detection of forest fires according to remote sensing are provided. With the help of the developed database, you can make a request of fires that have occurred in a given area for a certain time period and area, as well as select the corresponding satellite images.

ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОЖАРОВ ПО ДАННЫМ КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА

Зраенко С. М.
ФГАОУ ВПО «Уральский Федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира,19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (343) 3754493, e-mail: z_sm@mail.ru

Аннотация — Представлены результаты по формированию базы данных о фактической пожарной обстановке для проведения исследования и сравнения по эффективности существующих и разрабатываемых алгоритмов обнаружения лесных пожаров по данным дистанционного зондирования. С помощью разработанной базы данных можно сформировать запрос о пожарах произошедших в заданном районе для определенных временного интервала и площади, а также подобрать соответствующие им космические снимки.

I. Введение

Применение данных дистанционного зондирования земли (ДЗЗ) наряду с существующими системами наземного и воздушного оповещения позволяет существенно повысить оперативность обнаружения и адекватность мониторинга лесных пожаров.

Существующие в настоящее время методики дистанционного обнаружения пожаров по орбитальным данным основаны на получаемых до 4-6 раз в сутки от спутников Terra и Aqua снимках спектрорадиометра MODIS которые обрабатываются алгоритмом MOD14 [1] и его модификациями. Однако, как показано нами в [2] эффективность указанных алгоритмов существенно снижается при обнаружении низовых лесных пожаров не говоря уже о маскировании возгораний облачностью. Отмеченные моменты требуют как доработки существующих алгоритмов для лесопожарного мониторинга, так и разработки новых, в том числе и адаптивных процедур для обнаружения термальных аномалий [3].

Такая постановка задачи приводит к необходимости моделирования пожарной обстановки и подбору материала о фактически произошедших пожарах для верификации и сравнения по эффективности существующих и разрабатываемых алгоритмов.

В докладе представлены результаты по формированию базы данных о пожарной обстановке для проведения такого исследования.

II. Основная часть

Формирование базы данных (БД) о фактической пожарной обстановке осуществлено с использованием информации из архивной картотеки пожаров в Свердловской области 1996-2003 годов. При этом в докладе приведен частный пример содержащихся в БД данных о пожарах поясняющий ее состав и информационные возможности. База данных создана с использованием СУБД Microsoft Access и информации содержащейся в использовавшихся ранее карточках учета лесных пожаров (Рис. 1).

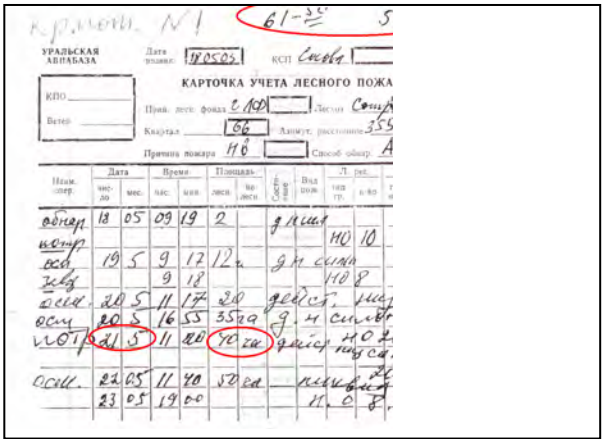


Рис. 1. Карточка учета лесных пожаров.

Fig. 1. Account card of forest fires

Эти карточки имеют несколько полей: номер пожара, лесничество, лесхоз, квартал, время и дата начала пожара, площадь пожара и способ его обнаружения, тип растительности, предпринятые меры тушения, дата и время окончания пожара. Большие пожары (площадью более 5 гектар) обычно сопровождаются пометкой «крупный пожар» и для них указываются географические координаты (долгота и широта).

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

При открытии базы данных появляется окно формы, с помощью которого пользователь может ознакомиться с информацией об известных пожарах с известными координатами (рис. 2).

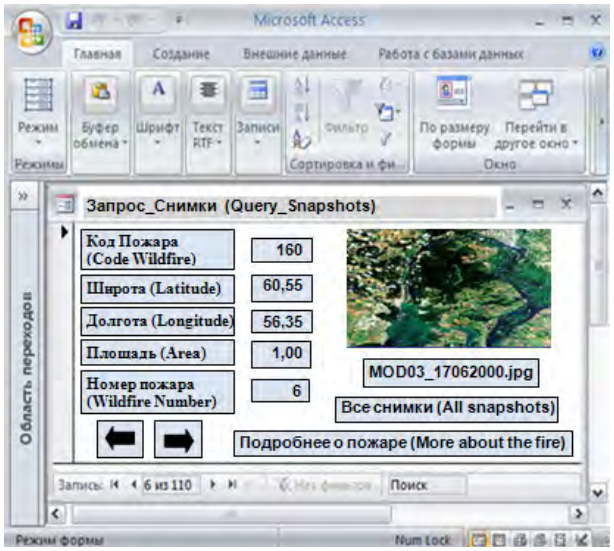


Рис. 2. Главное окно формы базы данных.

Fig. 2. The main window of the database form

При нажатии на кнопку «Подробнее о пожаре» на экран выводится форма с полными данными о пожаре (рис. 3).

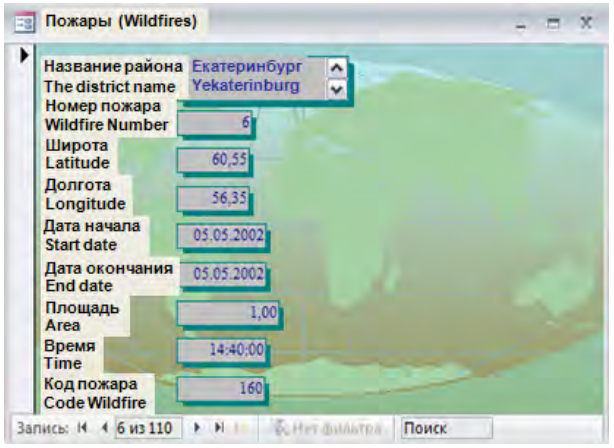


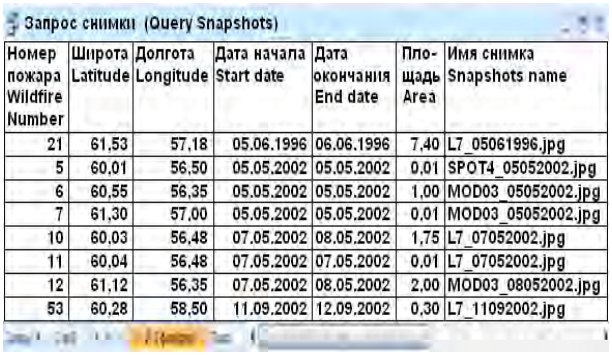
Рис. 3. Подробные данные о пожаре.

Fig. 3. Details about the fire

Следует отметить, что в данных формах реализовано отображение только пожаров из базы данных, координаты которых известны.

Наряду с разработанными стандартными формами, с базой данных можно работать в режиме таблицы создавая запросы для поиска необходимой информации. Например, можно создать выборку из пожаров, определенной продолжительности и обнаруженных заданным способом - по информации из лесничеств или по данным авиационного патрулирования.

Кроме этого необходимая информация может быть также извлечена с использованием фильтра применяемого к полям таблиц базы данных. В качестве примера на рисунке 5 приведены результаты выбора данных о пожарах, не превышающих 10 гектаров при условии, что для них известны географические координаты и имеются космические снимки.


Запрос снимки (Query Snapshots)

Номер пожара Wildfire Number	Широта Latitude	Долгота Longitude	Дата начала Start date	Дата окончания End date	Площадь Area	Имя снимка Snapshots name
21	61,53	57,18	05.06.1996	06.06.1996	7,40	L7_05061996.jpg
5	60,01	56,50	05.05.2002	05.05.2002	0,01	SPOT4_05052002.jpg
6	60,55	56,35	05.05.2002	05.05.2002	1,00	MOD03_05052002.jpg
7	61,30	57,00	05.05.2002	05.05.2002	0,01	MOD03_05052002.jpg
10	60,03	56,48	07.05.2002	08.05.2002	1,75	L7_07052002.jpg
11	60,04	56,48	07.05.2002	07.05.2002	0,01	L7_07052002.jpg
12	61,12	56,35	07.05.2002	08.05.2002	2,00	MOD03_08052002.jpg
53	60,28	58,50	11.09.2002	12.09.2002	0,30	L7_11092002.jpg

Рис. 4. Результат применения фильтра.

Fig. 4. The result of applying the filter

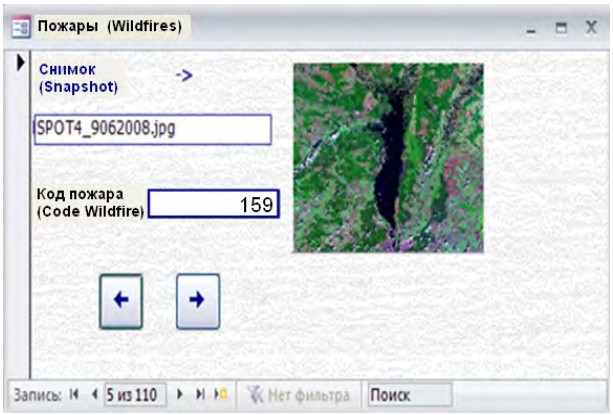


Рис. 5. Формирование запроса.

Fig. 5. The formation of the query

Для корректной работы разработанной базы данных, таблицы входящие в ее состав связаны между собой по соответствующим полям. Наличие в базе данных квиклуков снимков пожаров позволяет оценить влияние облачности на процедуру их обнаружения. Кроме этого, имя файла снимка позволяет найти его на внешнем носителе данных для использования при исследовании алгоритмов обнаружении пожара. Дополнительно, нажав на кнопку «Все снимки» в главном меню (Рис. 2), можно просмотреть все имеющиеся в базе данных снимки пожаров (Рис. 5).

III. Заключение

Разработана база данных о пожарах которая может использоваться для верификации алгоритмов мониторинга пожарной обстановки по данным дистанционного зондирования.

Работа выполнена при частичной поддержке РФФИ (Проекты № 13-07-12168 и № 13-07-00785).

IV. References

[1] Algorithm Theoretical Basis Documents - *https:// modis.gsfc.nasa.gov/data/atbd/*

[2] Zraenko S.M., Mymrina M.A., Ganzha V.V. Obuchaemyi algoritm obnaruzheniya pozharov po dannym distantsionnogo zondirovaniya [Learning algorithm of fire detection from remote sensing data]. *Zhurnal radioelektroniki: elektronnyi zhurnal*, 2014, N11. URL: http://jre.cplire.ru/jre/nov14/8/text.pdf

[3] Zraenko S.M., Mymrina M.A., Ganzha V.V. Application of remote sensing data for forest fires detection with the use of a trained thresholding algorithm. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2014, pp. 1151-1152.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE CYCLOSTATIONARY DETECTOR FOR COGNITIVE NETWORKS

Chistyakov A. V.
Vyatka State University
36, Moscow st., Kirov, Kirov reg.
610000, Russian Federation
Tel. (8832) 648734, e-mail: chistyakov@vyatsu.ru

Abstract — Detection of Primary Users (PU) signals is one of the core functions of cognitive node that can use licensed bandwidth. The most accurate techniques for such signals detection are based on the cyclic nature of statistical parameters of informational signals. This paper presents a general view on cyclostationary detector of PU for cognitive networks.

ЦИКЛОСТАЦИОНАРНЫЙ ДЕТЕКТОР ДЛЯ КОГНИТИВНЫХ СЕТЕЙ

Чистяков А. В.
Вятский Государственный Университет
36, ул. Московская, Киров, 610000, Россия
Тел: (8332) 648734; E-mail: chistyakov@vyatsu.ru

Аннотация — Одной их необходимых функций когнитивных узлов, способных использовать лицензированные частоты, является детектирование сигналов первичных пользователей этих частот. Наиболее точные методы решения подобной задачи основаны на цикличности статистических характеристик информационных сигналов. В настоящей статье представлен общий вид циклостационарного детектора первичных пользователей для когнитивных сетей.

I. Introduction

Context aware radio systems (cognitive radio, CR) became promising technology that can substantially increase the efficiency of spectrum utilization. The part of the proposed in [1] "cognitive cycle" is the spectrum sensing, which is a key technology for the CR to become feasible. To use spectrum opportunistically, cognitive nodes have to detect a free bandwidth and recognize activity of licensed users (Primary Users, PU).

As every man-made signal, PU's signal contains explicit information, integrated for the purpose of synchronization. As the result, such signals exhibit cycles in statistical characteristics. This paper presents a detector of PU's signals based on the cyclostationary features, obtained from the cyclic spectrum and cyclic autocorrelation function of the signal.

II. Main Part

The basic theory of cyclostationarity can be found in papers [2–4]. The main tools for analysis of cyclostationary signals are cyclic autocorrelation function and cyclic spectrum. The cyclic autocorrelation function (CAF) reveals cyclic features of the signal in time domain. It is determined as the Fourier transform of delay product of conventional autocorrelation function. The cyclic spectra presents correlation between frequency bands of the signal.

Let the input signal $x(nT_s)$ of the discrete system has the correlation function

$$R_x(kT_s) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x(nT_s+kT_s)x^*(nT_s),$$

where T_s is the sampling interval. The signals CAF then can be written as

$$R_x^\alpha(kT_s) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x(nT_s+kT_s) \times x^*(nT_s)e^{-j2\pi\alpha nT_s}.$$

The cyclic frequency $\alpha \in [0,1]$. In practice, only several samples of analyzed signal are present, so ideal CAF is replaced by its estimate

$$R_X^\alpha(kT_s) = \frac{1}{N_\tau} \sum_{n=0}^{N_\tau} x(nT_s + kT_s)x^*(n)e^{-j2\pi\alpha nT_s},$$

where $N_\tau = N - k$ and N is number of samples available.

Cyclic spectra (CS) can be mathematically expressed as

$$S_X^\alpha(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(k,f+\alpha)X^*(k,f),$$

where $X(\cdot)$ is the spectrogram and α is the frequency offset. Calculation of cyclic spectra is a highly computation resource demanding operation, so practical CS estimates can be obtained using several methods, based on time smoothing

$$S_{X_{\Delta T}}^\alpha(n,f)_{\Delta t} = \frac{1}{\Delta t} \sum_{m=n-\frac{\Delta t}{2}}^{n+\frac{\Delta t}{2}} X_{\Delta T}(m,f+\frac{\alpha}{2})X_{\Delta t}^*(n,f-\frac{\alpha}{2}).$$

The time-smoothed CS is an asymptotical estimation of ideal cyclic spectra

$$S_X^\alpha(f) = \lim_{\Delta T\to\infty} \lim_{\Delta t\to\infty} S_{X_{\Delta T}}^\alpha(f)_{\Delta t}.$$

In example, Fig. 1 and Fig. 2 presents CAF and CS of double-side amplitude modulated (AM) signal in additive white Gaussian noise (AWGN) with signal-to-noise ratio SNR = 3dB. As it can be seen, both of them exhibits regular structure because of cyclic nature of AM signal, while noise fraction leads to ripple, uniformly distributed across the plane. These regularities can be utilized for detection of PUs signals. We should mention, that cyclic spectra is calculated using one of time-smoothed algorithms called SSCA [5]. Our source code for both CAF and CS calculation can be found in [6].

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

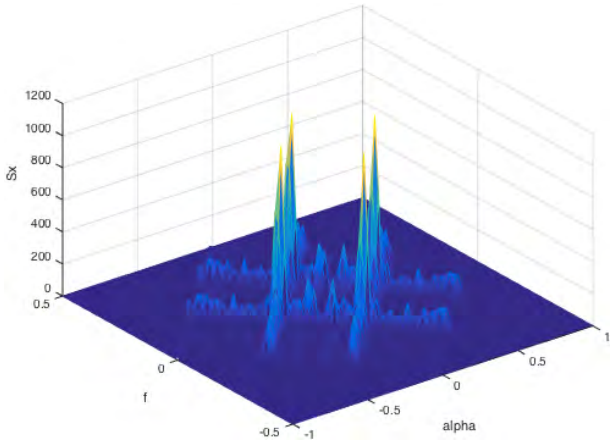


Fig. 1. Cyclic spectra of double-sided amplitude modulated signal in AWGN, calculated with SSCA algorithm.

Рис. 1. Циклический спектр АМ сигнала в шуме, вычисленный с помощью алгоритма SSCA

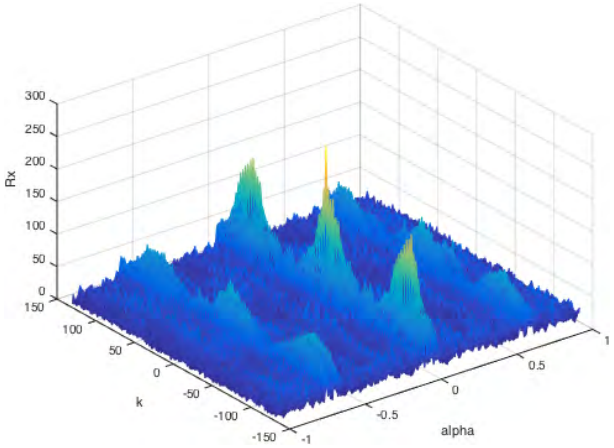


Fig. 2. Cyclic autocorrelation function of double-sided amplitude modulated signal in AWGN.

Рис. 2. Циклическая автокорреляционная функция АМ сигнала в шуме

To use aforementioned regularities, the classification technique should be developed. One of the approaches that can be utilize is maximum likelihood ratio test. The problem of PUs signal detection can be expressed as a binary hypothesis testing problem of H_0 and H_1

$$H_0 : x(nT_s) = w(nT_s)$$
$$H_1 : x(nT_s) = s(nT_s) + w(nT_s)$$

where $w(nT_s)$ represents the samples of noise and $s(nT_s)$ are samples of informational signal.

The hypothesis is selected by comparing the test statistics with the threshold. Thus, there are two main challenges when building PU's signal detector: calculating test statistics and selecting the threshold.

Considering distinct features of CS and CAF, test statistics can be calculated from theirs values at specific clycle frequencies and lags (in case of CAF) or frequencies (in case of CS), representing the signal of interest. To follow this approach, one need to know the exact cycles that exhibit cyclostationary nature of the signal to be detected. This is the main drawback of this method. Problem of test statistics calculation is widely presented in publications [7, 8]. One of the proposed statistics can be calculated as follows

$$T_{mc} = \frac{\frac{1}{N_\tau}\left|\sum_{n=0}^{N_\tau-1}\frac{1}{\eta_n}x[n]x^*[n+\tau]\sum_{k=0}^{K-1}e^{-j2\pi\alpha_k n}\right|^2}{\frac{1}{N_{\tilde{\tau}}}\left|\sum_{n=0}^{N_{\tilde{\tau}}-1}x[n]x^*[n+\tilde{\tau}]e^{-j2\pi\beta n}\right|^2}.$$

The numerator accumulates CAF values at specified cyclic frequencies α_k, while denominator normalizes overall statistics to the specific noise values. The simplest test statistics can be expressed as

$$T_{mc} = \frac{1}{N_\tau}\sum_{n=0}^{N_\tau} x(nT_s + kT_s)x^*(n)e^{-j2\pi\alpha nT_s},$$

which is just the value of CAF at one specified cycle α. It yields a so-called "single-cycle detector". Taking into account several values leads to multi-cycle detector [7]. To calculate the threshold we need first to choose the false detection probability P_f and to estimate the probability density functions of the noise.

III. Discussion

Described detector adopts cyclostationarity theory for detecting of PUs signals for cognitive networks. We propose the whole structure from feature extraction to decision making. In addition, we publish source code [6] of feature extraction algorithms. This work can be useful for developing improvements for cyclostationary detectors.

IV. Conclusion

This paper present a general view on cyclostationary detector for PUs signal detection in cognitive networks. Cyclostationary features are obtained by calculating either the cyclic autocorrelation function or cyclic spectra. The detector accumulate values of these functions at specific cycles, which can be obtained analytically or empirically. The final decision about presence or absence of the PUs signal is made by applying likelihood ratio test, leading to fixed false detection probability. This work was done as a part of the project of the Government Order 8.586.2014/K of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation.

V. References

[1] Mitola J., Maguire G.Q. Cognitive radio: making software radios more personal. *IEEE Personal Communications*, 1999. vol. 6, No 4. pp. 13–18.

[2] Gardner W.A., Napolitano A., Paura L. Cyclostationarity: half a century of research. *Signal Processing*, 2006. vol. 86. pp. 639–697.

[3] Gardner W. A. Statistical spectral analysis. A nonprobabilistic theory, Prentice Hall. 1987.

[4] Gardner W.A., Spooner C.M. The cumulant theory of cyclostationary foundation, Part I. *Signal Processing Magazine,* 1994. vol. 42, pp. 3387–3408.

[5] Roberts R.S., Brown W. A, Loomis Jr. H.H. Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis. *Signal Processing Magazine*, 1991. vol. 8. pp. 38–49.

[6] Code repository. Available at: http://github.com/nzpr/CS (accessed 9 may 2015).

[7] Dandawatk A. V, Giannakis G.B. Statistical tests for presence of cyclostationarity. *Signal processing, IEEE transactions on*, 1994. vol. 42, № 9.

[8] Riba J., Font-Segura J., Villares J., Vasques, G. Frequency-domain GLR detection of a second-order cyclostationary signal over fading channels. *Signal processing, IEEE transactions on*. 2014. vol. 62, № 8. pp. 1899–1912.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF THE METADATA MAINTAINING SYSTEM AND CARTOGRAPHIC MATERIALS ACCOUNTING

Zraenko Y. D.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: 8 (902) 2652263, e-mail: sirena-sky@yandex.ru

Abstract — In the present article questions of expeditious providing actual spatial information to consumers are considered. For the solution of these questions implementation of the Concept of creation and development of the Russian infrastructure of spatial data is offered. Development of effective standard systems is necessary for practical application of the concept.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ВЕДЕНИЯ МЕТАДАННЫХ И УЧЕТА КАРТОГРАФИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Зраенко Ю. Д.
ФГАОУ ВПО «Уральский Федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира,19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: 8 (902) 2652263, e-mail: sirena-sky@yandex.ru

Аннотация — В настоящей статье рассмотрены вопросы оперативного предоставления актуальной пространственной информации потребителям. Для решения этих вопросов предлагается реализация Концепции создания и развития Российской инфраструктуры пространственных данных. Для практического применения концепции необходима разработка эффективных типовых систем.

I. Введение

В настоящее время в Российской Федерации многие федеральные органы исполнительной власти, органы исполнительной власти субъектов Российской Федерации, органы местного самоуправления, хозяйствующие субъекты создают и используют пространственные данные. Объемы накапливаемой, обрабатываемой и распространяемой картографической информации постепенно возрастают. В результате перед потенциальными пользователями встает трудно разрешимая проблема поиска необходимой информации, не имеющая другого решения кроме как проведение очередного обновления карт или топосъемки [1]. Это является одной из причин дублирования работ. Решением данной проблемы может стать разработка и внедрение инструмента сбора и предоставления информации о созданных пространственных данных потребителям, позволяющего оперативно и с минимальными затратами найти необходимые данные.

Принятая Концепция создания и развития РИПД [1] определила новое для российского картографического сообщества понятие – метаданные. Под метаданными понимают «данные о данных». Согласно [1], «метаданные – это данные, которые позволяют описывать содержание, объем, положение в пространстве, качество и другие характеристики пространственных данных и пространственных объектов».

Метаданные нужны для поддержки процессов информационного обмена: они используются при каталогизации, учете, статистической обработке и анализе, а также обеспечивают возможность планирования, быстрого поиска и восстановления данных. Именно с помощью метаданных потенциальный потребитель продукции или услуги может оценить ее пригодность для использования [3].

II. Основная часть

Проблемы поиска нужной информации стояли перед человечеством всегда. Поэтому вопрос об установлении неких правил ведения метаинформации для облегчения поиска был поставлен значительно раньше, чем сформировался рынок цифровых пространственных данных. Историческим предшественником каталогов пространственных данных являются виртуальные каталоги библиотек. Наиболее известным набором метаданных для библиотечных каталогов является так называемое Дублинское ядро (Dublin Core, http://dublincore.org/), стандартизованное в ISO 15836. Этот набор включает следующие элементы: название, тема, описание, источник, язык, связи, охват (в пространстве и/или времени), создатель, издатель, соавтор, права, дата, тип, формат, идентификатор.

Принятие Концепции [1], выход стандарта [2-4], успех соответствующих инициатив за рубежом заставили задуматься российских производителей о собственных шагах в данном направлении. Стали очевидными проблемы поиска и учета готовой продукции. Особенно остро этот вопрос встал при сборе материалов для наполнения Банка геопространственных данных УрФО. «Архив» обеспечивает первоначальный этап технологической цепочки по реорганизации информации и выступает как источник данных для других систем Банка.

Система «Архив» представляет из себя программный продукт, предназначенный для хранения всей промышленной информации. Она обеспечивает выполнение следующих функций:

1. хранение векторных и растровых данных, а также вспомогательной информации, в согласованных форматах;
2. операции по загрузке и выгрузке данных, графическое представление загруженных данных;
3. ведение метаинформации;
4. формирование отчетов;
5. разграничение доступа к информации на основе ролей и индивидуальных профилей пользователей;
6. централизованное администрирование системы и управление информационной безопасностью.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Модуль «Архив» (рис. 1) реализован в трехзвенной архитектуре и включает следующие компоненты: базу данных, сервер приложений, Web-сервер. База данных управляется средствами СУБД Oracle Enterprise Edition 11g. Доступ к пользовательскому приложению осуществляется через Web-браузер.

Информационная база состоит из трех блоков: первый отвечает за хранение основных данных, второй блок выполняет функцию накопления метаданных, третий блок содержит дополнительную технологическую информацию. Соответственно, при загрузке данных первоначально заполняется первый блок, потом второй и третий.

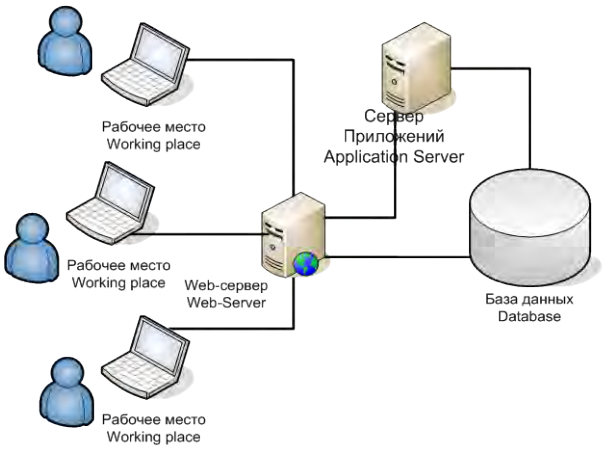


Рис. 1. Архитектура системы «Архив».

Fig. 1. Architecture of Archive system

Кроме хранения данных и метаданных, система «Архив» позволяет визуализировать загруженную информацию и содержит инструменты поиска по пространственному запросу и/или атрибутам. Для поддержки функции визуализации в систему загружены слои административного деления и номенклатурная разграфка в формате шейп–файла (*.shp) или *.MIF/MID. На картограмме отображается наличие в системе тех или иных единиц хранения; имеется возможность показа габаритных рамок и preview–файлов. Интерфейс системы представлен на рис. 2.



Рис. 2. Интерфейс системы «Архив».

Fig. 2. Interface of Archive system

Система «Архив» позволяет осуществлять выгрузку метаданных в XML–файл. Структура разметки XML–файла подготовлена в соответствии с [4]. Таким образом, система «Архив» реализует технологию формирования метаданных и подготовки их к публикации (посредством XML).

III. Заключение

Система «Архив» разработана в соответствии с положениями, декларируемыми концепцией создания и развития РИПД [1]. Она обеспечивает неразрывный цикл подготовки метаданных. Одновременно «Архив» реализован как независимая система электронного хранения и может распространяться как самостоятельный программный продукт. Система может быть установлена на предприятиях-производителях пространственных данных в РФ; в результате появится возможность связать региональные Банки геопространственных данных по единому стандарту.

В настоящий момент «Архив» внедрен на ОАО «Уралгеоинформ», с помощьб системы была проведена инвентаризация созданной продукции и сформированы метаданные на все единицы хранения.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Draft of the Concept of formation of the Russian Infrastructure of Spatial Data (RISD) – *http://www.elrussia.ru/37263*
[2] ISO 19115–2003 Geographic information – Metadata;
[3] ISO 19119–2005 Geographic information – Services;
[4] ISO 19110:2005 «Geographic information. Methodology for feature cataloguing» – *http://www.iso.org/iso/ catalogue_detail.htm?csnumber=44459*

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INFORMATIZATION OF ELECTRIC POWER SYSTEMS BASED ON THE USE OF 6loWPAN STANDARD

Tulsky V. N. [1], Nasyrov R. R. [1], Vanin A. S. [1], Aleshin S. V. [2], Barkov V. N. [2], Savochkin A. A. [3], Novikov D. O. [2, 4]
National Research University «Moscow Power Engineering Institute»[1]
14, st. Krasnokazarmennaya, Moscow, 111250, Russian Federation
Ph.: +7(495)3627096 , e-mail: tulskyvn@mail.ru
FSUE «Experimental factory of scientific engineering and special design department of RAS»[2]
9, Academician Semenov Ave., Chernogolovka, Moscow region, 142432, Russian Federation
Ph.: +7(495)9933757 (ex. 549), e-mail: sv.aleshin@gmail.com
FSAEI of Higher Education «Sevastopol State University»[3]
33, st. Universitetskaya, Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: +7(8692)435108, e-mail: svchkn@gmail.com
National research university of technology «Bauman Moscow State Technical University»[4]
5/1, st. Baumanskaya 2-ya, Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: +7(499)2614570, e-mail: zerooo@list.ru

Abstract — A way of solving the problems of monitoring and control power grids by data transmission system based on the use wireless technologies was shown. The comparison of characteristics of wireless technologies and the advantages of the use of the 6loWPAN standard. The application of the standard 6loWPAN allows to provide access to each node of the power system by a unique IP address.

ИНФОРМАТИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СТАНДАРТА 6loWPAN

Тульский В. Н. [1], Насыров Р. Р. [1], Ванин А. С. [1], Алешин С. В. [2], Барков В. Н. [2], Савочкин А. А. [3], Новиков Д. О. [2, 4]
ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский университет «МЭИ»[1]
ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250, Российская Федерация
тел.: +7(495)3627096 , e-mail: tulskyvn@mail.ru
ФГУП «Экспериментальный завод научного приборостроения со специальным конструкторским бюро РАН» [2]
пр. академика Семенова, 9, Черноголовка, Московской обл., 142432, Российская Федерация
тел.: +7(495)9933757 (доб. 549), e-mail: sv.aleshin@gmail.com
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» [3]
ул. Университетская 33, Севастополь, 299053, Крым
тел.: +7(8692)435108, e-mail: svchkn@gmail.com
ФГБОУ ВПО «Московский Государственный Технический Университет имени Н.Э. Баумана»[4]
ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Российская Федерация
тел: +7(499)2614570, e-mail: zerooo@list.ru

Аннотация — Предложен вариант решения задач контроля и управления электрическими сетями с использованием системы передачи данных мониторинга и управляющих сигналов на основе беспроводных технологий. Выполнено сравнение характеристик беспроводных технологий и показаны преимущества использования стандарта 6loWPAN. Применение стандарта 6loWPAN позволяет обеспечить доступ к каждому узлу электроэнергетической системы по уникальному IP адресу.

I. Введение

Одним из аспектов развития электрических сетей является их информатизация, т.е. обеспечение тесной информационной взаимосвязи её элементов друг с другом посредством цифровых сетей обмена данными. Для этого на существующую электроэнергетическую систему накладывается информационная система (ИС). ИС должна обеспечивать функции мониторинга текущих состояний, формирования статистической информации, передачи информации и управляющих сигналов между различными элементами электрической сети, анализа, обработки и прогнозирования изменения параметров режима и состояний сети. Одним из основных элементов ИС является информационная сеть, состоящая из каналов передачи данных, и позволяющая выполнять обмен данными между различными точками информационной и электрической системы.

Требования к информационной сети зависят от следующих параметров [1]: скорость обмена данными; объем пересылаемой информации; уровень надежности; поддержка функций безопасности.

II. Основная часть

При передаче сигналов управления релейной защитой и автоматикой требования по скорости максимальны, поскольку следует обеспечить минимальное время устранения аварийного режима. Время передачи сигнала в этом случае составляет доли периода промышленной частоты (4-10 мс), а объем передаваемой информации крайне мал.

Для обеспечения мониторинга состояния и режима сети необходимо в реальном времени передавать значения токов и напряжений фаз от каждой точки контроля в центр анализа и обработки результатов [2]. Требования к скорости передачи данных значи-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

тельно меньше, чем в предыдущем случае, но выше объем передаваемой информации.

На основе полученных данных решаются задачи контроля качества электроэнергии, сбора статистической информации о режимах рассматриваемой точки сети, формирования управляющих воздействий на сеть.

Для того, чтобы по результатам измерений можно было судить о соответствии качества электроэнергии, пункты контроля в распределительных сетях, в соответствии с ГОСТ 32144-2013, должны быть расположены во всех точках присоединения потребителей.

Точки измерения параметров режима в распределительных сетях являются самыми многочисленными [2, 4]. Из необходимости установки большого количества измерительных устройств следуют требования к их простоте и унификации. Приборы должны измерять мгновенные значения фазных токов и напряжения, усреднять эти значения на секундном интервале и передавать результат в центр анализа и обработки результатов.

Особенностью системы измерения в распределительных сетях является высокая территориальная плотность точек контроля и небольшие расстояния между ними. Система передачи информации должна учитывать эти особенности и не приводить к усложнению системы мониторинга. Исходя из этого, целесообразным представляется использование беспроводных способов передачи данных.

В концепции построения интеллектуальной энергосистемы [5] отмечается, что управление электрическими сетями должно быть максимально автоматизировано. Это означает, что управляющие воздействия на сеть должны формироваться на основе результатов мониторинга в режиме реального времени автоматически без участия оператора. В этом случае ошибки и отказы в системе мониторинга могут приводить к формированию неверных управляющих воздействий, представляющих опасность для электрической сети. Следовательно, к системе передачи данных предъявляются высокие требования с точки зрения надежности и безопасности. Эти системы должны быть недоступны для стороннего вмешательства, опасность которого увеличивается при информатизации технических систем. Одним из возможных решений данной задачи может стать применение концепции «Интернет вещей» [6].

В настоящее время существуют технологии беспроводных сетей предназначенные для передачи данных на небольшие расстояния: **WLAN/Wi-Fi** — технология, основанная на стандарте IEEE 802.11; **ZigBee** — беспроводной протокол, основанный на использовании ячеистой (mesh) сети, базирующийся на стандарте IEEE 802.15.4; **Bluetooth** — протокол беспроводных коммуникаций, широчайшим образом представленный в мобильных устройствах (стандарт IEEE 802.15.1); **6LoWPAN** — протокол, объединяющий преимущества стандарта IEEE 802.15.4 и полной поддержки IPv6. В таблице 1 приведены характеристики различных беспроводных технологий.

Таблица 1

Характеристика	Wi-Fi	ZigBee	Bluetooth	6LoWPAN
Скорость, Мбит/с	10-300	до 0,25	до 1	0,25
Дальность	до100м	до 75 м	до 10 м	до 400 м
Поддержка IP	IPv6	Частично SEP2	Отсутствует	IPv6
Безопасность	TKIP, AES	AES	Наличие проблем [7]	IPSec

Для практической реализации в отношении системы мониторинга электросети оптимальным представляется решение на основе беспроводной mesh-сети [8], построенной из устройств 6LoWPAN. Стандарт 6LoWPAN решает одну из серьезных проблем, связанных с беспроводными сенсорными сетями — унификация работы сети и доступа к данным [9].

6LoWPAN расширяет стандартизацию доступа к устройствам практически до уровня прикладных задач, параллельно решая проблемы с интеграцией беспроводных узлов в IP-сети [10]. Наличие такого унифицированного доступа позволяет использовать прозрачный доступ к каждому устройству, что ведет к новой парадигме инфраструктуры информационного обмена. Технология предполагает создание убиквитарнойой сети, т.е. сети, состоящей из большого числа различных проводных и беспроводных устройств, имеющий единую IPv6 адресацию и единый формат передаваемых данных [11].

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках мероприятия 1.2 ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы» (уникальный идентификатор проекта RFMEFI57414X0095).

III. Заключение

Рассмотрена возможность использования технологий беспроводных сетей для информатизации электроэнергетических систем и решения задач контроля качества электроэнергии. Применение стандарта 6loWPAN позволяет обеспечить доступ к каждому узлу электроэнергетической системы из внешних сетей по уникальному IP-адресу, что значительно упрощает интеграцию узлов в IP-сети.

IV. References

[1] МЭК 61850. Коммуникационные сети и системы подстанций. Общий обзор для пользователей.

[2] Насыров Р.Р. Система активно-адаптивного регулирования напряжения в распределительных электрических сетях 110-220/6-20 кВ / Р.Р. Насыров, В.Н. Тульский, И.И. Карташев // Электричество. — 2014. — №12. — С. 13-17.

[3] ГОСТ 32144-2013, Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

[4] Калиников К. Системы непрерывного контроля качества электроэнергии электросетевой компании / К. Калиников // Электроэнергия. Передача и распределение. — 2013. — №4. — С. 54-59.

[5] Дементьев Ю.А. Концепция интеллектуальной электроэнергетической системы России с активно-адаптивной сетью (ИЭС ААС) [Электронный ресурс]. — 2012. — Режим доступа: http://www.ruscable.ru/article/Koncepciya_intellek tualnoj_elektroenergeticheskoj/

[6] Jan Holler, Vlasios Tsiatsis, Catherine Mulligan, Stefan Avesand, Stamatis Karnouskos and David Boyle. From Machine-To-Machine to the Internet of Things Introduction to a New Age of Intelligence // Elsevier Ltd 2014. — P. 321.

[7] Gehrmann C, Persson J, Smeets B. Bluetooth security. Norwood, MA: Artech House Inc., 2004.

[8] Castellani A.P., Ministeri G., Rotoloni M., Vangelista L., Zorzi M. Interoperableand globally interconnected smart grid using IPv6 and 6LoWPAN // IEEE proceedings of international conference on communications(ICC). — 2012. — P. 6473-8.

[9] Julien Montavont, Damien Roth, Thomas Noël. Mobile IPv6 in Internet of Things: Analysis, experimentations and optimizations // Ad Hoc Networks, 2014, V.14. — P. 15-25. DOI:10.1016/j.adhoc.2013.11.001.

[10] Zach Shelby, Carsten Bormann. 6LoWPAN: The Wireless Embedded Internet // Wiley. — 2009. — P.244.

[11] Xiaonan Wanga, Huanyan Qianb. Research on all-IP communication between wireless sensor networks and IPv6 networks // Computer Standards & Interfaces, V.35, I. 4. — P. 403-414. DOI:10.1016/j.csi.2012.12.001

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MODEL RECONFIGURATION OF DATA CHANNELS IN A DISTRIBUTED OBJECTS SYSTEM

Klevtsov S. I., Klevtsova A. B.
South Federal University "SFEDU"
81, Str. Petrovskaja, Taganrog, Rostov region. 347900, Russia
Tel. +7-8634-328025, e-mail: sergkmps@mail.ru

Abstract — A mathematical model for situational control topology navigation system developed. The model allows to provide program change of topology of channels of transfer and schemes of processing of the information in system at occurrence of a supernumerary situation in data links. The model defines procedures for situational management of system topology and their sequence. Functionality of system is supplemented with corresponding possibilities without change of its base architecture.

МОДЕЛЬ ИЗМЕНЕНИЯ КОНФИГУРАЦИИ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЕ ОБЪЕКТОВ

Клевцов С. И., Клевцова А. Б.
Южный федеральный университет
81, ул. Петровская, Таганрог, Ростовская обл., 347900, Россия
Тел: +7-8634-328025; E-mail: sergkmps@mail.ru

Аннотация — Разработана математическая модель для ситуационного управления топологией навигационной системы. Модель позволяет обеспечить программное изменение топологии каналов передачи и схем обработки информации в системе при возникновении нештатной ситуации в каналах передачи данных. Модель определяет процедуры для ситуационного управления системной топологией и их последовательность. Функциональность системы дополняется соответствующими возможностями без изменения ее базовой архитектуры.

I. Introduction

In the process of functioning of the local network-based navigation beacons may experience abnormal or emergency situations that may be associated with a variety of defects or failure of individual components, such as fault or failure of the individual channels to collect information. In this case, it may be a situation where navigation problem can not be executed or partially executed. For disaster recovery usually requires immediate troubleshooting and elimination of failures in the system, which is often associated with stopping work and, as a consequence, with financial, time and other losses.

II. Main Part

For the decision of the given problem it is offered to exercise situational control of topology of channels of transfer and processing of the information of system, having added its functionality with corresponding possibilities without change of base architecture.

Let there is a navigating system on the basis of a network of the radio beacons which are carrying out functions of pseudo-companions, transferring the data for navigation to control-correcting stations [1] which we will designate through (CCS): $ID = \{ID(i)\}$, $i = 1, I_d$ where *i* - station number, I_d - all stations in system.

Let's consider model CCS as the system consisting of radio beacons (pseudo-companions) and the module of processing (MP CCS) in which there is a data processing, arriving with pseudo-companions. Also in structure CCS there is a communication channel with others CCS for reception-data transmission and commands. Everyone CCS has set of pseudo-companions.

Set of the pseudo-companions which are carrying out a role of channels of data gathering (CDG), we will designate through, $D = \{D(i, j)\}$, $i = 1, I_d$, here j - number CDG in CCS with number *i*. To each channel D(i, j) the set of parametres of identification of the channel $R_d(i, j, k_v)$, where k_v - an index which defines a parametre kind is put in conformity.

Let's define for everyone CDG transition function:

$$G_d : R_d(i, j, k_z) \to \overline{R_d}(k_v, k_z)$$

Transition function connects a current set of parametres from *j* CDG *i* CCS with a set of values of parametres from the fixed set of possible values.

For definition of parametres of external communication channels, i.e. to communication between two CCS, to everyone CCS we will put in conformity set of identifiers of an external communication channel (ECC).

Then

$$IC = \{IC(i, i1)\},\ i, i1 = 1, I_d,\ i \neq i1,$$

where *i* - number of the given subscriber of a communication channel (considered CCS), *i1* - network customer address with which there can be a communication channel (another CCS).

To each identifier of communication we put in conformity a set of its parametres characterising:

$$\{R_{IC}(i, i1, \upsilon_v)\},\ \upsilon_v = 1, \upsilon_v.$$

Then it is possible to define function of transition for everyone ECC:

$$G_{IC} : R_{IC}(i, i1, \upsilon_v) \to \overline{R_{IC}}(\upsilon_v, \upsilon_z).$$

Function of transition G_{IC} connects a current set of parametres of a communication channel between i and i1 CCS with a concrete set of values of parametres from the fixed set of possible values.

To everyone CCS we will put in conformity set of algorithms of reception realised by it, processings and information transfers:

$$\{ALG(i, i_{a\lg}, key_i)\},\ i_{a\lg} = 1, I_{a\lg},$$

$$key_i = 0,1,\ i = 1, I_d,$$

where $i_{a\lg}$ - number of algorithm, key_i - a key of realisation of algorithm for i CCS: key=0 - algorithm is not realised, key=1 - the algorithm is realised.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

For concrete i CCS the set of algorithms can be presented in the form of a matrix.

Let's define condition CCS as a line:

$$S(i) = (R_d, R_{IC}, ALG)_i,\ i = 1, I_d,$$

where $R_d = (i, j, k_v)$, $R_{IC} = (i, i1, \upsilon_v)$,

$$ALG = ALG(i, i_{a\lg}, key_i).$$

Then the system can be presented in the form of set of conditions of all CCS, i.e. it is possible to generate a vector $(S(1) \quad S(2) \quad ... \quad S(I_d))^T$, which defines as a whole a system condition, and from the point of view of network topology, - a configuration of communications and channels of data gathering with definition of the realised algorithms providing functioning of communications, channels and data processing schemes.

It is obvious that for any system there is a condition characterising system as efficient, and a condition when the system can be unstable, partially efficient, completely disabled i.e. when the supernumerary situation demanding certain sequence of actions on transition in a configuration which will be efficient is fixed, but can differ from the previous efficient configuration.

Let's define set *S* + - set of admissible, regular conditions CCS, that is from the point of view of topology *ID (i)* CCS it is efficient, if $S(i) = (R_d, R_{IC}, ALG)_i \in S^+$, and, actually *ID (i)* CCS it is not efficient (from the point of view of topology), if $S(i) = (R_d, R_{IC}, ALG)_i \notin S^+$.

In this case we will designate also a condition S - (i), meaning that any one or group of values of characteristics Rd, RIC, ALG have changed under the influence of destabilising influence of external or internal character, for example, there was disabled one of channels of data gathering of i CCS in connection with direct physical influence on this channel.

We name a configuration of system a vector

$$Config = (S(1) \quad S(2) \quad ... \quad S(i) \quad ... \quad S(I_d))^T$$

The system may take a variety of configurations. If there is $S^-(i) \notin S^+$, this configuration defines an unintended state. If all $S(i) \in S^+$, the configuration work $Config(l) \in Config^+$. For a system, there are many valid Lp (health) configurations *Config +.*

The configuration of the type

$$C(l) = \left(S(1) \quad ... \quad S^-(i) \quad ... \quad S(I_d)\right)^T$$

we call situational configuration or just the situation. The situation - this is a special configuration that is not stable, and immediately after the occurrence triggers a topology change the channel system. Change the situation means moving objects in the system of the situation in the working configuration.

The circuit topology change channels associated with the transformation of the system configuration:

$$Config(l-1) \xrightarrow{F_{df}} C(l) \xrightarrow{W} Config(l+1)$$

where the symbol F_{df} is uncontrolled destabilizing effects; *W* means a set of actions in a specific sequence, which is realized in the transition from situation to acceptable configuration.

Transition $C(l) \xrightarrow{W} Config(l+1)$ is formed as the implementation of a sequence of individual events $CC^l_{k_C}$, where the indices *l* and K_C means belonging events K_C to the situation of C(l), kc = 1, KL.

We assume that there is a set of actions $W^l = \{W^l_{k_C}\}^{K_C}_{k_C=1}$, that allows you perform the migration, where $W^l_{k_C}$ - the act of transfer from state $CC^l_{k_C}$ to state $CC^l_{k_C+1}$, or $W^l_{k_C} : CC^l_{k_C} \to CC^l_{k_C}$.

Thus, contingency management network topology can be determined by the general expression:

$$G_{CW} : C(l) \to Config(l+1) : [\{W^l_{k_C} : CC^l_{k_C} \to CC^l_{k_C+1}\}^{K_C}_{k_C=1}, CC^l_{K_C+1} = Config(l+1)] \quad (1)$$

III. Discussion

The model defines the transition from inoperable distributed object systems, such as in this case, the beacon network navigation system. The starting point for the launch of a non-standard state of network and data processing that occurs when exposed to internal or external destabilizing factor. The current configuration of the channel system in this case from the work goes to the level of situational configuration. This state of the system is determined by the situation. Change the situation means moving objects in the system of the situation in the working configuration of the many possible configurations:

$$G_C : C(l) \to Config(l+1) : (R_d, R_{IC}, ALG)^l_i \to (R_d, R_{IC}, ALG)^{l+1}_i, (R_d, R_{IC}, ALG)^l_i \notin S^+, (R_d, R_{IC}, ALG)^{l+1}_i \in S$$

The transition from situation C (l) in the situation of the working configuration Config(l+1) is subject to change in the status of all *Id* CCS through action $W^l_{k_C}$. The model defines formal rules and procedures of this transition.

IV. Conclusion

Thus, the mathematical model of situational management by topology of navigating system on the basis of a network of the radio beacons is developed, allowing to provide program change of topology of channels of transfer and schemes of processing of the information in system at occurrence of a supernumerary situation in channels of gathering and data processing knots. The proposed model is focused on the use of Petri nets [2] as a tool for case studies topology systems.

V. References

[1] Alergant M.S. Functional addition to GLONASS-based pseudo- satellites to ensure accurate landing of aircraft and special tasks. Concern "Almaz-Antey". - http://www.vedapro.ru/files/GPS2.pps

[2] J. Peterson. The theory of Petri nets and modeling systems: Trans. from English. - M .: Mir, 1984.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE USE OF ROUTE REFLECTORS TO STABILIZE THE EXCHANGE OF ROUTING INFORMATION

Bobryshev I. S., Papulovskaya N. V.
Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Professional Education
«Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin», Ekaterinburg, Russia
32 Mira st., Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: (343) 3754145, e-mail: pani28@yandex.ru

Abstract — The article updated routing problem within an autonomous system. The solution of this problem would stabilize the operation of the network in case of accidents and high loads. A method for generating analog of routing table based on the modification of the actual table. Two test sites were constructed for testing and finding a method of stabilization of an autonomous system routing information. The result of the introduction of an autonomous system route reflectors showed that route reflectors increases the stability of the system routing within an autonomous system and reduces the lack of communication between the nodes.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОТРАЖАТЕЛЕЙ МАРШРУТОВ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ ОБМЕНА МАРШРУТНОЙ ИНФОРМАЦИЕЙ

Бобрышев И. С., Папуловская Н. В.
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Уральский Федеральный Университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
г. Екатеринбург, ул. Мира 32, 620002, Россия
тел.: (343) 3754145, e-mail: pani28@yandex.ru

Аннотация — В статье актуализируется проблема маршрутизации трафика внутри автономной системы. Решение этой задачи позволит стабилизировать работу сети при авариях и высоких нагрузках. Разработан метод генерирования аналога таблицы маршрутизации на основе модификации реальной таблицы. Построены две тестовые площадки для тестирования и поиска метода стабилизации маршрутной информации автономной системы. Результат внедрения в автономную систему отражателей маршрутов показал, что они увеличивают стабильность системы маршрутизации трафика и уменьшают время отсутствия связи между узлами.

I. Введение

Объем таблицы маршрутизации IPv4 сети Интернет представляет собой огромный набор маршрутной информации. Каждому граничному маршрутизатору любой автономной системы (АС) необходимо с ним работать, а так же передавать информацию внутрь автономной системы. От наличия актуальной информации зависит, сможет ли конечный пользователь получить данные во «Всемирной паутине».

В статическом состоянии маршрутизатора, когда не происходит никаких обновлений и изменений в сети функционирование стабильно, как и путь трафика пользователей. Однако существует ряд факторов, которые могут повлиять на ухудшение стабильности работы пограничного маршрутизатора:

• *Нестабильность физических каналов данных*. При обрыве линии связи или неисправности коммутирующего оборудования одной из сторон происходит сброс BGP (Border Gateway Protocol) сессии и потеря маршрутной информации.

• *Неисправность маршрутизатора с одной из сторон.* При сбое в работе программного обеспечения устройства маршрутная информация может быть искажена или утрачена.

• *Значительные изменения маршрутной информации.* Изменения политик маршрутизации любой автономной системы в Интернете требует обновления и обработки больших объемов данных.

Перечисленные факторы обуславливают актуальную проблему стабилизации работы пограничных маршрутизаторов автономной системы.

II. Основная часть

Гипотеза исследования состоит в том, что возможно найти такое сочетание конфигурации программных настроек оборудования, при которых недоступность маршрутной информации сведется к минимуму. Для проведения научных экспериментов и исследований с целью решить проблему стабилизации необходимо в лабораторных условиях получить аналог источника данных для управления протоколом BGP. Таким источником будет являться аналог таблицы маршрутизации сети Интернет. Было принято решение не составлять таблицу «с нуля», а воспользоваться реально существующей, изменив некоторые атрибуты. Получив реальную таблицу, необходимо выделить из нее параметры, необходимые для составления конфигурационных файлов устройств. Обработанные данные позволяют создать готовые «генераторы» таблиц маршрутизации, которые могут быть загружены на устройство в качестве конфигурации.

Для генерации конфигурационного файла была написана утилита Route Parser, позволяющая автоматически на основе данных с реального оборудования получить информацию, необходимую для генерации таблицы маршрутизации [1]. Программа принимает в качестве входных данных текстовый файл в котором содержится информация из стандартного вывода команды маршрутизаторов Cisco «*#show ip bgp*» [2]. На выходе генерируются четыре файла по каждым 64000 префиксам, такое количество обусловлено ограничением по созданию карт маршрутизации. Утилита написана на языке C# и использует стандартные классы String, Math, SysIO. После обработки каждых 2000 маршрутов выводится суммарное количество сгенерированных настроек.

Результатом работы программы являются четыре файла:

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

• iproutesx_out.txt – маршруты в нуль;
• networksx_out.txt – записи для анонсирования BGP;
• prefixx_out.txt – префикс-листы для фильтрации маршрутов;
• route_mapsx_out.txt – карты маршрутизации.

На рисунке 1 представлен процесс работы утилиты Route Parser. В результате выполнения программы получаются готовые конфигурационные файлы для оборудования, которые необходимо соединить в настройках устройств. Таким образом, был разработан метод генерирования статичной таблицы маршрутизации, аналогичной таблице маршрутизации сети Интернет.

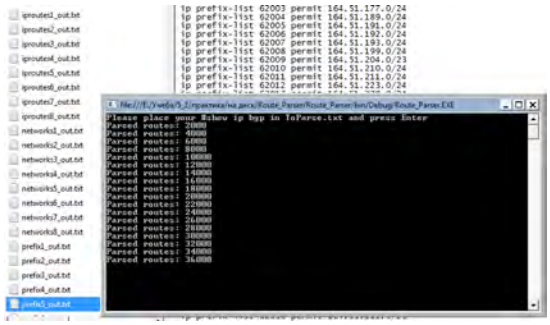


Рис. 1. Процесс работы программы.

Fig. 1. The program process

Для проверки гипотезы необходимо собрать тестовую схему сети и провести эксперимент по тестированию устойчивости системы маршрутизации при наличии значимых изменениях в маршрутных данных. Предполагается запуск тестирующих программ (ping) до конечных хостов в автономных системах и оценка времени недоступности связи между ними, поэтому схема должна включать в себя:
• автономную систему генераторов маршрутной информации;
• автономную систему точки обмена маршрутной информацией;
• клиентскую автономную систему;
• клиентские устройства для оценки доступности связи.

В стабильной ситуации связь должна присутствовать между всеми хостами, в нестабильной ситуации может отсутствовать в зависимости от действующих на сеть факторов. Такими факторами могут являться:
• падение BGP сессии;
• кратковременный перерыв связи в виде «моргания» физического соединения;
• ошибка конфигурирования оборудования;
• обесточивание оборудования.

Эти и другие факторы могут оказать существенное воздействие на стабильность системы маршрутизации АС. При возникновении одного из инцидентов маршрутизаторы начинают активно обрабатывать необходимую для пересчета маршрутную информацию.

В существующих условиях различное оборудование может повести себя по-разному, но в большинстве случаев возникает 100% загрузка процессора устройства одним процессом – BGP, при этом другие процессы ожидают очереди, что влечет за собой разрыв соединений по другим каналам связи и деградацию маршрутизируемого трафика, либо полное его отбрасывание.

Были построены две тестовые площадки для тестирования и поиска метода стабилизации маршрутной информации автономной системы: с применением отражателя маршрутов RR (Route Reflector) и без отражателей. Каждая тестовая площадка включала в себя три автономные системы. Физическая топология сети с отражателем маршрутов представлена на рисунке 2, на схеме это маршрутизатор R5.

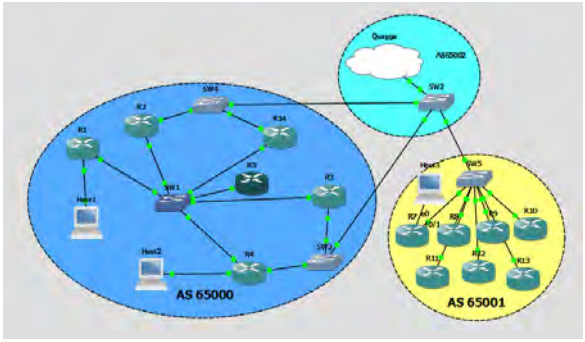


Рис. 2. Физическая схема топологии сети с отражателем маршрутов.

Fig. 2. The physical topology diagram with network-reflectors routes

Тестовые ситуации, которые происходили на сети, приближены к реальным условиям промышленной сети передачи данных. Опыты на тестовых сетях ставились в следующем порядке:
1) отключение физического канала RS-R2, R14;
2) отключение физического канала RS-R3, R4;
3) выключение/включение BGP сессии RS-R2, R14;
4) выключение/включение BGP сессии RS-R3, R4;
5) одновременное выключение/включение сессий RS со всеми маршрутизаторами;
6) реанонсирование префиксов от маршрутизаторов R8-R11.

Результат внедрения в автономную систему отражателя маршрута показал, что последний увеличивает стабильность системы маршрутизации трафика внутри автономной системы.

III. Заключение

После проведения анализа полученных результатов были сделаны выводы:

1. Отсутствие физического соединения оказывает самое продолжительное негативное воздействие на маршрутизацию трафика, так как не происходит оповещение о недоступности соседа.

2. Реанонсирование порядка 200000 префиксов в АС не вызывает нарушения маршрутизации в условиях использования только протокола BGP без вспомогательных протоколов.

3. Сильное влияние оказывает одновременное реанонсирование всех префиксов в АС, маршрутизаторам необходимо время для пересчета информации.

4. Добавление в АС отражателя маршрута повышает устойчивость АС к изменениям маршрутной информации и уменьшает время отсутствия связи между узлами.

IV. References

[1] Papulovskaja N.V. Bobryshev I.S. Generacija analoga tablicy marshrutizacii seti Internet [Internet routing table analog generation] *Mezhdunarodnaja nauchno-prakticheskaja konferencija. "Teoreticheskie i prikladnye voprosy nauki i obrazovanija". 2015. pp. 29-31.*

[2] Welcome to The Cisco Learning Network. Available at: https://learningnetwork.cisco.com/welcome (accessed 01 May 2015).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CAPACITY OF MIMO COMMUNICATION CHANNEL WITH A HIGHLY MANEUVERABLE OBJECT

Parshin Yu. N., Kudryashov V. I.
Ryazan State Radio Engineering University
59/1, Gagarina st., Ryazan, 390005, Russian Federation
e-mail: parshin51@mail.ru, yachmen@mail.ru

Abstract — Simulation of MIMO communication channel with high-speed object moving across different trajectory is performed. Dependences showing the effect of various factors on the channel capacity, the maximum channel capacity and optimum length of the training sequence MIMO channel are obtained.

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ MIMO КАНАЛА СВЯЗИ С ВЫСОКОМАНЕВРЕННЫМ ОБЪЕКТОМ

Паршин Ю. Н., Кудряшов В. И.
Рязанский государственный радиотехнический университет
ул. Гагарина, 59/1, г. Рязань, 390005, Россия
e-mail: parshin51@mail.ru, yachmen@mail.ru

Аннотация — Проведено моделирование MIMO канала связи со скоростным объектом, движущимся по нескольким траекториям. Получены зависимости, показывающие влияние различных факторов на пропускную способность, максимальную пропускную способность и оптимальную длину обучающей последовательности MIMO канала.

I. Введение

В настоящее время достаточно актуальной темой является создание высокопроизводительных систем передачи данных от скоростных объектов. Одним из направлений является применение MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output) каналов связи. Достоинством MIMO технологии является высокое качество связи в условиях сильной многолучевости и повышенная пропускная способность за счет использования нескольких приемных и передающих антенн [1,2].

II. Основная часть

Для обработки переданного по MIMO каналу сигнала на приемной стороне необходимо знать матрицу канальных коэффициентов (МКК) $\underline{\mathbf{H}}$. При заданной МКК пропускная способность равна [2]:

$$C = \log_2 \det\left(\mathbf{I} + \frac{q}{N_T} \underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}} \underline{\mathbf{H}} \right) = \sum_{k=1}^{N_{EIG}} \log_2 \left(1 + \lambda_k q\right), \qquad (1)$$

где $q = \frac{P_S}{P_N}$ – отношение мощности сигнала P_S, излучаемого всеми передающими антеннами и мощности шума P_N в каждой приемной антенне, λ_k, $k = 1, \ldots, N_{EIG}$ – собственные числа матрицы $\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}}$, N_{EIG} – ранг матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ (в рассматриваемом случае $N_{EIG} = \min\left(N_R, N_T\right)$, так как элементы матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ считаются независимыми друг от друга), $\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $N_T \times N_T$, $^{\mathrm{H}}$ – обозначает эрмитово сопряжение векторов и матриц.

В большинстве практических случаев МКК заранее неизвестна, а ее величина определяется в результате анализа некоторой обучающей последовательности сигнальных символов. В таком случае, выражение для пропускной способности MIMO канала (1) будет представлено в виде [3]:

$$C = \sum_{k=1}^{N_{EIG}} \log_2 \left(1 + q_k\right), \qquad (2)$$

где

$$q_k = \frac{\lambda_k A^2 \left| \left(\hat{\mathbf{U}}^{\mathrm{H}} \mathbf{H} \hat{\mathbf{V}} \right)_{kk} \right|^2}{P_N + A^2 \sum\limits_{i=1, k \neq i}^{N_{EIG}} \lambda_i \left| \left(\hat{\mathbf{U}}^{\mathrm{H}} \mathbf{H} \hat{\mathbf{V}} \right)_{ki} \right|^2} \qquad (3)$$

– отношение мощности сигнала, суммарной мощности шума и межканальной помехи, A – амплитуда сигнальных символов, $\hat{\mathbf{U}}$, $\hat{\mathbf{V}}$ – матрицы, полученные в результате сингулярного разложения оценки МКК:

$$\underline{\hat{\mathbf{H}}} = \underline{\hat{\mathbf{U}}} \underline{\hat{\Sigma}} \underline{\hat{\mathbf{V}}}^{\mathrm{H}}. \qquad (4)$$

Изменение МКК вследствие движения объекта вносит дополнительную динамическую ошибку $\Delta \underline{\mathbf{H}}_{dyn}$ при оценивании коэффициентов, а также при использовании полученной оценки для расчета пропускной способности [4].

Целью данной работы является исследование зависимости пропускной способности MIMO канала от вида траектории движения объекта и других параметров.

В качестве одной из математических моделей движения принята модель Дубинса [5–7]. Данная модель описывает оптимальное по быстродействию движение и управление. Траектория движения в данной модели отвечает следующим условиям:

- движение объекта должно быть непрерывным;
- кривизна движения объекта при повороте не должна превосходить некоторого значения.

В случае двумерной модели, объект перемещается по плоскости и именуется машиной Дубинса, которая широко используется в робототехнике в качестве одной из базовых моделей мобильного робота на плоскости, а также беспилотного летательного аппарата. Движение такого объекта описывается следующей системой уравнений:

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\begin{cases} \dot{x} = V\cos\theta \\ \dot{y} = V\sin\theta \\ \dot{\theta} = u \end{cases}, \quad (4)$$

где $(x, y) \in R^2$ – координаты базисной точки объекта на плоскости, θ – угол между осью абсцисс и главной осью объекта, который задает ориентацию объекта в плоскости, u – угловая скорость объекта, V – модуль вектора скорости.

Также в работе используется модель движения, описанная в работе [8]. Движение объекта описывается следующими уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{V} = (n_x - \sin\vartheta)g \\ \dot{\vartheta} = \dfrac{(n_y\cos\gamma - \cos\vartheta)g}{V} \\ \dot{\psi} = -\dfrac{n_y g\sin\gamma}{V\cos\vartheta} \\ \dot{H} = V\sin\vartheta \\ \dot{L} = V\cos\vartheta\cos\psi \\ \dot{Z} = -V\cos\vartheta\sin\psi \end{cases}, \quad (5)$$

где ϑ – угол наклона траектории, ψ – угол курса, H – высота, L – продольная дальность, Z – боковая дальность, n_x – продольная перегрузка, n_y – поперечная перегрузка, γ – угол крена, g – ускорение свободного падения.

Для оценки пропускной способности с учетом динамической ошибки и траектории движения проведено компьютерное моделирование на основе моделей движения и однокольцевой модели распространения сигнала [9]. Условия проведения моделирования: радиус кольца отражателей $R = 50$ м, время передачи одного обучающего символа $t = 1$ мкс, длина обучающей последовательности, передаваемой одной антенной $L = 1,...,100$, общая длина передаваемой последовательности, включающая обучающую последовательность и информационный трафик, равна $K = 100 \times N_T$, количество отражателей $N = 60$. Усреднение пропускной способности происходит как по числу передаваемых информационных символов, так и по числу реализаций.

На рисунке 1 показана зависимость пропускной способности MIMO канала от длины обучающей последовательности при прямолинейной траектории движения, различном количестве приемных и передающих антенн, $v = 50$ м/с и $q = 5$ дБ.

III. Заключение

В результате моделирования получены зависимости, показывающие влияние вида траектории, количества антенн на передающей и приемной стороне, отношения сигнал-шум и скорости движения объекта на пропускную способность, максимальную пропускную способность и оптимальную длину обучающей последовательности MIMO канала.

Исследования выполнены при поддержке гранта Российского научного фонда, проект № 14-19-01263 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

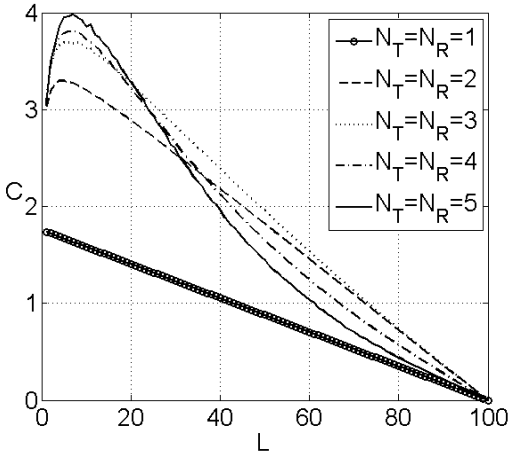


Рис. 1. Зависимость пропускной способности MIMO канала от длины обучающей последовательности при прямолинейной траектории движения, различном количестве приемных и передающих антенн, $v = 50$ м/с и $q = 5$ дБ.

Fig. 1. Dependence of the MIMO channel capacity on the length of training sequence in rectilinear motion trajectory, different number of receive and transmit antennas, $v = 50$ m/s and $q = 5$ dB

IV. References

[1] *Foschini G. Layered space – time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas // Bell Laboratories Technical Journal. – 1996. – Vol. 4, Autum.- P. 41–59.*

[2] *I. Emre Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels // European Transactions on Telecommunications, Vol. 10, No. 6, Nov/Dec 1999, P.585–595.*

[3] *Bevan D.D.N., Ermolayev V.T., Flaksman A.G. Analysis of Weight Error Loss with a Multichannel Beamformer Processor // IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation. 1998. V. 145, No. 1. P. 63–72.*

[4] Parshin Yu.N. Kudrjashov V.I. Vlijanie skorosti dvizhenija bespilotnogo letatel'nogo apparata otnositel'no bazovoj stancii na propusknuju sposobnost' MIMO kanala svjazi // Trudy 21-oj Mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskoj konferencii "Radiolokacija, navigacija, svjaz'", Voronezh, 2015, S. 1148-1152.

[5] Dubins L. E. On curves of Minimal Length with a Constraint on Average Curvature, and with Prescribed Initial and Terminal Positions and Tangents // American Journal of Mathematics, 1957. Vol. 79, no. 3, P. 497–516

[6] A. Ardentov, I. Beschastnyj, A. Mashtakov, A. Popov, Ju. Sachkov, E. Sachkova. Algoritmy vychislenija polozhenija i orientacii BPLA. Programmnye sistemy: teorija i prilozhenija, vol. 3, no. 3, P. 23–39, 2012

[7] M. Ja. Zajdel'man. Optimal'nye traektorii dlja mashiny Dubinsa // Naukojomkie informacionnye tehnologii: Trudy XVII Molodezhnoj nauchno-prakticheskoj konferencii SIT-2013 / UGP imeni A. K. Ajlamazjana. — Pereslavl'-Zalesskij: Izd-vo «Universitet goroda Pereslavlja», 2013, S. 5–17.

[8] Krishhenko A.P., Kanatnikov A.N., Tkachev S.B. Planirovanie prostranstvennogo razvorota bespilotnogo letatel'nogo apparata // Vestnik MGTU im. N.Je. Baumana. Jenergeticheskoe i transportnoe mashinostroenie. Special'nyj vypusk. 2011. S. 151-163

[9] Pätzold M., Hogstad B.O. A Space-Time Channel Simulator for MIMO Channels Based on the Geometrical One-Ring Scattering Model // Wireless Communications and Mobile Computing, Special Issue on Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Communications. – Nov. 2004. – Vol. 4. – No. 7. – P. 727–737.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT AND APPLICATION OF GOVERNING DERIVATIVES OF NUMERIC CODE SEQUENCES FOR CONSTRUCTING THE INTERFERENCE-TOLERANT INFORMATION SYSTEMS WITH PSEUDORANDOM FREQUENCY TUNING

Snitkin I. I., Kulypin E. N.
Krasnodar Higher Military School n. a. the General of the army Shtemenko S. M.
Krasina street, 4, Krasnodar, Krasnodar reg., 350035, Russian Federation
Ph.: 8(861)268-15-25, 8(861)286-35-09, e-mail: e.kulyupin@mail.ru

Abstract — the paper outlines the basic principles and rules governing derivatives numeric code sequences to generate pseudo-random frequency agility, the use of which in information systems, provides immunity, stealth and infotouriste. Analyzes the systemic properties of derivatives of governors numeric code sequences and draws conclusions on their implementation.

РАЗРАБОТКА И ПРИМЕНЕНИЕ ПРОИЗВОДНЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ ЧИСЛОВЫХ КОДОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

Снытkин И. И., Кулюпин Е. Н.
Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии Штеменко С. М.
ул. Красина, 4, г. Краснодар, Краснодарский край, 350035, Россия
тел.: 8(861)268-15-25, 8(861)286-35-09, e-mail: e.kulyupin@mail.ru

Аннотация — в работе излагаются основные принципы и правила построения производных управляющих числовых кодовых последовательностей для создания псевдослучайной перестройки частоты, использование которых в информационных радиосистемах, обеспечивает помехоустойчивость, скрытность и имитостойкость. Анализируются системные свойства производных управляющих числовых кодовых последовательностях и делаются выводы по их реализации.

I. Введение

В настоящее время известно, что применение сложных сигналов в системах радиосвязи позволяет обеспечить их повышенную помехоустойчивость, надежную скрытность, борьбу с многолучевостью, способность противостоять преднамеренным помехам, возможностью обеспечения кодового разделения сигналов при многостанционном доступе, повышенную пропускную способность, возможность измерения времени прихода сигналов с большой точностью и высоким разрешением [1]. Таким рядом достоинств обладают системы радиосвязи, где реализуется метод псевдослучайной перестройки частоты (ППРЧ). То есть системы, где применяются кодовые дискретно-частотные сигналы (КДЧС), формируемые последовательностью манипулированных радиоимпульсов в заданном диапазоне частот. В ряде случаев, при этом, не исключена необходимость, как в обеспечении конфиденциальности передаваемой информации, так и в обеспечении криптоустойчивости процесса передачи данных [2]. В частности, это обязательное требование распространяется на системы передачи информации в государственных и ведомственных структурах РФ, что и является не решенной в настоящее время проблемой.

II. Основная часть

Характеристики перспективных кодовых дискретно-частотных сигналов (КДЧС), зависит как от их базы B сигнала, так и от объема V представляемых их последовательностей радиоимпульсов (кодовых форм) [1].

Так, в работе [3] представлены алгоритмы построения оптимальных и квазиоптимальных систем дискретно-частотных сигналов (ДЧС) (алгоритмы построения числовых последовательностей), полученные на основе теории чисел, которые могут использоваться для математического описания метода ППРЧ. В [3] особо отмечается, что оптимальной системой считается та, которая дает объем V кодовых форм сравнимых с числом радиоимпульсов в ДЧС, как правило, за счет перестановок этих радиоимпульсов в порядке их следования. Имеются и другие современные алгоритмы реализации ППРЧ, дающие большие объемы V кодовых форм, математически представляемые в виде управляющих числовых последовательностей (УЧКП), представляющих собой построенные по определенному правилу (закону) последовательности чисел конечной длины в простых полях Галуа GF(p) (или расширенных $GP(p^n)$) [4].

Однако КДЧС, формируемые УЧКП [4], имеют: а) не высокие ансамблевые характеристики при фиксированной базе сигнала (B=const); б) сравнительно не большое число различимых значений B в заданных пределах ($\Delta B=B_{max}- B_{min}$); в) сложное техническое формирование больших B и другое.

В сфере этого, и в целях реализации [2] предлагается, применяя известные результаты и соответствующий научно-методический аппарат, синтезировать и исследовать «новые» типы УЧКП – «производные» УЧПК (ПУЧКП), представляющие собой упорядоченные последовательности элементов–чисел конечной длины $L_{ПУЧКП}$, сформированные не менее чем из двух известных (исходных) порождающих $УЧКП_1,\ldots,УЧКП_n$ длительностей $l_{УЧКП1},\ldots,l_{УЧКПn}$ посредством математических производящих действий (арифметического сложения или умножения) над порождающими элементами–числами этих УЧКП с

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

дальнейшим приведением полученных результатов по заданному mod (p) (где p – простое число).

Правило (закон) формирования ПУЧКП, например, из двух порождающих УЧКП определим следующей алгебраической моделью:

$$\overbrace{\{(a_0,\ldots,a_{p1\text{-}1})\}}^{\text{УЧКП}_1}*\overbrace{\{(b_0,\ldots,b_{p2\text{-}1})\}}^{\text{УЧКП}_2}[\text{mod}(p_1 \text{или} p_2)]=\overbrace{\{(c_0,\ldots,c_{p1(2)\text{-}1})\}}^{\text{ПУЧКП}},$$

где $\{a_i\}$, $\{b_j\}$ – порождающие элементы-числа порождающих УЧКП$_1$ и УЧКП$_2$, принимающие значения из областей чисел $\{0,1,\ldots,p_1\text{-}1\}$ и $\{0,1,\ldots,p_2\text{-}1\}$; $\{c_z\}$ - элементы-числа формируемой ДК ПУЧКП, принимающие значения из областей чисел $\{0,1,\ldots,p_1\text{-}1\}$ или $\{0,1,\ldots,p_2\text{-}1\}$; $p_{1(2)}$ – простое число в GF(p_1) или GF(p_2); (*) – операция арифметического сложения или умножения порождающих элементов – чисел (исходных) порождающих УЧКП. При этом $p_{1(2)}$=([4t+1]или[4t+3]), где t=1,2,…,n – натуральный ряд чисел.

Следуя вышеуказанному определению, длина $L_{\text{ПУЧКП}}$ есть:

$$L_{\text{ПУЧКП}} = (l_{\text{УЧКП1}} \cdot l_{\text{УЧКП2}})/N \text{ при } l_{\text{УЧКП1}} \neq l_{\text{УЧКП2}},$$

где $N = (l_{\text{УЧКП1}}, l_{\text{УЧКП2}})$ – наибольший общий делителей (НОД) $l_{\text{УЧКП1}}$ и $l_{\text{УЧКП2}}$, для которой характерно неизменное условие $L_{\text{ПУЧКП}} >> l_{\text{УЧКП1(2)}}$. Отсюда также видно, что размерность длины $L_{\text{ПУЧКП}}$ прямо пропорционально зависит от $l_{\text{УЧКП1}}$ и (или) $l_{\text{УЧКП2}}$, и обратно пропорционально от N.

На рисунке 1 показана структурная модель формирования ПУЧКП, где операция (*) арифметического сложения (или умножения) порождающих ЭЧ исходных порождающих УЧКП$_{1(2)}$ осуществляется поэтапно и циклически по следующему алгоритму:

а) получение промежуточного результата:

$s_0 = a_0 \cdot b_0$; $s_1 = a_1 \cdot b_1$; …; $s_f = a_i \cdot b_j$; …; $s_f = a_{p1\text{-}1} \cdot b_j$; …;

$s_f = a_i \cdot b_{p2\text{-}1}$;…; $s_z = a_{p1\text{-}1} \cdot b_{p2\text{-}1}$; …,

где i=0,1,…,$p_{1\text{-}1}$; j=0,1,…,$p_{2\text{-}1}$; f=0,1,…z; z= $L_{\text{ПУЧКП}}$.

б) приведение промежуточного результата по модулю mod ($p_{1(2)}$):

$c_0 = s_0 \bmod (p_{1(2)})$; $c_1 = s_1 \bmod (p_{1(2)})$; …; $c_f = s_f \bmod (p_{1(2)})$; …; $c_z = s_z \bmod (p_{1(2)})$; …

Из рисунка 1 видно, что ПУЧКП представляется в виде упорядоченной последовательности ЭЧ $\{c_0, c_1, \ldots, c_z\}$, z= $L_{\text{ПУЧКП}}$, которая через $L_{\text{ПУЧКП}}$ повторяется в том же порядке. При этом тонкая внутренняя структура (ТВС) получаемой ПУЧКП (ее сегментов) отличается от ТВС порождающих ЭЧ УЧКП$_1$ и УЧКП$_2$. С практической точки зрения, любая ПУЧКП для источника и получателя является детерминированной последовательностью ЭЧ с периодом T= $L_{\text{ПУЧКП}}$, а для наблюдателя – случайной (псевдослучайной) последовательностью (ПСП) чисел.

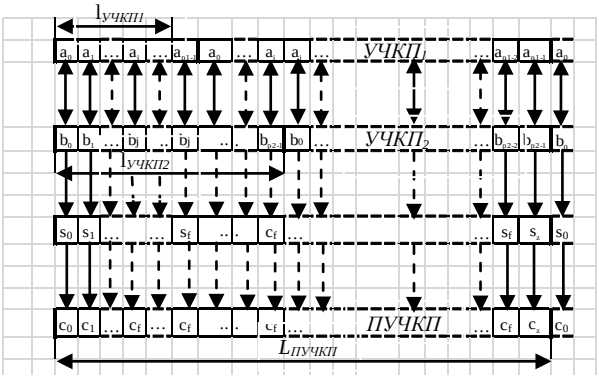


Рис. 1. Структурная модель формирования кодовой формы ПУЧКП.

Fig. 1. Structural model of the formation of a code of the form DDC NCS

Анализ существующих способов получения заданных объемов V кодовых форм УЧКП, предназначенных для формирования перспективных радиочастотных сигнально-кодовых конструкций типа КДЧС показывает явные преимущества ПУЧКП перед порождающими ее УЧКП$_{1(2)}$.

Также, превосходством ПУЧКП является ее криптоустойчивость, значительно превосходящая криптоустойчивость любой порождающей ее УЧКП$_{1(2)}$. Это связано с двойным поэтапным процессом получения ПУЧКП посредством нелинейных операций – поэлементным арифметическим сложением (умножением) порождающих элементов-чисел двух порождающих УЧКП с приведением промежуточных результатов по заданному mod (p).

III. Заключение

В материале доклада рассмотрены основные положения системных свойств производных управляющих числовых кодовых последовательностей, предназначаемых для синтеза сложных сигналов типа КДЧС с ППРЧ, способных обеспечить как достижение требуемых значений помехозащищенности, так и имитостойкости и криптоустойчивости процесса передачи информации.

IV. References

[1] Borisov, V. I. Pomehozachichonnost' system radiosviazi s rasshireniem spectra signalov metodom psevdosluchainoi perestroika chastoti [Immunity noise of radio communication systems with spread spectrum signals by the method of pseudo-random adjustment of the operating frequency]. Moskov, Radio and communication, 2000. 384p.

[2] ГОСТ Р ИСО 7498-2-99. Взаимосвязь открытых систем. Базовая эталонная модель. Часть 2. Архитектура защиты информации: введ. 01.01.2000.

[3] Varakin L. E. Sistemi svyazi s shumopodobnimi signalamy [Communication systems with noise-like signals]. Moskov, Radio and communication, 1985. 384p.

[4] Snitkin I.I., Spirin A. V. Novie pravila i metodi postroeniya optimal'nih radiochastotnih signal'no-codovih konstrukcii nelineinoiy structuri. [New rules and methods for constructing optimal RF signal-code structures nonlinear structures of special communication and information security]. Special communication and information security: proceedings of the international symposium, Krasnodar, Ecoinvest, 2012, pp. 214-221.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

COMPENSATION OF THE CONSTANT COMPONENT SHIFT USING THE TIME AVERAGING METHOD

Pestryakov A. V., Khasyanova E. R.
Moscow Technical University of Communications and Informatics
8a, Aviamotornaya Str., Moscow, 111024, Russian Federation
Ph: +7(495)9577900, e-mail: ehasyanova@gmail.com

Abstract — The present paper concerns the analysis of digital algorithm of compensation of the constant component shift based on an averaging method which follows from determination of a constant component shift.

КОМПЕНСАЦИЯ СДВИГА ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА ВРЕМЕННОГО УСРЕДНЕНИЯ

Пестряков А. В., Хасьянова Е. Р.
Московский технический университет связи и информатики
Ул. Авиамоторная, д. 8а, г. Москва, 111024, Россия
Тел. +7(495)9577900, e-mail: ehasyanova@gmail.com

Аннотация — Доклад посвящен анализу цифрового алгоритма компенсации дрейфа постоянной составляющей, основанного на методе усреднения, который следует из определения дрейфа постоянной составляющей.

I. Введение

В предыдущей работе был рассмотрен метод градиентного поиска с применением тестового сигнала [1]. Поскольку такой способ не предполагает работу в реальном времени, более интересными представляются алгоритмы компенсации, которые могут работать при осуществлении приема сигналов.

Данная работа посвящена анализу цифрового алгоритма компенсации дрейфа постоянной составляющей, основанного на методе усреднения, который следует из определения дрейфа постоянной составляющей.

II. Основная часть

В силу указанных выше причин, к входному сигналу в приемнике прямого преобразования добавляется постоянная составляющая (1а, 1б).

$$I'(t) = I(t) + C_i \quad (1а)$$

$$Q'(t) = Q(t) + C_q \quad (1б)$$

Для нахождения C_i и C_q нужно провести усреднение квадратурных составляющих сигнала поступающих с выходов аналого-цифрового преобразователя (АЦП) (2). А затем вычесть полученное значение из принимаемого сигнала.

$$C_i = \langle I'(t) \rangle, C_q = \langle Q'(t) \rangle \quad (2)$$

С целью проверки работы такого алгоритма была собрана модель QPSK приемопередатчика с применением MATLAB и Simulink. В качестве канала передачи используется канал с АБГШ (Рис. 1). Для введения сдвига постоянной составляющей используется блок I/Q Imbalance.

Для определения интенсивности битовых ошибок используется их счетчик при разном отношении сигнал/шум в канале. На рисунке 2 представлены сигнальные созвездия до (Рис. 2а) и после (Рис. 2б) работы алгоритма временного усреднения.

На Рис. 3 приведены значения интенсивности битовых ошибок в зависимости от отношение сигнал/шум (С/Ш) в канале.

III. Заключение

В работе показана работа алгоритма компенсации сдвига постоянной составляющей с применением метода временного усреднения. Достоинствами такого метода являются простота реализации и возможность работы одновременно с нормальным приемом сигнала. Для более точной оценки необходимого времени компенсации, будет проанализирована скорость сходимости алгоритма. Представляется интересным сравнение такого метода с оптимальными алгоритмами, синтезированными методами нелинейной фильтрации и [3].

IV. References

[1] *Pestryakov A. V., Khasianova E. R. Gradient-based search technique using to DC-OFFSET estimation and compensation for M-QAM signals.* 2014 24nd Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014). *Sevastopol, 2014, pp.* 234-235.

[2] *Poborchaya N.E., Pestryakov A.V., Khasyanova E.R. Synthesis and analysis of the compensation algorithm to the qam signal distortion due to non-idealities of quadrature down-conversion at AWGN and phase noise in the presence of quasideterministic bandpass interference. – T-Comm. - №3, 2015, pp. 82 – 86.*

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

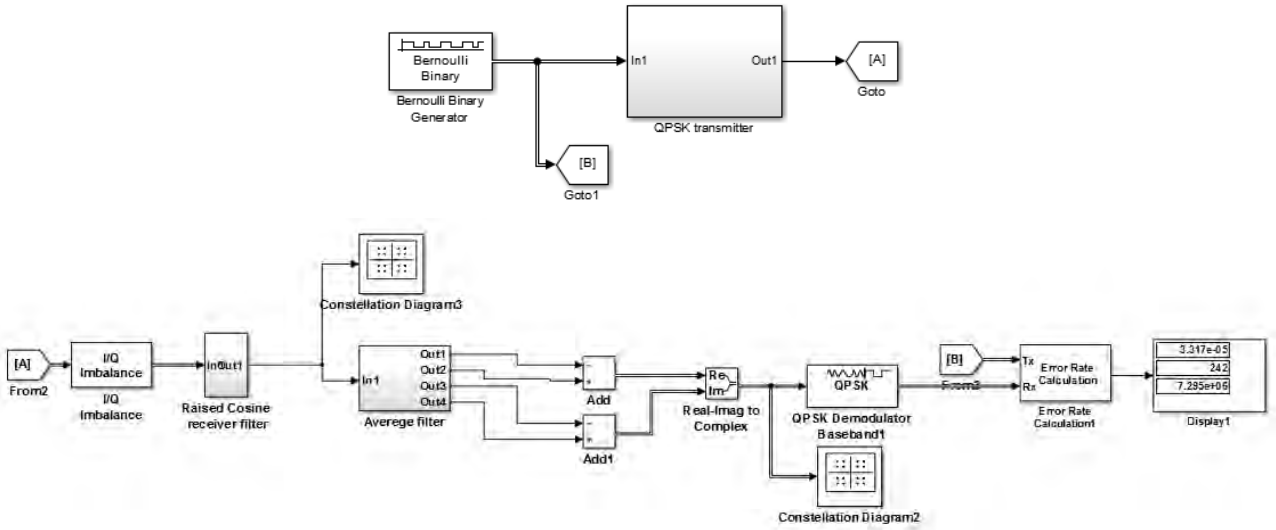


Рис. 1. Модель QPSK приемопередатчика с применением алгоритма усреднения для устранения сдвига постоянной составляющей.

Fig. 1 QPSK transceiver model with DC-offset averaging compensation algorithm

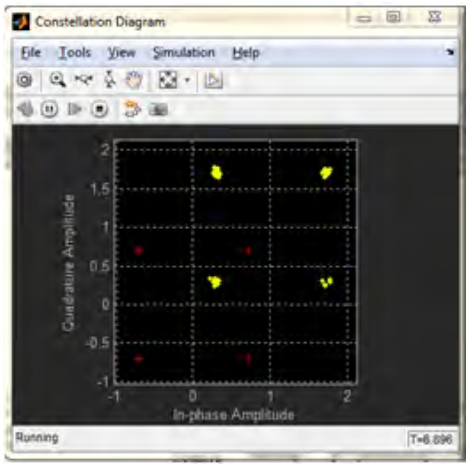


Рис. 2а

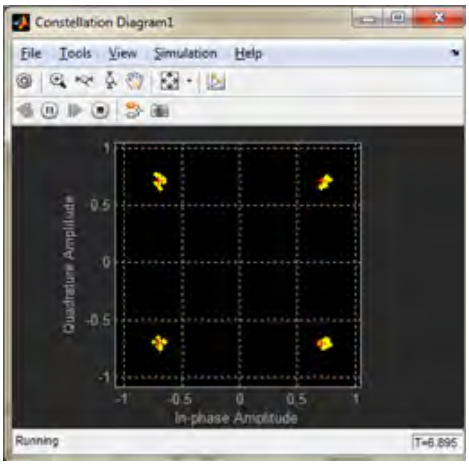


Рис. 2б

Рис. 2 Сигнальные созвездия принимаемого QPSK сигнала до (а) и после (б) работы алгоритма компенсации сдвига постоянной составляющей.

Fig. 2. Constellation diagrams of the receiving QPSK signal before (a) and after (b) DC-offset compensation algorithm use

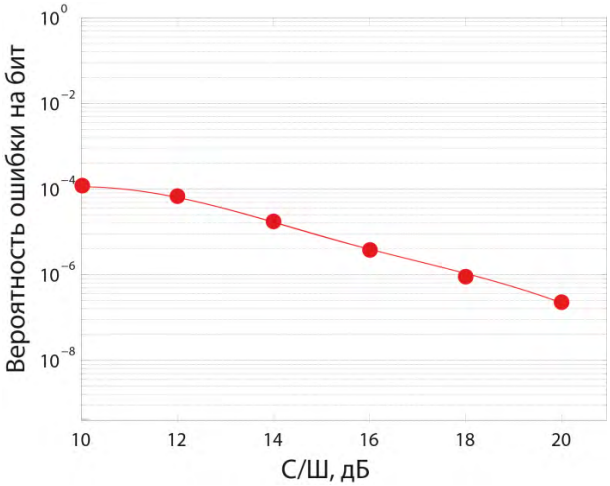


Рис. 3. Изменение вероятности битовой ошибки при разных значения С/Ш после работы алгоритма компенсации.

Fig. 3. BER performance after the compensation algorithm use

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

HIERARCHICAL LOAD BALANCING ROUTING MODEL IN MPLS-TE NETWORKS

[1] Nevzorova Olena, [2] Ahmad M. Hailan
[1] *Kharkiv National University of Radioelectronics*
Phone: +380577021320; 14, Lenin Ave., Kharkiv, 61166, Ukraine
e-mail: elena.nevzorova@rambler.ru
[2] *Collage of Computer science and Mathematics, Thi-Qar University*
Nasiriya, Iraq
e-mail: onlineahmeds@mail.ru

Abstract — The paper shows a model of hierarchical routing with load balancing based on goal coordination method. The main tasks of the model levels are shown. The convergence of this two-level routing model was investigated. Since the task of convergence has iterative process the dependence of the number of iterations from packet flow rates was investigated and shown in the paper.

ИЕРАРХИЧЕСКАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ С БАЛАНСИРОВКОЙ НАГРУЗКИ В СЕТЯХ MPLS-TE

[1] Невзорова Е.С., [2] Ахмад М. Хайлан
[1] *Харьковский национальный университет радиоэлектроники*
Тел: +380577021320; 14, Пр. Ленина, Харьков, 61166, Украина
E-mail: elena.nevzorova@rambler.ru
[2] *Колледж компьютерных наук и математики, Университет Ди-Кара*
Насирия, Ирак
E-mail: onlineahmeds@mail.ru

Аннотация — В работе показана и исследована модель иерархической маршрутизации с балансировкой нагрузки на основе принципа целевой координации. Показано основные задачи уровней данной модели. Проведено исследование сходимости модели маршрутизации. Так как задача приобрела итеративный характер, была исследована зависимость количества итераций от интенсивностей потоков пакетов и показан график данной зависимости.

I. Introduction

Today, MPLS networks are rapidly evolving. MPLS makes it easy to commit network resources in such a way as to balance the load in the face of a given demand and to commit to differential levels of support to meet various user traffic requirements. The ability to dynamically define routes, plan resource commitments on the basis of known demand, and optimize network utilization is referred to as Traffic Engineering (TE). However issues related to the quality of service in telecommunication networks and increase the scalability of such decisions are still important. Therefore it is important to develop and use of adequate models and effective methods of hierarchical routing in MPLS-TE networks based on the theory of hierarchical multilevel systems.

II. Model of Hierarchical Routing

In order to describe structural features of telecommunication network (Fig.1) we'll use graph $G = (M, E)$ in which set of vertices M represents routers.

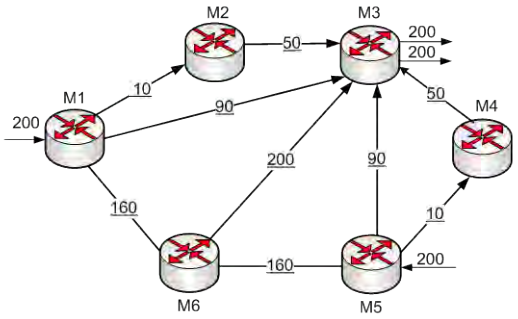


Fig. 1. Example of telecommunication network.

Рис. 1. Пример телекоммуникационной сети

Set of edges E represents links between routers. The whole set of routers can be divided into two subsets. $M^+ = \{M_r^+, r = \overline{1, m_{LER}}\}$ is subset of border routers (Label Edge Router, LER). $M^- = \{M_r^-, r = \overline{1, m_{LSR}}\}$ is subset of transit routers Variable φ_{ij} is the capacity of the link $(i, j) \in E$. To solve problem of routing in telecommunication network let us define control variable $x_{ij}^{k_r}$ which contain portion of packet flow from source to destination transmitted along link $(i, j) \in E$. Variable k_r is packet flow that is arriving through r^{th} LER to the network. Variable λ^{k_r} is the rate of k_r flow.

In the proposed model it is necessary to provide the flow conservation condition [1], [2]:

$$\begin{cases} \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^{k_r} - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^{k_r} = 1, \text{ if } i^{th} \text{ is router - sender;} \\ \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^{k_r} - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^{k_r} = 0, \text{ if } i^{th} \text{ is transit router;} \\ \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^{k_r} - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^{k_r} = -1, \text{ if } i^{th} \text{ is router - receiver.} \end{cases} \quad (1)$$

The system (1) must be satisfied for each packet flow. In addition, in order to prevent overload of links it is important to fulfill the conditions:

$$\sum_{r\in M^+} \sum_{k_r \in K} \lambda^{k_r} x_{ij}^{k_r} \le \alpha \varphi_{ij}, \quad (2)$$

where α - upper border threshold of link resource utilization in load balancing [1].

However, it's impossible consider the condition (2) explicitly on an individual sender when calculating of

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

routing variables is decentralized. Because routers define flow paths without information about the results of calculation on others ones. That's why the condition (2) can be written as follows:

$$\sum_{k_r \in K_r} \lambda^{k_r} x_{ij}^{k_r} \le \varphi_{ij}\alpha_r - \sum_{\substack{s\in M^+ \\ s\ne r}} \sum_{k_s \in K_s} \lambda^{k_s} x_{ij}^{k_s} \qquad (3)$$

where $\sum_{r\in M^+} \alpha_r = \alpha.$

The multipath routing can be realized [1], [2]:

$$0 \le x_{ij}^{k_r} \le 1. \qquad (4)$$

The condition (3) can be represented as:

$$B_r \vec{x}_r \le \sum_{\substack{s\in M^+ \\ s\ne r}} C_{rs}\vec{x}_s, \qquad (5)$$

where $\vec{x}_r$ is a vector whose coordinates are control variables $x_{ij}^{k_r}$; $\vec{x}_s$ is a vector whose coordinates are control variables $x_{ij}^{k_s}$, B_r, C_{rs} are matrices formed according to condition (3).

As the optimality criterion for calculation of the vector $\vec{x}_r$ can be chosen the minimum of objective function:

$$F = \sum_{r\in M^+} \alpha_r. \qquad (6)$$

To solve the optimization problem which was formulated, it is used goal coordination method [2]. Application of the goal coordination method will allow minimize the using of link resource. Taking the unconditioned extremum problem, it is necessary to maximize the Lagrangian by the Lagrange multipliers:

$$\min_{\vec{x},\alpha_r} F = \max_{\mu} L,$$

where

$$L = \sum_{r\in M^+} L_r, \qquad (7)$$

$$L_r = \alpha_r + \mu_r^t(B_r\vec{x}_r) - \sum_{\substack{s\in M^+ \\ s\ne r}} \mu_s^t C_{rs}\vec{x}_s, \qquad (8)$$

in order to all variables were attributed to index r.

Thus, the Lagrangian (7) takes the separable form. The general routing problem was decomposed into a number of routing tasks (according to the number of border routers). Optimization is realized by the two-level scheme. The task of minimizing (7) defines the lower level of calculations. The main task of upper level is coordination the solutions obtained from the lower level to prevent overload of links (3) and packet loss. Either router or the separate server can serve as coordinator [2].

It is carried out a modification of Lagrange multipliers on the upper level:

$$\mu_r(n+1) = \mu_r(n) + \nabla\mu_r, \qquad (9)$$

where n is the number of iteration; $\nabla\mu_r$ is gradient of the function calculated from the results of calculation routing tasks in each sender which was obtained at the upper level:

$$\nabla\mu_r(x)\Big|_{x=x^*} = B_r\vec{x}_s^* - \sum_{\substack{s\in M^+ \\ s\ne r}} C_{rs}\vec{x}_s^*. \qquad (10)$$

The coordinator modifies the gradient of the function (10) in case of overload thus increases the value of the Lagrange multipliers vector (9), i.e. to the value of the Lagrange multipliers vector at the previous iteration is added the changed value of the gradient function (10). Then coordinator sends new values to routers. Routers take into account the Lagrange multipliers vector modifying in the construction of new routing tables. This algorithm repeats until there is a problem of overload links.

The optimal solutions are obtained by aspiration of the gradient (10) to zero. Increasing of the number of coordination iterations leads to a proportional increasing of both service traffic volume and time of solving routing tasks. Therefore it is important to minimize the number of iterations in the calculations without reducing the effectiveness of the proposed solutions [2].

III. Research

The investigation of method (9) and (10) convergence for example was considered for the telecommunication network structure which represented on Fig.1. Network consists of 6 routers and 9 links. Bandwidth of links is shown on links (1/s). The dependence of the number of iterations (9) from flow rates was set during the research. The number of flows equaled two. First flow transmitted from the first router to the third one. Second flow transmitted from fifth router to the third one. The maximum flow rate from each source was 200 1 / s, because if flow rate is more than 200 1/s there is an overload of links in network. Visually the dependence of the number of iterations from flow rates is shown on Fig.2.

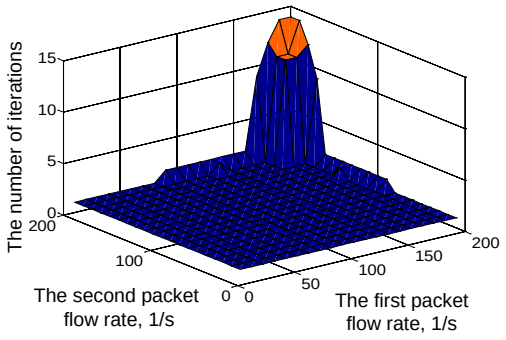


Fig. 2. The dependence of the number of iterations from flow rates.

Рис. 2. Зависимость количества итераций от интенсивностей потоков пакетов.

IV. Conclusion

Fig. 2 shows than when the network load is to 90 % there isn't overload of links. This means than the method converges at first iteration. However, the number of iterations significantly increases when the network load is close to the maximum. The maximum number of iterations is 9 when flow rates equal 200 1 / s from each router sender.

V. References

[1] Seok Y., Lee Y., Kim C., Choi Y. A. Constrained Multipath Traffic Engineering Scheme for MPLS Networks. Proc. IEEE ICC'2002, Publisher: IEEE, New York, May, 2002, pp. 2431 – 2436.

[2] Lemeshko O., Nevzorova O., Ahmad Hailan. The increasing convergence of coordination procedure in the implementation of multipath hierarchal routing. First International Scientific-Practical Conference "Problems of Infocommunications Science and Technology", Kharkiv, Ukraine, 2014, pp. 45 - 48.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SECURE ROUTING MODEL WITH OPTIMAL BALANCING OF MESSAGE FRAGMENTS NUMBER ON NON-OVERLAPPING PATHS

Lemeshko O. V.*, Yeremenko O. S.*, Ali Salem Ali**
**Kharkiv National University of Radio Electronics*
14, Lenina Ave., Kharkiv, 61166, Ukraine
***Al Iraqi University*
IRAQ, Baghdad, Adamiya
Tel. +38-057-7021320, e-mail: avlem@ukr.net, alexere@ukr.net, Alialbander2004@yahoo.com

Abstract — The given work is devoted to improvement of secure routing model with optimal balancing of message fragments number in mobile self-organizing networks. It was explored the concept of threshold secret sharing scheme in relation to secure routing using non-overlapping paths for the message fragments transmission. Based on analysis of disadvantages of existing mechanism SPREAD it was proposed the improvement of fragments allocation model which had been reduced to the optimal balancing of message fragments number transmitted over the non-overlapping paths. It is justified to use on practice optimality criterion, providing the minimization of dynamically managed upper bound number of fragments transmitted over separate non-overlapping paths in the network, and adaptation to security parameters (probability of compromise) of individual network elements: nodes, links and paths.

МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ С ОПТИМАЛЬНОЙ БАЛАНСИРОВКОЙ ЧИСЛА ФРАГМЕНТОВ СООБЩЕНИЯ ПО НЕПЕРЕСЕКАЮЩИМСЯ МАРШРУТАМ

Лемешко А. В.*, Еременко А. С.*, Али Салем Али**
**Харьковский национальный университет радиоэлектроники*
14, Пр. Ленина, Харьков, 61166, Украина
***Университет Аль Ираки*
Ирак, Багдад, Адамия
Тел: 057 702 13 20; E-mail: avlem@ukr.net, alexere@ukr.net, Alialbander2004@yahoo.com

Аннотация — Представленная работа посвящена усовершенствованию модели безопасной маршрутизации с оптимальной балансировкой числа фрагментов в мобильных самоорганизующихся сетях. Рассмотрена концепция пороговой схемы разделения сообщения при безопасной маршрутизации его фрагментов по непересекающимся маршрутам. На основе анализа недостатков существующего механизма SPREAD предложена модификация модели распределения фрагментов, которая была сведена к задаче оптимальной балансировки числа фрагментов передаваемого сообщения по непересекающимся маршрутам. Обоснован к использованию на практике критерий оптимальности, обеспечивающий минимизацию верхнего динамически управляемого порога числа фрагментов, передаваемых по отдельным непересекающимся путям в сети, а также адаптацию к параметрам безопасности (вероятности компрометации) отдельных элементов сети: узлов, каналов и путей.

I. Introduction

Mobile self-organizing networks MANET (Mobile Ad Hoc Networks) is widely used nowadays in various applications. MANET is a complex organizational and technical system, which includes distributed in a certain area mobile nodes with the role of the structural and functional adaptation to signal interference situation, number and content of the supported services, requirements to Quality of Service (QoS) and security level of transmitted data. Along with the objectives of guaranteeing QoS in the design and operation of MANET the key challenge is to ensure the information security of data transmitted by the network [1].

Compared to wired networks ensuring of information security in MANET is associated with the detection and prevention of many existing vulnerabilities and attacks [2]. First of all, the wireless channels are more susceptible to attacks such as passive listening (eavesdropping) and active interference of signals and jamming. Secondly, the majority of routing protocols in MANET imply trusted interaction between participating nodes for packet transmission. Dependence on such interaction makes data more vulnerable to unauthorized access, data substitution, and attacks such as "Denial of Service" (DoS). Thirdly, the absence of fixed infrastructure and centralized management makes it difficult to apply many of the traditional solutions to ensure information security.

II. Secure Routing Model with Optimal Balancing of Message Fragments

One of the approaches of ensuring the specified level of information security in communication networks is the implementation of SPREAD mechanism [2-4], based on the multipath message routing after its fragmentation to parts in accordance with the Shamir`s scheme [2-5]. As a result of using SPREAD mechanism it is possible to reduce the probability of compromise of the transmitted message, because it complicates the adversary`s task: it must not compromise the only one path that passed undivided message, but all paths transmitting its fragments.

Within the model let us assume that the following inputs are known: S_{msg} и D_{msg} – sender and receiver of transmitted message; M – number of used non-overlapping paths in routing message fragments; (T, N) – Shamir`s scheme parameters, where $N$ – total number of fragments, obtained by applying the Shamir`s scheme; T – minimum number of fragments ($T \le N$) needed for the message reconstruction; p_i^j – probability of compromise j-th element (node, link) of i-th path; M_i – number of elements in the i-th path, that can be compromised; γ_P – acceptable probability of compromise of message in the network.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

In addition, let us introduce next parameters in model description: n_i – number of fragments, transmitted over the i-th path ($i=\overline{1,M}$); P_{msg} – probability of compromise for the whole message during its transmission by fragments over the network.

Assumed that the sender and receiver are trusted, i.e. probability of compromise of the sender and receiver nodes is equal to zero. Furthermore, within the proposed solution (as in [2-4]) supposed that if the element (node, link) is compromised, all fragments transmitted through the element will also be compromised. Then the probability of compromise of the i-th path consisting of the M_i elements can be calculated by the expression

$$p_i = 1-(1-p_i^1)(1-p_i^2)\ldots(1-p_i^{M_i}) = 1-\prod_{j=1}^{M_i}(1-p_i^j). \quad (1)$$

Besides, during the calculation of the control variables n_i ($i=\overline{1,M}$) regulating the allocation of the message fragments over the non-overlapping paths it must be met the following condition [2-4]:

$$N = \sum_{i=1}^{M} n_i . \quad (2)$$

In the case of Shamir`s scheme with parameters $T=N$ next conditions must be satisfied

$$1 \le n_i \le T-1, \ (i=\overline{1,M}). \quad (3)$$

Condition (3) ensures that in the case of compromising all the paths except of i-th path an adversary cannot reconstruct the whole message.

One of the main conditions, which must necessarily be satisfied within the secure routing, is that the probability of compromise of the message transmitted over the network must not exceed a specified acceptable value

$$P_{msg} \le \gamma_P . \quad (4)$$

For example, the probability of compromise of message divided to the N fragments using Shamir`s scheme with parameters (N,N) transmitted over the M paths determined by the expression

$$P_{msg} = \prod_{i=1}^{M} p_i . \quad (5)$$

Satisfaction of condition (4) in accordance with expressions (1) and (5) must be provided during the presolution of the problem of calculation of the set of non-overlapping paths in the network. For ensuring the optimal balancing of transmitted message fragments over multiple non-overlapping paths to the structure of improved model introduced additional conditions:

$$n_i \le \beta \ (i=\overline{1,M}), \quad (6)$$

where β is dynamically managed upper bound number of fragments transmitted over separate non-overlapping paths in the network.

Then, as a criterion for optimal solution for the allocation of the number of transmitted message fragments over non-overlapping paths it is reasonable to choose a minimum of the following objective function

$$J = \beta + \sum_{i=1}^{M} p_i n_i . \quad (7)$$

Minimization of equation (7) should be carried out under the conditions of constraint equations (2) and (6), thus reducing by the value β maximum number of fragments transmitted in each of the selected paths. Introduction to the object function (7) the term $\sum_{i=1}^{M} p_i n_i$ is aimed to achieving the following objective: if the total number of fragments N is not a multiple of paths number M, then greater number of fragments will be transmitted over the best path in terms of the probability of compromise. This is the main advantage of the proposed solution and difference from the existing models [2-4].

III. Conclusion

Actuality of problem being solved of secure routing model improvement with optimal balancing of message fragments transmitted over the non-overlapping paths concerned with the fact that one of the key problems in operation of mobile self-organizing networks is ensuring of information security for data transmission through communicational links which in turn are the most vulnerable in MANET. Disadvantages of existing solutions are consist in the fact that the process of allocation of message fragments over the non-overlapping paths is not balanced and doesn't provide adaptation of obtained solutions to security parameters of network elements.

Thus, within the existing models [2-5] it is possible the situation of fragments allocation when the worst in terms of the probability of compromise path will transmit maximum number of fragments. While in accordance with the proposed model procedure for allocation of the transmitted message fragments over the non-overlapping paths is more adapted to security parameters (for example, the probability of compromise) of the individual network elements: nodes, links, and paths. This can be confirmed by the numerical results, when by the worst in terms of the probability of compromise path the minimum number of fragments transmitted, and by the best path passed their the maximum number.

IV. References

[1] ITU-T X-805. Security architecture for systems providing end-to-end communications. 2003.

[2] Lou W., Liu W., Fang Y. SPREAD: Enhancing Data Confidentiality in Mobile Ad Hoc Networks, *INFOCOM 2004, Twenty-third Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, IEEE*, 2004, Vol. 4, pp. 2404-2413.

[3] Lou W., Kwon Y. H-SPREAD: A Hybrid Multipath Scheme for Secure and Reliable Data Collection in Wireless Sensor Networks, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 2006, Vol. 55, Issue 4, pp. 1320-1330.

[4] Kulakov Yu.A., Lukashenko V.V., Levchuk A.V. Bezopasnaja mnogoputevaja marshrutizacija v besprovodnyh setjah bol'shoj razmernosti [Secure Multipath Routing in Wireless Networks of large Dimension]. *Ukrainian Information Security Research Journal*, 2011, Vol. 13, №2 (51), pp. 5-10.

[5] Alouneh S., En-Nouaary A., Agarwal A. A Multiple LSPs Approach to Secure Data in MPLS Networks, *Journal of Networks*, 2007, Vol. 2, Issue 4, pp. 51-58.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MODULES OF DATA COLLECTION IN THE WIRELESS TELEMETRY SYSTEM

Danilov E. V., Ryabchenko E. Yu., Sherstyukov O. N.
Institute of Physics of Kazan Federal University
16a, Kremliovskaya st., Kazan, 420111, Russian Federation
e-mail: evdan@mail.ru

Abstract — It is an actual problem to organize a wireless network for collecting data from sensors which allows relatively free to distribute the sensors in space. A telemetry system based on ZigBee-technology is presented. It consists of several devices connected to radio network. The wireless telemetry system contains three types of devices: a network coordinator, a module of data collection and a repeater. The module of data collection (MDC) performs measuring values of signals from sensors attached to it and transmits measurement data over the air to the coordinator. Also the MDC provides self-contained power supply of the sensors. There is a consideration of the module of data collection in this paper. Also there is calculation the effective data rate for the wireless telemetry network.

МОДУЛИ СБОРА ДАННЫХ В СИСТЕМЕ БЕСПРОВОДНОЙ ТЕЛЕМЕТРИИ

Данилов Е. В., Рябченко Е. Ю., Шерстюков О. Н.
Институт физики Казанского федерального университета
16а, ул. Кремлевская, Казань, 420111, Российская Федерация
e-mail: evdan@mail.ru

Аннотация — Актуальной задачей является организация беспроводной сети сбора данных с датчиков, позволяющей относительно свободно разнести датчики в пространстве. Приводится описание системы беспроводной телеметрии, построенной на основе технологии Zigbee. Она состоит из нескольких устройств, объединенных в радиосеть. В составе системы можно выделить три типа устройств: координатор сети, модуля сбора данных с датчиков, и ретранслятор. Модуль сбора данных (МСД) осуществляет измерение величин сигналов и передачу их по радиоканалу на координатор. В статье приводится описание модуля сбора данных. Также приведен расчет эффективной скорости передачи данных в беспроводной телеметрической сети.

I. Introduction

To organize a wireless network for collecting data from sensors it is often used ZigBee. ZigBee is a wireless technology that based on IEEE 802.15.4 standard [1].

We used ZigBee - transceivers to build a wireless telemetry system for collecting data from sensors.

The telemetry system based on wireless transmission modules consists of several devices connected to the radio network of ISM-band at 2.4 GHz. The network topology is shown in Fig. 1.

II. The Wireless Telemetry System

The wireless telemetry system contains three types of devices: a network coordinator, a module of data collection and a repeater. The network coordinator receives the data from local modules and manages them, and is able to transmit the data to a computer for further processing. The module of data collection (MDC) measures the values of signals from sensors attached to it and transmits them over the air to the coordinator. The repeater receives packets from the remote MDC if necessary and sends them to the coordinator. It is the same MDC that configured to perform this task.

III. The Module of Data Collection

The module of data collection is constructed as a universal reconfigurable device that can work with different types of sensors such as analog sensors, pulse sensors and digital sensors (via RS-485 interface). Self-contained power supply of attached sensors is carried out by using a battery of the same MDC. Configuring of the MDC for collecting data from concrete type of sensors is performed by the coordinator over the air.

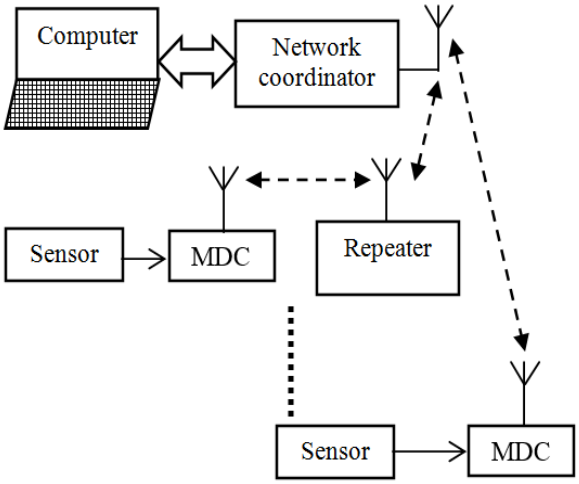


Fig. 1. Network topology of the wireless telemetry system.

Рис. 1. Топология сети в беспроводной системе телеметрии

There is no need high data rate for building the network for collecting data from the sensors due to small volume of the transmittable data, therefore we have used Zigbee - transceiver at designing of the local radio-transmitting module. It has relatively small data rate up to 250 kbps, but low power consumption required for self-contained power supply of the local radio-transmitting module and sensors.

Block scheme of the module of data collection is shown in Fig. 2. It has two channels for attaching different types of sensors and contains the main following units:

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

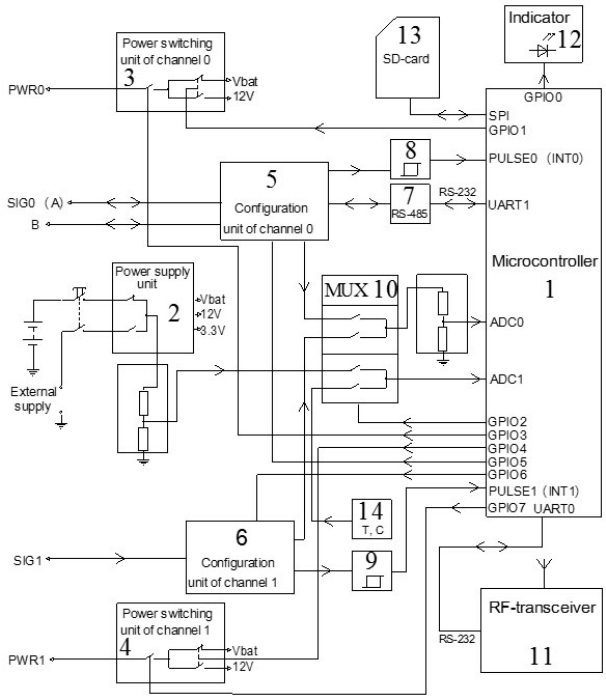


Fig. 2. Block scheme of the module of data collection.

Рис. 2. Блок-схема модуля сбора данных

1. Microcontroller,
2. Power supply unit,
3. Power switching unit of channel 0,
4. Power switching unit of channel 1,
5. Configuration unit of channel 0,
6. Configuration unit of channel 1,
7. RS-485- interface,
8. Schmitt trigger of channel 0,
9. Schmitt trigger of channel 1,
10. Analog multiplexer,
11. Zigbee RF-transceiver,
12. Indicator,
13. SD-Card,
14. Temperature probe.

The detail purpose of each unit is described in [2].

IV. Effective Data Rate for the Wireless Telemetry Network

In this part of the paper we perform simplified calculation of important parameter for wireless telemetry network — the effective data rate between the MDC and the network coordinator.

IEEE 802.15.4 standard uses carrier sense multiple access with collision avoidance (CSMA/CA) mechanism for channel access [1]. For simplicity, we expect using a nonbeacon-enabled Personal Area Network (PAN) in our case, where the RF-transceiver simply transmits data, using unslotted CSMA/CA, to the coordinator. So the transaction in this case looks like it is shown in Fig. 3.

When the local radio-transmitting module begins to transmit data, the RF-transceiver waits for a random number of complete backoff periods in the range [0; $2^{BE}-1$] units *aUnitBackoffPeriod*. After that the local radio-transmitting module performs a clear channel assessment (CCA). Usually BE is initialized as 3, CCA is performed during 8 symbols, *aUnitBackOffPeriod* during 20 symbols, duration of 1 symbol equals 16 us [1]. So, at the worst case time of preparing for the transfer of data is calculated as:

$$t_{pre_trans} = InitialBackOffPeriod+CCA = (2^3-1)*aUnitBackOffPeriod + CCA = 7*0,016*20+0,016*8=2,368\ ms.$$

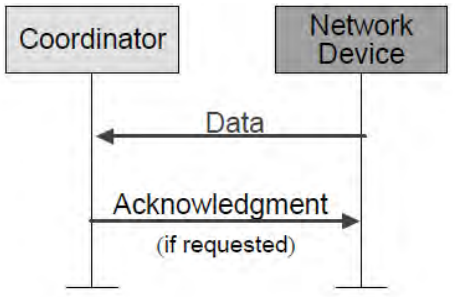


Fig. 3. Communication to a coordinator in a nonbeacon-enabled PAN.

Рис. 3. Передача данных координатору без использования маяков

If the CCA is idle, then the local module begins the packet transmission. With length of measured data from the sensors *FrameSize* = 12 bytes size of the data packet equals 65 bytes [4]. Time of packet transmitting t_{trans} equals in this case [1]:

$$t_{trans}=(PacketSize+SHR+PHR)*8/250000=(65+5+1)*8/250000=2,272\ ms.$$

After the data packet is transmitted device sends ACK-frame that consists of 11 bytes. With data rate of 250 kbps, time of ACK-frame transmitting equals:

$$t_{ACK}=11*8/250000=0,352\ ms.$$

There is delay time $t_{delay_ACK}=192\ us$ that determined that the device should switch from transmit to receive mode.

Full time of packet transmitting T_{Sum} in this case equals: $T_{Sum}=2,368+2,272+0,192+0,352=5,184\ ms$. The effective data rate for the wireless telemetry network that based on IEEE 802.15.4 standard is calculating as:

$$V_{eff}=FrameSize/T_{Sum}=12*8/5,184\approx18,5\ кбит/с.$$

V. Conclusion

The wireless telemetry system based on Zigbee-technology which allows relatively free to distribute the sensors in space is presented.

The wireless telemetry system was applied for collecting geologic-technological data during the development of oil wells [3].

This work was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (project number 02.G25.31.0029).

VI. References

[1] IEEE 802.15.4 standard: Wireless Medium Access Control and Physical Layer Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks, *IEEE*, 2006.

[2] Danilov E.V., Ryabchenko E.Yu., Sherstyukov O.N. Wireless telemetry system with self-contained power supply of sensors. *2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. Krasnoyarsk, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. ISBN: 978-1-4799-1060-1.

[3] Sherstyukov O.N., Ryabchenko E.Yu., Danilov E.V. ZigBee technology application for a wireless sensor network used in mud-logging system. *Neftyanoe Khozyaistvo - Oil Industry*, 2013, vol. 6(1077), pp.72-75.

[4] ETRX35x-LRS Product Manual. Available at: http://www.telegesis.com/support/document-download-centre/ (accessed 1 May 2015).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ESTIMATION OF ENERGY EFFICIENCY OF WIRELESS NETWORK ROUTING BASED ON THE GEOMETRY OF POTENTIAL FIELD LINE

Stromov A. V.*, Nechaev Yu. B.**
**JSC "Concern "Sozvezdie",*
14, Plekhanovskaya str., Voronezh, 394018, Russian Federation
***Voronezh State University*
1, Universitetskaya sq., Voronezh, 394036, Russian Federation
Ph.: +7(950)7723731, e-mail: astromov@yandex.ru

Abstract — Method of estimation of energy efficiency by simulation for wireless network with routing based on the geometry of potential field line is discussed. The approach to routes constructing on the basis of traffic flow is presented.

ОЦЕНКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ МАРШРУТИЗАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ, ОСНОВАННОЙ НА ГЕОМЕТРИИ СИЛОВЫХ ЛИНИЙ ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ПОЛЯ

Стромов А. В.*, Нечаев Ю. Б.**
**АО «Концерн «Созвездие»*
ул. Плехановская, 14, г. Воронеж, 394018, Россия
***Воронежский государственный университет*
Университетеская пл., 1, Воронеж, 394036, Россия
тел.: +7(950)7723731, e-mail: astromov@yandex.ru

Аннотация — Рассмотрен метод оценки энергопотребления стационарной одноранговой беспроводной сети, маршрутизация в которой организована на основе геометрии силовых линий потенциального поля. Предложен способ построения маршрутов на основе векторного поля информационного потока, соответствующий модельному распределению информационной нагрузки.

I. Введение

Разработка и моделирование методов маршрутизации в одноранговых беспроводных сетях с большим количеством узлов – важное и перспективное направление исследований, связанное как с развитием сетей связи и сенсорных сетей, так и с примыкающими к ним вопросами нанотехнологий. Как отмечено в [1], именно одноранговые сети с конкурентным доступом к среде передачи информации являются в настоящее время наиболее предпочтительным решением для перспективных сетей с высокой плотностью узлов (dense network). Такие сети не требуют централизованного управления, необходимого для реализации различных методов доступа к среде с частотным, временным или кодовым разделением и экономно используют частотный ресурс.

II. Основная часть

Идея маршрутизации в сетях с высокой плотностью узлов, основанной на геометрии силовых линий потенциального поля, и её моделирования с помощью дифференциальных уравнений в частных производных, высказана двумя группами авторов в [2] и [3] соответственно. К ним, отчасти, примыкает и работа [4]. Было предложено перейти от «микроскопических» характеристик сети к «макроскопическим»: информационному потоку $\mathbf{W}$, направление которого совпадает с направлением передачи информации, а модуль равен нормированной скорости передачи информации через отрезок, расположенный в указанной точке перпендикулярно к направлению функции $\mathbf{W}$ и функции плотности производства / потребления информации ρ, принимающая положительные или отрицательные значения в зависимости от того, передаётся или принимается пользовательская информация в данной точке области, занимаемой сетью. Было показано [1, 2], что при соблюдении условия обратной пропорциональности длины маршрута к нагрузке на него, функции $\mathbf{W}$ и ρ связаны соотношением

$$\nabla \cdot \mathbf{W} = \rho , \quad (1)$$

а информационный поток является потенциальным

$$\nabla \times \mathbf{W} = 0 . \quad (2)$$

Отличие подходов состояло в том, что [2, 5] предполагалось использовать полученные маршруты в имеющейся сети, а в [3, 6] предлагалось, построив оптимальную схему маршрутизации, расположить узлы вдоль маршрутов в соответствии с ней. Кроме того, в [6] предлагалось перейти к потенциалу информационного потока, трактуемому как количество ретрансляций, необходимое для доставки информации.

Дальнейшее развитие эта тематика получила в работах [7 - 12]. В [7] предложена трактовка потенциала U информационного потока как количества энергии, необходимой для доставки информации до точки назначения с учетом всех ретрансляций. Соответственно, появилась возможность ввести в рассмотрение коэффициент K, определяющий свойства сети как среды распространения сигнала. Тогда выражения (1, 2) можно свести в уравнение

$$\nabla \cdot \left(-K \nabla U \right) = \rho . \quad (3)$$

По аналогии с коэффициентом теплопроводности, коэффициент K можно назвать коэффициентом информопроводности. В [8, 9] рассмотрено моделирование рассматриваемым методом сети, функционирующей под воздействием источника помех, и использующей адаптивное изменение скорости передачи информации, а также простейшие адаптивные антенны. Оценки коэффициента информопроводности для сети для сети, функционирующей без помех,

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

а также для адаптивной сети, на которую воздействует источник помех приведены в [10, 11]. Методика расчета K при воздействии на сеть нескольких (двух или более) источников помех дана в [12].

Предложенный в [7] обобщённый подход энергетической трактовки потенциала информационного потока позволяет рассмотреть вопрос об оценке энергопотребления узлов сети в процессе её работы. Предположим, что узлы распределены по области, занимаемой сетью, достаточно равномерно, и передача осуществляется между соседними узлами в направлении, определяемом информационным потоком. В этом случае можно аппроксимировать схему передачи информации решётчатой сетью [4] Тогда, если определён информационный поток и плотность расположения узлов, можно определить энергию, расходуемую узлом в единицу времени на передачу информации как:

$$P = \frac{|\mathbf{W}|}{K\sqrt{d}}, \qquad (4)$$

где d – плотность размещения узлов. Для определения расхода энергии источника питания следует учитывать КПД радиостанции.

Важным фактором при определении энергопотребления в рассматриваемой разновидности сетей является метод построения конкретных маршрутов ретрансляции данных по векторной функции информационного потока. Точность оценки энергопотребления будет существенно зависеть от соответствия реальных маршрутов модельному распределению информационных потоков.

Задача построения маршрутов ретрансляции решалась разными группами исследователей различными способами. В [2] рассмотрена стационарная сеть, все узлы которой являются источниками информации, кроме единственного приёмника. Маршруты на основе векторной функции информационного потока строились по принципу выбора в качестве ретранслятора ближайшего узла, расположенного в направлении, определяемом функцией $\mathbf{W}$. Таким образом, маршруты передачи данных от различных узлов могли частично совпадать друг с другом. Другой подход представлен в [4]. Рассматривалась сеть, состоящая из подвижных узлов. Семейство маршрутов строилось на основании набора силовых линий, выходящих из источника информации и отстоящих друг от друга на определённый угол. Дополнительные маршруты от источника к получателю рассматривались как резервные, а последующий узел-ретранслятор выбирался как ближайший к силовой линии и границе зоны действия передатчика предыдущего ретранслятора. Отметим, что если все узлы сети обладают данными о своём местоположении, такой способ построения маршрутов может существенно сократить объем служебной информации в ретранслируемых сообщениях, так как узел сможет самостоятельно определить свою принадлежность к маршруту. Достоинства описанных выше методов построения маршрутов можно объединить при следующем подходе. По мере снижения плотности информационного потока, происходящего при отдалении от источника данных, в процессе ретрансляций, происходит разделение маршрута на два или более. При приближении к получателю, происходит слияние нескольких маршрутов. Физически разделение маршрута может быть организовано следующим образом: сообщение, переданное одним узлом, ретранслируется принявшими его несколькими узлами не полностью, но каждый узел ретранслирует далее только часть этого сообщения, экономя свой энергетический ресурс, а при приближении к узлу-получателю информация постепенно аккумулируется. Этот способ построения конкретных маршрутов позволит максимально приблизиться к распределению информационного потока, описываемого моделью, хотя сам маршрут будет сложнее и потребуется больший объём служебного трафика.

III. Заключение

Предложенный метод оценки энергопотребления стационарной одноранговой беспроводной сети и способ построения маршрутов на основе векторного поля информационного потока, соответствующий модельному распределнию информационной нагрузки, позволяют более эффективно использовать метод моделирования маршрутизации в беспроводных сетях на основе геометрии силовых линий потенциального поля.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №14-07-00713.

IV. References

[1] Gupta P., Kumar P. R. The Capacity of Wireless Networks. *IEEE Trans. On Information Theory,* Vol. 46, No. 2, Mar. 2000, pp. 388-404.

[2] Kalantari M., Shayman M. Energy Efficient Rrouting in Wireless Sensor Networks. *Proc. Conference on Information Sciences and Systems, Princeton University, NJ*, Mar. 2004.

[3] Toumpis S., Tassiulas L. Packetostatics: Deployment of Massively Dense Sensor Networks as an Electrostatics Problem. *Proc. IEEE INFOCOM, Miami, FL*, Mar. 2005.

[4] Nguyen Nam T., Wang An-I A., Reiher Peter, Kuenning Geoff. Electric-Field-Based Routing: A Reliable Framework for Routing in MANETs. *SIGMOBILE Mob. Comput. Commun. Rev.*, Vol. 8, No. 2. (April 2004), pp. 35-49.

[5] Kalantari M., Shayman M. Design Optimization of Multi-sink Sensor Networks by Analogy to Electrostatic Theory. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Las Vegas, Nevada*, April 2006.

[6] Toumpis S., Tassiulas L. Optimal Deployment of Large Wireless Sensor Networks. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2006, Vol. 52, No. 7, pp. 2935–2953.

[7] Nechaev Yu.B., Baiev A.D., Stromov A.V. Routing in Wireless Networks With Creating Disjoint Multipath Topology on the Basis of the Force Lines of Potential Field. *2011 21st Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2011).* Sevastopol, 2011, pp. 509-510.

[8] Stromov A.V., Baiev A.D., Nechaev Yu.B. Adaptation Simulation of the Wireless Sensor Network With Routing Based On the Geometry of Force Lines of Potential Field In the Presence of Interference Source *2012 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012).* Sevastopol, 2012, pp. 326-327.

[9] Stromov A.V., Nechaev Yu.B., Baev A.D. Modelling of the Routing in Wireless Mesh Network Using Simplest Adaptive Antennas. *Teorija i tehnika radiosvjazi* 2013, No. 4, pp. 57-63.

[10] Stromov A.V., Nechaev Yu.B., Baev A.D. Multipath Routing in Wireless Networks Based on Potential Field Lines under Interference Effect. *Radiotehnika* 2013, No. 12, pp. 136-142.

[11] Stromov A.V. Simulation of Wireless Mesh Network with Smart Antennas *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 358-359.

[12] Stromov A.V., Nechaev Yu.B., Baev A.D. Simulation of Routing in Wireless Mesh Network with Adaptation to the Impact of Several Interference Sources. Teorija i tehnika radiosvjazi 2014, No. 4, pp. 46-52.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

AODV AND DYMO ROUTING PROTOCOLS COMPARISON OF MESH RADIONETWORK SIMULATION MODEL

Epifantsev A. A.*, Nechaev Yu. B. **, Tetin S. E.**
*JSC "Concern "Sozvezdie",
Plekhanovskaya str. 14, Voronezh, 394018, Russia
**Voronezh State University
Universitetskaya sq. 1, Voronezh, 394036, Russia
Ph.: +7(473)2213599, e-mail: cxp87@mail.ru

Abstract — Compares efficiency of two distance-vector routing protocols of mesh network simulation model.

СРАВНЕНИЕ ПРОТОКОЛОВ МАРШРУТИЗАЦИИ AODV И DYMO НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЯЧЕИСТОЙ РАДИОСЕТИ

Епифанцев А. А.*, Нечаев Ю. Б. **, Тетин С. Э.**
*АО «Концерн «Созвездие»
ул. Плехановская, 14, Воронеж, 394018, Россия
**Воронежский государственный университет
Университетская пл., 1, Воронеж, 394036, Россия
тел.: +7(473)2213599, e-mail: cxp87@mail.ru

Аннотация — Методом имитационного моделирования в сетевом симуляторе OMNeT++ сопоставляется эффективность двух дистанционно-векторных протоколов маршрутизации в беспроводных ячеистых сетях.

I. Введение

При разработке беспроводных ячеистых радиосетей одной из актуальных задач является выбор протокола маршрутизации. По принципу работы маршрутные протоколы разделяют на проактивные, реактивные и гибридные. Построение мобильных радиосетей предъявляет дополнительные требования к решению задачи маршрутизации, как показано в [1] использование проактивных протоколов, осуществляющих построение маршрутов на основе периодической рассылки служебных сообщений, приводит к более экономному использованию батарей в узлах сети при высокой динамике сетевой топологии, однако работа в стационарных сетях делает более эффективным использование реактивных и гибридных протоколов маршрутизации.

Рассмотрим ячеистую радиосеть сочетающую периоды стационарности и мобильности узлов. Ранее в работах [2-5] проведен анализ протоколов маршрутизации AODV, DSR, OLSR, TORA, DSDV. В данной работе рассматривается работа дистанционно-векторных протоколов маршрутизации AODV и DYMO при высокой нагрузки на сеть.

II. Основная часть

AODV [6] (Ad Hoc On-Demand Distance Vector) – протокол маршрутизации, использующий реактивную (по требованию) стратегию построения маршрутов. AODV строит таблицы маршрутизации на каждом узле сети по данным об активных маршрутах. Неиспользуемые маршруты удаляются по специальному таймеру. Построение и восстановление маршрутов осуществляются обменом запросами между узлами.

DYMO [7] (The Dymamic MANET On-demand) – Протокол маршрутизации обеспечивает динамическую, реактивную, многоинтервальную маршрутизацию между узлами. Основными операциями протокола являются определение маршрута и управления. Во время поиска маршрута исходный узел рассылает Route Request (RREQ) – пакет запрашивающий маршрут между отправителем и получателем. Этот пакет распространяется по всей сети или в пределах некоторого количества соседних узлов. Когда пакет достигает получателя (или узла, имеющего актуальный маршрут до получателя), узел отправляет Route Replay (RREP). Когда узлы получают RREQ или RREP, они сохраняют в кеше информацию об отправителе, таким образом они узнают путь к источнику полученного пакета, который может быть использован позже.

OMNeT++ [8] – среда имитационного моделирования дискретных событий и состояний с открытым исходным кодом, основанная на компонентах. Основная область применения – моделирование сетей передачи данных и ИТ систем. В качестве языка программирования в OMNeT++ используется C++.

Табл. 1. Основные параметры сети.

Table 1. Network main parameters

Протокол транспортного уровня	UDP
Протокол маршрутизации	AODV, DYMO
Протокол MAC уровня	CSMA/CA
Тип трафика	cbr (constant bit rate)
Размер пакета	80 байт
Число узлов сети	100
Зона покрытия сети, м	2000×2000
Тип антенны	omnidirectional
Время моделирования	250 с
Дальность связи	350 м

Моделировалась сеть, состоящая из 100 узлов (см. табл. 1). В процессе моделирования 5 узлов являлись источниками информации, 5 соответственно – получателями. Размер пакетов пользовательской информации составлял 80 байт. Моделировалось два случая. Для первого случая узлы сети были стационарны, для второго – мобильны, причем скорость

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

движения узлов выбиралась случайно в диапазоне от 0 до 30 м/с. Каждый мобильный узел имел периоды стационарности и движения. В период стационарности он был неподвижен, в то время как в период подвижности, начинал движение со случайной скоростью и направлением. Период движения начинался при истечении времени стационарности. В начале периода движения узел выбирал точку назначения и двигался к ней. При достижении точки назначения узел переходил в режим стационарности.

Сравнение протоколов проводилось по следующим основным показателям эффективности:

1. время построения маршрута;
2. количество принятых пользовательских пакетов;
3. временная задержка (время между передачей пакета и ответа о его прибытии (RTT, Round Trip Time));
4. общий объем принятой пользовательской информации;
5. общий объем потерянной пользовательской информации.

Особенностью рассматриваемой сети является высокий уровень нагрузки, обусловленный тем, что узлы являются не только отправителем/получателем информации, но и выступают промежуточными ретрансляторами на маршрутах между другими абонентами сети. Следствием указанной особенности, являются неизбежные потери, связанные с коллизиями при множественном доступе к разделяемой среде передачи информации.

Усредненные результаты моделирования для 5 соединений представлены на рис. 1, табл. 2, табл. 3.



Рис. 1. Время построения маршрутов в мобильной ячеистой радиосети.

Fig. 1. Network under consideration topology

Табл. 2. Результаты моделирования при мобильных узлах.

Table 2. Simulation results with mobile nodes

Доставленные пакеты	Временная задержка (RTT), мс	Принятая информация, байт	Потерянная информация, байт
AODV			
185,2	152,3	11709,8	54467,6
DYMO			
35	20,24	367923	1974

Табл. 3. Результаты моделирования при стационарных узлах.

Table 3. Simulation results with stationary nodes

Доставленные пакеты	Временная задержка, мс	Принятая информация, байт	Потерянная информация, байт
AODV			
250	40,12	217329	170913,6
DYMO			
153,6	28,28	880123	102003

III. Заключение

1. Построение ячеистой радиосети на основе протокола DYMO позволяет минимизировать время построения маршрутов в сети и задержки при передаче пользовательской информации.

2. Использование протокола DYMO приводит к потере больших объемов пользовательской информации в сравнении с протоколом AODV, что обусловлено менее эффективными механизмами поддержания маршрутов.

3. При высокой нагрузке в мобильной ячеистой радиосети целесообразно использовать протокол AODV, который, несмотря на большие временные задержки, чем у DYMO, позволяет минимизировать потери информации и не создает высокой нагрузки на сеть за счёт собственной служебной информации.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №14-07-00713.

IV. References

[1] Nechaev Yu.B., Stromov A.V., Epifancev A.A. Modelirovanie besprovodnoj mobil'noj adaptivnoj seti s ispol'zovaniem protokolov marshrutizatsii AODV i DSDV [Simulation of adaptive wireless mobile network based on AODV and DSDV routing protocols] Telekommunikatsii: Nauka i tehnologii, 2009.- No7.- pp. 21-25.

[2] Nechaev Yu.B., Epifancev A.A. Routing analysis in the wireless mobile mesh network based on routing protocol AODV // 2012 22th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012), Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2012 – Vol. 1 - p. 328–329

[3] Epifancev A.A. Analyz protocola marshrutizatsii DSR na modeli mobilnoy seti s yacheistoy topologiey [Analysis of the protocol of routing DSR on the model of a mobile network with mesh topology] // Sbornik trudov mezhdunarodnoy molodezhnoy conferentsii Prikladnaya matematika, Upravlenie i Informatika, Belgorod: 2012. – s. 88-92

[4] Nechaev Yu.B., Epifancev A.A. , Kipenko V.V. Estimation of wireless network time-probabilistic characteristics, based on such routing protocols as AODV, DSR, OLSR, TORA // 2011 21th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012), Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2012 – Vol. 1 - p. 511–512

[5] Nechaev Yu.B., Epifancev A.A., Ermolin D.Yu. Modelirovanie i analiz protocolov marshrutizatsii besprovodnuh aad hoc setey [Modeling and analysis routing protocols of wireless ad hoc of networks] Telekommunikatsii: Nauka i tehnologii, 2009.- No7.- pp. 21-25.

[6] Perkins C.E. and Royer, E.M., Ad Hoc On-Demand Distance Vector Routing, IEEE WMCSA'99, New Orleans, Feb. 1999.

[7] Chakeres I, Perkins C Dynamic MANET on-demand (DYMO) routing. IETF Internet-Draft, draft-ietf-manet-dymo-16. 2008

[8] Kotenko I.V. Modelirovanie protiviborstva programmnuh agentov v internete: obshiy podhod, sreda moedlirovaniya i eksperimentu [Modeling of an antagonism of program agents on the Internet: general approach, environment of modeling and experiments] /I.V. Kotenko, A.V. Ulanov // Zashita informatsii, 2006. - №5. – c. 2 - 10

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE ALGORITHM OF BIT ERROR RATE COUNTING AT DATA TRANSMITTING IN A COMMUNICATION CHANNEL

Shirokov I. B., Ustimenko E. A.
Sevastopol State University
33, Universitetskaya, Sevastopol, Crimea, 299053
Ph.: +7(8692)55-00-05, e-mail: shirokov@ieee.org

Abstract — The algorithm, that performs error rate counting at data transmitting in the communication channel, is considered. The algorithm assumes the use of two parts. The first is the teaching one. It determines the expected value of transmitted data in certain time interval. The second is the counting algorithm. It counts all deviations of received values from expected one.

АЛГОРИТМ ПОДСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТА ОШИБОК ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

Широков И. Б., Устименко Е. А.
Севастопольский государственный университет
Университетская 33, Севастополь, Крым, 299053
тел. +7(8692)55-00-05, e-mail: shirokov@ieee.org

Аннотация — Рассмотрен алгоритм подсчета ошибок при передаче данных в канале связи. Алгоритм предполагает использование двух частей. Первая — обучающая часть. Эта часть алгоритма определяет ожидаемые значения передаваемых данных на определенных временных интервалах. Вторая — алгоритм подсчета. Этот алгоритм осуществляет подсчет всех отклонений полученных значений от ожидаемых.

I. Введение

Часто при передаче цифровых данных по открытым каналам связи возникают ошибки передачи. Причиной появления ошибок является наличие помех, изменение условий распространения радиоволн и т.п. Современные системы передачи данных позволяют фиксировать и корректировать появляющиеся ошибки. Эти операции производятся специальными алгоритмами, которые осуществляют анализ большого числа принятых бит [1].

При передаче данных в современных системах передачи информация об ошибках является неполной: известен факт появления ошибки, но неизвестно, на каком именно этапе она возникла. Для определения причины появления ошибки необходимо фиксировать ее появление в произвольный момент времени. Если при этом дополнительно анализировать электрические и метеорологические характеристики канала связи, то можно не только констатировать факт появления ошибки, но и называть причину ее возникновения [2]. Зная, в чем заключается причина возникновения ошибки передачи данных, можно легко перейти к процессу ее устранения. Это позволит строить адаптивную систему передачи данных, которая обеспечивает минимальное снижение скорости передачи при изменении условий распространения радиоволн.

Построение адаптивной системы передачи, осуществляющей анализ принимаемых бит и определяющей коэффициент ошибок постфактум, приводит к существенному снижению скорости передачи данных. Это обусловлено использованием в современных системах интернет-протоколов, предполагающих перепосылку пакетов данных при возникновении и фиксации ошибки приема. При этом автоматически осуществляется уменьшение размеров пакета данных, что еще больше снижает скорость передачи.

В работе представлен простой алгоритм определения факта появления ошибки и подсчета коэффициента ошибок, возникающих при передаче данных в канале связи.

II. Основная часть

Весь алгоритм определения коэффициента ошибок предполагает передачу в канале связи детерминированной последовательности данных в виде чередующихся нулей и единиц …01010101…. Последовательность тривиальная, но устройство, реализующее подсчет коэффициента ошибок, тривиальным быть не может. Надо понимать, что канал связи и используемый модем вносят в формируемый на выходе системы передачи цифровой сигнал задержку во времени, величина которой не определена. Также невозможна передача дополнительного синхросигнала из пункта передачи в пункт приема. Другими словами, факт достоверности принятого и демодулированного сигнала даже при указанной выше тривиальной последовательности не определен.

Алгоритм определения и подсчета общего числа ошибок, возникающих при передаче данных в канале связи, состоит из двух частей. Первая часть — это обучающий алгоритм. Вторая часть — это алгоритм подсчета числа ошибок.

Обучающий алгоритм показан на рис. 1. Этот алгоритм предполагает анализ небольшого числа переданных бит M, например 10 или 100. Важно при этом, чтобы общее время анализа передачи M бит при заданной скорости передачи данных не превышало время выборки данных электрических и метеорологических измерений в самом канале связи. В противном случае произойдет потеря информации.

Здесь также приняты следующие обозначения: счетчики нулей (CT0) и единиц (CT1); априори изменяемое значение принятого сигнала, или его положение (POS) (каждый следующий бит противоположен предыдущему); конкретное значение принятых данных (INDT); левая ветвь (L) (выход Yes логического блока POS=0) и правая (выход No) алгоритма.

В процессе анализа рассматривается только одна ветвь, одно положение — левая, в том предположении, что проход по правой ветви даст тот же результат.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

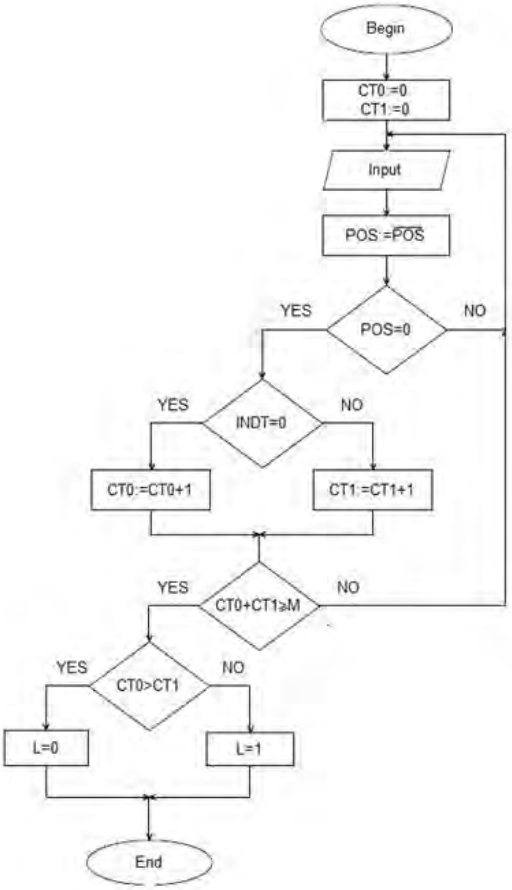


Рис. 1. Обучающий алгоритм определения ожидаемых значений передаваемых данных в определенный временной интервал.

Fig. 1. The teaching algorithm of determination of expected value of transmitted data in certain time interval

Основная цель выполнения обработки данных по этому алгоритму заключается в том, чтобы определить какое значение передаваемых данных должно соответствовать выбранной ветви алгоритма: либо 0 либо 1, определение ожидаемого значения принятых данных. Алгоритм будет работать вплоть до достижения предельной вероятности появления ошибки, равной 0,5 (CT0=CT1).

Выполнив обучающий алгоритм, можем перейти к подсчету количества ошибок при большом числе передаваемых бит N, алгоритм которого показан на рис. 2. Здесь дополнительно введены следующие обозначения: счетчик принимаемых бит (CNT) и счетчик ошибок (ERR).

По данному алгоритму анализируется каждый принятый бит и проверяется его равенство ожидаемому при каждом положении POS с учетом L. Если равенство выполняется, то осуществляется простой переход к анализу следующего принятого бита. Если равенство не выполняется, то дополнительно осуществляется инкрементирование счетчика ошибок. После анализа всех N бит осуществляется вывод значения коэффициента ошибок.

На приведенном алгоритме фиксация каждой ошибки и подтверждение факта ее возникновения в каждом конкретном временном интервале условно не показаны. Для реализации этой процедуры достаточно после блока ERR:= ERR+1 добавить еще один блок вывода, только не текущего значения ERR,

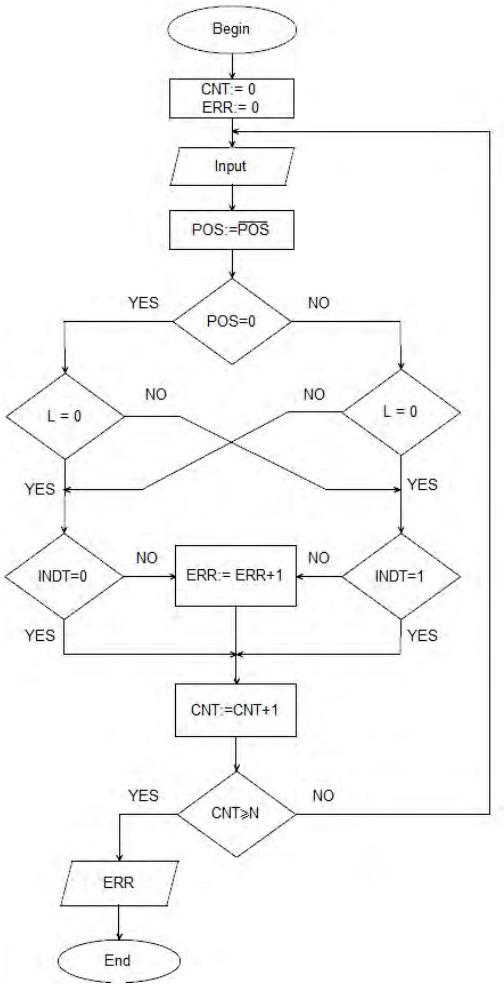


Рис. 2. Алгоритм подсчета ошибок в канале связи для большого числа переданных бит N.

Fig. 2. The algorithm of bit error rate counting in communication channel for large count of transmitted bits N

которое будет постоянно возрастать, а некоторого другого флага.

III. Заключение

Таким образом, разработанный алгоритм позволяет произвести подсчет коэффициента ошибок, возникающих при передаче данных в канале связи, а также фиксировать факт возникновения ошибки в любой момент времени. В последнем случае появляется возможность исследовать влияние условий распространения радиоволн в канале связи на возникновение ошибок передачи данных. Это позволит строить адаптивные системы телекоммуникаций, устанавливающие требуемые скорости передачи и требуемые виды модуляции с учетом изменений метеорологических и прочих условий.

IV. References

[1] Proakis J.G. Digital Communications. Fourth edition. New York: McGraw-Hill, 2001. – 798 p.

[2] Shirokov I.B. Ustimenko E.A. Issledovanie vliyaniya otnosheniya signal/shum v kanale svyazi na coefficient oshibok pri peredache FFSK signala [Research of influence of signal/noise ratio in a communication channel on bit error rate by transmitting of FFSK signal] Sb. nauch. tr. Shkola molodyh uchenyh «Perspektivy razvitiya radiotehnicheskih i infokommunikacionnyh sistem» Radioinfokom-2015. Moscow, 2015, pp. 93-96.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

APPLICATION OF COST ESTIMATION OF RISKS FOR DETERMINATION OF A DEMANDED DEGREE OF SUPPORT OF SAFETY OF INFORMATION TECHNOLOGIES

Ponomareva O. A., Kain N. A.
Ural Federal University named after the first President of Russia
B. N. Yeltsin Institute of Radio Electronics and Information Technologies
str. Mira, 32, Ekaterinburg city, 620002, Russia
tel. (343) 3759534, (343)3759534, e-mail: ponomareva1704@rambler.ru

Abstract — As the concept of a demanded degree of support of informational safety has especially subjective character, and for creation of the majority of regulating documents quite objective characteristic is required, it is offered to output a cost estimation as a measure of support of safety of information technologies.

ПРИМЕНЕНИЕ СТОИМОСТНОЙ ОЦЕНКИ РИСКОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРЕБУЕМОЙ СТЕПЕНИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Пономарева О. А., Каин Н. А.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
Институт радиоэлектроники и информационных технологий
ул. Мира , 32, г. Екатеринбург, 620002 , Россия
тел. (343) 3759534, (343)3759424, e-mail: ponomareva1704@rambler.ru

Аннотация — Так как понятие требуемой степени обеспечения информационной безопасности носит сугубо субъективный характер, а для создания большинства регламентирующих документов требуется вполне объективная характеристика, предлагается вывести стоимостную оценку в качестве меры обеспечения безопасности информационных технологий.

I. Введение

Информационные технологии (ИТ), основанные на последних достижениях в области вычислительной техники и связи, находят все более широкое применение буквально во всех сферах нашей жизни и деятельности. В отличие от индустриальных технологий, где основным объектом переработки является сырье и материалы, информационные технологии потребляют и перерабатывают информацию. С развитием ИТ объемы обрабатываемой и передаваемой информации, как в абсолютных величинах, так и по отношению к объемам обработки сырья и материалов в индустриальных технологиях, непрерывно возрастают. В связи с этим можно говорить о переходе к новой качественной ступени развития - информационному обществу.

Компьютерные технологии позволяют автоматизировать процессы управления (умственный труд по управлению - по принятию решений в конкретных ситуациях на основе имеющейся информации)[3]. А поскольку управление необходимо везде, всегда и всем, то и средства автоматизации управления применяются повсеместно. Автоматизация на основе современных ИТ позволяет принимать решения более оперативно и обоснованно, позволяет учитывать при принятии управленческих решений больший объем сведений, тем самым, повышая качество и эффективность управления. Управления чем бы то ни было, - от отдельных узлов и агрегатов, например, в автомобилях, деятельностью отдельных людей, технологическими процессами на производстве, бизнес процессами компаний, экономическими и социально-политическими процессами в обществе.

Отсюда и все возрастающее внимание к защите применяемых для автоматизации управления информационных технологий и непосредственно информации. Любые нарушения и неполадки в работе информационных систем (ИС), систем обработки и передачи информации, и, как следствие, снижение качества или полная потеря управления критичными процессами со всеми вытекающими убытками и потерями.

II. Основная часть

Проблема обеспечения безопасности информационных технологий относится к числу трудноразрешимых. Это связано со следующими объективными обстоятельствами:

- недостаточным (неадекватным реалиям) пониманием необходимости защиты используемых информационных технологий;
- высокой степенью неопределенности рисков, связанных с применением новейших ИТ;
- высокой сложностью АС как объектов защиты;
- необходимостью комплексного подхода к защите ИТ с учетом их серьезной зависимости от человеческого фактора;
- сложностью разрешения конфликтов интересов между различными категориями субъектов (собственниками информационных систем, системными и сетевыми администраторами, администраторами безопасности, пользователями, обслуживающим персоналом систем и менеджерами различных уровней);
- отставанием методов и средств защиты от развития информационных технологий, а также от развития методов и средств нападения;
- недостатком квалифицированных специалистов в сфере компьютерной безопасности и низким уровнем компьютерной культуры пользователей (слабой осведомленностью последних в вопросах безопасности ИТ).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Известно два основных подхода к анализу рисков - качественный и количественный.

В основном для анализа рисков в настоящее время используется качественный подход, предусматривающий простое ранжирование угроз и связанных с ними рисков по степени их опасности.

Более привлекательным, является количественный подход, позволяющий сравнивать защищенность различных систем.

Трудности решения практических задач обеспечения безопасности конкретных АС связаны с отсутствием развитой стройной теории и необходимых научно-технических и методических основ обеспечения защиты информации в современных условиях.

Следует помнить, что создать абсолютно непреодолимую систему защиты принципиально невозможно. Пока информация находится в обращении, принимаемые меры могут только снизить вероятность негативных воздействий или ущерб от них, но не исключить их полностью. При достаточном количестве времени и средств можно преодолеть любую защиту. Поэтому имеет смысл рассматривать некоторый приемлемый уровень обеспечения безопасности соответствующий существующим угрозам (рискам).

Суть защиты ресурсов корпоративных сетей - есть управление рисками, связанных с использованием этих сетей [2].

Уточним, что угроза — это нежелательное событие, наносящее ущерб субъектам.

Риск - это оценка опасности определенной угрозы. Риск выражает вероятностно-стоимостную оценку возможных потерь (ущерба) и характеризуется:

- вероятностью успешной реализации угрозы Ai;
- стоимостью потерь (ущерба) в случае реализации угрозы Bi.

Стоимостную составляющую информационной безопасности хорошо иллюстрирует упрощенная формула оценки издержек, связывающая количественные характеристики рисков, стоимость реализации мер защиты и суммарные издержки.

Пример обобщенной оценки издержек:

$$R = \sum_{i=1}^{n} \left(A_i \cap B_i + C \right) < R_{max} \text{ , где}$$

n - количество рисков (угроз), A - вероятностная оценка риска (0-1), B - стоимостная оценка риска (в рублях), C - стоимость реализации мер защиты (в рублях), R - суммарные издержки (в рублях), R_{max} - допустимые издержки (в рублях).

Анализ рисков состоит в том, чтобы выявить существующие угрозы и оценить их опасность (дать им количественную или качественную оценку). На этапе анализа рисков должны быть выявлены все значимые угрозы, то есть угрозы с большой частотой (вероятностью) реализации и/или приводящие к существенным (ощутимым) потерям.

Управление рисками заключается в принятии мер защиты (контрмер), направленных на снижение частоты успешной реализации угроз и/или на снижение размера ущерба в случае их реализации. При этом защитные меры выбираются на основе принципа разумной достаточности (экономической целесообразности, сопоставимости возможного ущерба и затрат на защиту) исходя из минимизации общих издержек - затрат на защиту плюс остаточных потерь от угроз.

III. Заключение

Существует несколько вариантов противодействия выявленным рискам (угрозам), применяемых в комплексе [1].

Первый из них связан с признанием допустимости риска от конкретной угрозы, например, если вероятность реализации угрозы ничтожна мала или затраты на защиту от нее катастрофически велики.

Второй вариант действий предусматривает частичную передачу ответственности за инциденты в сфере безопасности ИТ сторонней организации, например страховой компании.

Третий и основной вариант действий связан с проведением комплекса мероприятий (мер противодействия), позволяющих либо уменьшить риск до разумных величин, либо полностью исключить его.

При построении любой системы защиты информации и информационных систем в первую очередь необходимо учесть, что высокоэффективная система защиты стоит некоторых денег и использует при работе определённую часть ресурсов компьютерной инфраструктуры. Излишние меры безопасности, помимо экономической неэффективности, могут привести к созданию дополнительных неудобств и раздражению персонала. Важно правильно выбрать тот достаточный уровень защиты, при котором затраты на контрмеры и размер возможного ущерба были бы приемлемыми.

Требуемая степень обеспечения информационной безопасности для каждого конкретного случая будет определяться как баланс между тремя вариантами действий, описанных выше.

IV. References

[1] «Доктрина информационной безопасности Российской Федерации», утверждена Президентом РФ 9 сентября 2000г. №Пр-1895., http://www.rg.ru/oficial/doc/min_and_vedom/mim_bezop/doctr.shtm

[2] Защита информационных технологий как процесс управления рисками. Сложность количественной оценки рисков, http://www.life-prog.ru/1_29180_zashchita-informatsionnih-tehnologiy-kak-protsess-upravleniya-riskami-slozhnost-kolichestvennoy-otsenki-riskov.html

[3] «Курс БТ01. Безопасность информационных технологий», «АНО ДНО Учебный центр «Информзащита», 20 мая 2013 г.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ADAPTIVE ECHO COMPENSATION OF ACOUSTIC SIGNALS IN A LIMITED SPACE

Kozlov N. P., Proskuryakov A. Yu., Yermolaev V. A.
Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs
23, Orlovskaya st., Murom, 602264, Russian Federation, e-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Abstract — Article is devoted to questions of adaptive processing of acoustic signals in the conditions of high extent of their distortions by variable types of hindrances and/or noise, in particular, the special attention is paid to the decision an echo compensation problem in a limited space. Based adaptive noise suppression algorithms has been proposed to develop a system using a storage repeated (same type) data to optimize the processing time and the quality of acoustic signals.

АДАПТИВНАЯ ЭХО-КОМПЕНСАЦИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ОГРАНИЧЕННОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Козлов Н. П., Проскуряков А. Ю., Ермолаев В. А.
Муромский институт (филиал)
«Владимирский государственный университет имени Александра и Николая Столетовых»
Россия, 602264, Владимирская область, г. Муром,
ул. Орловская, д.23, e-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Аннотация — Статья посвящена вопросам адаптивной обработки акустических сигналов в условиях высокой степени их искажений вариативными типами помех и/или шумов, в частности, особое внимание уделено решению проблеме эхо-компенсации в ограниченном пространстве. На основе адаптивных алгоритмов подавления помех была предложена разработка системы с применением хранилища повторных (однотипных) данных, для оптимизации времени и качества обработки акустических сигналов.

I. Введение

Актуальными методами подавления акустических помех и эхо-сигналов, в условиях нестационарности тракта приема (передачи) данных и многолучевого распространения, являются адаптивные фильтры на основе алгоритма расчета импульсных характеристик канала от источника к датчикам и алгоритма определения многоканальной временной задержки.

Целью данной работы является оптимизация применения адаптивных фильтров и разработка системы компенсации акустических помех и эхо-сигналов в замкнутом пространстве с применением хранилища повторных (однотипных) помех и шумов.

II. Основная часть

Эхо-компенсация представляет собой процесс удаления паразитного эхо-сигнала из полезной звуковой волны. Коэффициенты передачи и задержки в каналах распространения эха можно считать постоянными. В этом случае модель множественных отражений без учета реверберации [1] можно задать с помощью выражения

$$x(t) = \sum_{k=0}^{r} a_k x_0(t-\tau_k) = \sum_{k=0}^{r} a_k x_0(t-D_k T_0). \quad (1)$$

Задача при этом заключается в определении затуханий $a_k(\theta)$, зависящих от ориентации θ микрофона, и задержек $\tau_k = D_k T_0$ в $r+1$ каналах эха.

По условию, сигнал $x_0(t)$ является известным и стационарным (формирует $x(t)$). Это позволяет применить технику корреляционного анализа, определяя взаимную корреляционную функцию сигналов $x_0(t)$ и $x(t)$ следующим выражением

$$\hat{R}_{x_0 x}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x_0(t)x(t+\tau)dt. \quad (2)$$

В этом случае можно принять, что оценки задержек $\tau_k = D_k T_0$ являются точками ее локальных максимумов, то есть получаются в результате решения задачи

$$\hat{\tau}_k = \hat{D}_k T_0 = \arg loc\max \hat{R}_{x_0 x}(\tau). \quad (3)$$

Коэффициенты затухания вычисляются по следующему выражению [1]

$$\hat{a}_k = \frac{1}{\hat{R}_{x_0 x}(0)}\hat{R}_{x_0 x}(D_k T_0),\ \hat{R}_{x_0 x}(0) = \frac{1}{T}\int_0^T x_0(t)x_0(t)dt. \quad (4)$$

Распространение звука в замкнутом пространстве осложняется множеством препятствий, способствующих как поглощению звуковой волны, так и образованию эхо-сигналов, за счет отражения излученного акустического сигнала от различного рода объектов (стен, пола, потолка, мебели и др.), то есть имеется зависимость от среды, в которой производится связь.

Для подавления отражений в ограниченных средах применим адаптивный алгоритм расчета импульсных характеристик канала от источника к датчикам [2]. Оценка задержки в этом случае определяется путем нахождения прямого пути из двух, измеренными импульсными откликами. Этот алгоритм полностью учитывает эффект реверберации при оценке времени задержки. Модель с двумя датчиками выглядит следующим образом

$$x_0[k] * h_1 = s[k] * h_0 * h_1 = x_1[k] * h_0. \quad (5)$$

В векторно-матричном виде это соотношение, в момент времени *k*, можно представить [2, 3, 4]

$$x^T[k]u = x_0^T[k]h_1 - x_1^T[k]h_0 = 0, \quad (6)$$

где $x[k] = \left[x_0^T[k], x_1^T[k]\right]^T$, $u = \left[h_1^T - h_0^T\right]^T$,

$$x_n[k] = \left[[x_n[k], x_n[k-1],..., x_n[k-L+1]\right]^T.$$

Масштаб и общие задержки неясности «слепой» идентификации на работу алгоритма не влияют. В случае, когда импульсная характеристика канала из

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

источника к приемнику может быть очень длинной, рассмотренный выше алгоритм не является приемлемым (некоторые нули двух каналов близки). Тогда возможно использование нескольких каналов в системе, адаптивный алгоритм определения многоканальной временной задержки, когда число датчиков является большим.

С учетом модели реверберации [1] функция, среди всех *N*, в момент времени *k*+1 имеет вид [1, 4]

$$J[k+1]=\sum_{i=0}^{N-2}\sum_{j=i+1}^{N-1}e_{ij}^2[k+1], \qquad (7)$$

где $e_{ij}[k+1]=\dfrac{x_i^T[k+1]\hat{h}_j[k]-x_i^T[k+1]\hat{h}_i[k]}{\left\|\hat{h}[k]\right\|}$,

$i, j=0,1,...,N-1$ – сигнал ошибки между датчиками *i* и приемниками *j* в момент времени *k*+1, $\hat{h}_n[k]$ – моделирование фильтра $h_j[k]$.

Отсюда следует, что различные адаптивные алгоритмы могут использоваться для достижения оценки $\hat{h}_j[k]$ путем сведения к минимуму $J[k+1]$.

Вычислительная процедура коэффициента линейного предсказания имеет следующий вид [2]:

$$W(j,i)=W(j-1,i)+mx(j-1-i)\operatorname{sgn}e(j), \qquad (8)$$

где $j=1,2,3,...$ – текущее дискретное время; $i=1,2,3,...,p$ – порядковый номер проекции вектора *W*, *x* – исходный сигнал; *e* – результат компенсации; *m* – коэффициент адаптации.

Предсказанное значение *W(j)* используется в процессоре трансверсального фильтра для вычисления оценки значения помехи – *n`(j)* на *j*-ый момент времени и значения скомпенсированного сигнала *e(j)*:

$$n`(j)=W(1,j)x(j-1)+...+W(i,j)x(j-i)+...+W(p,j)x(j-p),$$
$$e(j)=x(j)-n`(j)=s(j)+n(j)-n`(j), \qquad (9)$$

где *n`* – значение помехи, *n* – шумовая составляющая.

После выполнения достаточно числа итераций обучения системы, качество фильтрации сигналов будет возрастать, независимо от сложности его загрязнения [3]. На рис. 1 представлен исходный (зашумленный) речевой сигнал (а) и его отфильтрованный речевой эквивалент по мере обучения системы (*б*).

III. Заключение

Таким образом, разрабатываемая система позволяет использовать существующие алгоритмы компенсации акустических помех с большей оптимальностью скорости и качества обработки, при меньших затратах технологических мощностей.

В данной разработке адаптивный фильтр представляет собой устройство (составную часть), которое интегрировано в систему, с целью ее обучения, то есть для получения недостающих решений, применяемых для фильтрации сигнала. За счет этого, сокращается время на компенсацию помех в обрабатываемом сигнале и увеличение качества очистки сигнала после прохождения достаточного количества стадий обучения [2, 3].

Работа выполнена в плане реализации государственного задания РФ №2.1228.2014К в сфере научной деятельности

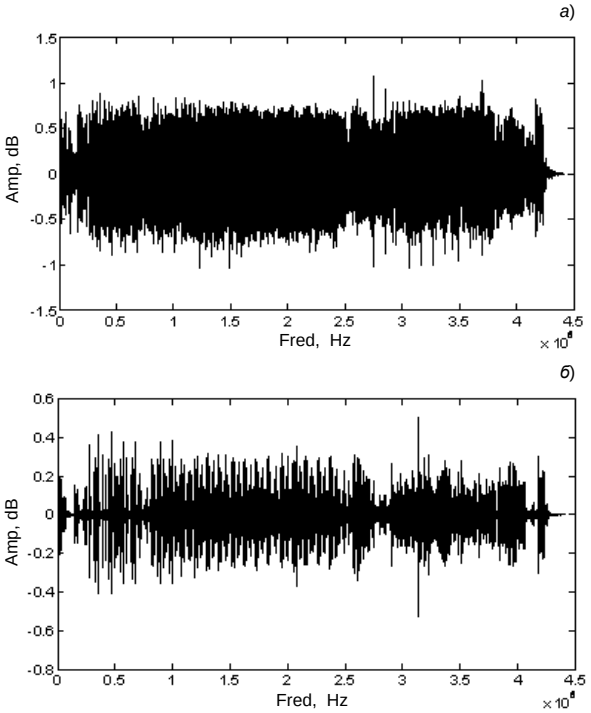


Рис. 1. Исходный речевой сигнал (а), отфильтрованный речевой сигнал (б).

Fig. 1. Initial speech signal (a), filtered speech signal (b)

IV. References

[1] Ермолаев В.А., Кропотов Ю.А., Проскуряков А.Ю. Методы анализа сигналов в информационно-управляющих системах / Ермолаев В.А., Кропотов Ю.А., Проскуряков А.Ю. Изд-во LAP LAMBERT Academic Publishing, 2013 г. 196 с.

[2] Козлов Н.П. Проскуряков А.Ю. Разработка обучаемой системы подавления помех в акустических сигналах / Козлов Н.П., Проскуряков А.Ю. // Материалы пятой международной научно-практической конференции "Наука в современном инфрмационном обществе", 2015. - С. 164-166.

[3] Козлов Н.П., Проскуряков А.Ю. Адаптивная компенсация акустических эхо-сигналов в условиях фиксации на открытом пространстве / "Приволжский научный вестник", 2015. – 3-1(43). – С. 42-44.

[4] Jingdong Chen, Jacob Benesty, Yiteng (Arden) Huang. Time Delay Estimation in Room Acoustic Environments: An Overview. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Volume 2006, Article ID 26503, Pages 1–19 DOI 10.1155/ASP/2006/26503.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

A CONSTRUCTION OF A ROBUST DIGITAL IMAGE WATERMARKING ALGORITHM

Lysenko A. V.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira sq., Ekaterinburg, 620002, Russia
Ph.: +73433507579, e-mail: lysenko@e1.ru

Abstract — We describe an approach to robust digital image steganography for applications where signal can be distorted during transfer or subjected to attacks aimed at removing embedded information. Algorithm is based on an idea of secret binary content-dependent partition of an image. A basic scheme is proposed and test results are discussed.

ПОСТРОЕНИЕ АЛГОРИТМА УСТОЙЧИВЫХ ЦИФРОВЫХ ВОДЯНЫХ ЗНАКОВ ДЛЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Лысенко А. В.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
19, ул. Мира, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: +73433507579, e-mail: lysenko@e1.ru

Аннотация — Описан подход к построению устойчивого алгоритма стеганографии цифровых изображений для приложений, допускающих искажение сигнала при передаче или намеренные изменения, направленные на разрушение скрытой информации. Описана базовая схема и получены тестовые результаты.

I. Introduction

Digital steganography is a study of information hiding techniques in digital signals, images, audio and video files.

Some applications such as Digital Watermarking require robustness of a steganographic algorithm towards a certain range of image modifications.

Digital watermarking is proposed to protect copyrights of digital content owners. An author signature can be hidden in a signal as an evidence of authorship or as a fingerprint of particular copy.

A Malefactor will be finding ways to destroy the embedded sign so that it could not be found by a detection algorithm. Performing attacks the malefactor is restricted in amount of modifications, because the signal must not be badly degraded.

Digital steganography methods which rely on reference system (e.g. pixel coordinates) are sensitive to transformations affecting this reference system. If image is cropped or resized in could be impossible to read the information unless we reverse the transformations (pad cropped image, re-scale resized image back). This problem is referred as a problem of synchronization loss.

Several approaches to this problem are known.

Domain that is invariant to the certain range of attacks can be chosen for embedding ([3]).

Pilot signal can be embedded to determine and revert transformations ([5]).

Image content can be used to build a reference system which will be transformed along with the image. This approach is particularly beneficial because such reference system is hard to modify without significant modifications of a signal. In [4] extraction of image feature points and triangulation are used to embed the robust watermark.

In [2] a robust reference system and digital watermark based on properties of neighboring pixels are proposed. One of the drawbacks of this algorithm is its high computational complexity. We propose an approach to handle this issue starting for the ideas described in [2].

II. Robust Watermark Construction

We embed a watermark sign bitwise using Patchwork algorithm [1] with custom robust pseudorandom binary image partition for each bit.

For each bit a secret key is selected to construct a secret image partition. Then the luminosity of one part of the image is increased and the luminosity of the other part is decreased by a small amount if the bit is 1 or wise-versa if the bit is 0. Later partition can be restored in modified image using the key, and information bit can be read by comparing mean luminosities of obtained image parts.

Robustness towards image modifications is reached by using a robust binary image partition.

For this purpose we first obtain a robust local scale characteristic for each pixel. Then we build partition obfuscating the image with local rotation-invariant transformations scaled relative to obtained scale characteristic.

We propose construction of a local scale characteristic (called *reference radius* after [2]) by searching a circle with the center in the considered pixel which contains a certain amount of perceptual significant image details. The reference radius is defined as a radius of this circle.

Let $M_{x,y}(r)$ be a mean luminosity of a disc with the center in (x, y) and radius r:

$$M_{x,y}(r) = \frac{1}{\pi r^2} \iint_{0\,0}^{r\,2\pi} I(x + \rho \cdot \cos(\theta), y + \rho \cdot \sin(\theta))\, d\theta d\rho$$

$v_f(r)$ – variation of one-dimensional discrete function on the interval $[0, r]$ defined as

$$v(f, r) = \sum_{\rho=0}^{r-1} |f(\rho + 1) - f(\rho)|$$

Then we define a complexity of an image disc with the center in (x, y) and radius r as

$$C_{x,y}(r) = v(M_{x,y}, r)$$

and a local scale characteristic $r_{ref}(x, y)$, as the minimal radius of an image disk centered at (x, y) having a complexity greater than given threshold C:

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$r_{ref}(x,y) = \min\{r \in N \mid C_{x,y}(r) \geq C\}$$



Fig.1. Original image and its pixels reference radii (brighter is bigger).

Рис.1. Исходное изображение и радиусы-привязки его пикселей (светлее – больше)

Reference radius built in this way showed a good robustness towards rotation of an image and scaling it with the factor greater than 1 and moderate robustness towards noise which can be improved with preliminary low-pass filtering.

Secret binary partition can be built using following iterative process. On each step a pair of keys $k_{i,1}$, $k_{i,2}$ are selected

$$k_{i,1}\,, k_{i,2} \in [0,1]$$

Then image I_1 , image I_0 is constructed as

$$I_1(x,y) = m_{x,y,w}\big(r_{ref}(x,y)\cdot\ k_{0,1}, I\big) - m_{x,y,w}\big(r_{ref}(x,y)\cdot\ k_{0,2}, I\big)$$

where

$$m_{x,y,w}(r,I) = \int_r^{r+w}\int_0^{2\pi} \frac{I(x+\rho\cdot\cos(\theta)\,, y+\rho\cdot\sin(\theta))}{\pi((r+w)^2 - r^2)}\,d\theta d\rho$$

is a mean luminosity of a circle of width w, radius r and center (x,y).

Then the process iterated on image I_1 with the next pair of keys $k_{1,1}$, $k_{1,2}$:

$$I_2(x,y) = m_{x,y,w}\big(r_{ref}(x,y)\cdot\ k_{1,2}, I_1\big) - m_{x,y,w}\big(r_{ref}(x,y)\cdot\ k_{1,2}, I_1\big)$$

If $r_{ref}(x,y)$ is redefined as a constant value r_{ref} all over the image, each iteration can be effectively calculated as a convolution with the kernel consisted of two circles with radii $r_{ref}\cdot\ k_{m,1}$ and $\cdot\ r_{ref}\cdot\ k_{m,2}$. Such approach makes sense when there can be no scaling attacks or when there can be no cropping attacks on the image. In first case r_{ref} could be defined as absolute value, and in second case – relative to image dimensions.

With each iteration m an image I_m becomes more obfuscated:



Fig. 2. Images I_1, I_2, I_{10} .

Рис. 2. Изображения I_1, I_2, I_{10} ,

Tests of a described algorithm showed its good robustness towards a wide range of attacks, but not very good secrecy of the partition. Sometimes two different partitions of the same image turned out to be coincident on more than 70 percent of pixels.

To improve secrecy described obfuscation process was augmented with pixel-wise product of images obtained on different steps, repeated every k steps:

$$I_{k\cdot(i+1)}(x,y) \coloneqq\ I_{k\cdot(i+1)}(x,y)\cdot\ I_{k\cdot i}(x,y)$$

In this way secrecy of a partition could be significantly improved:

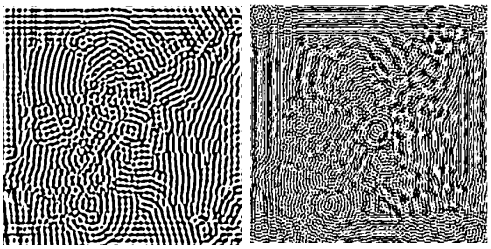


Fig. 3. Partitions obtained in 10 iterations without and with additional pixel-wise product each 4 steps.

Рис. 3. Разбиения, полученные после десяти итераций без- и с поэлементным умножением каждые 4 шага

Balance of robustness and secrecy can be regulated by the choice of obfuscation algorithm parameters.

III. Conclusion

Content-dependent steganographic reference systems are known to be harder to desynchronize without significant degradation of cover signal.

We proposed an algorithm for digital image steganography based on content-dependent secret binary partition of an image. Tested approach showed a good robustness towards common geometrical and compression attacks and moderate robustness towards distortions and noise addition. A ways of improvement are to be investigated further.

IV. References

[1] W. Bender, W. Butera, D. Gruhl, R. Hwang, F. J. Paiz, S. Pogreb. Applications for Data Hiding// IBM Systems Journal / Vol. 39., No.3\&4, 2000 P.547--568

[2] Damien Delannay. Digital Watermarking Algorithms Robust Against Loss of Synchronization // Dissertation for degree of Ph.D / Universite catholique de Louvain, Belgium, April 2004

[3] J. J. K. O. Ruanaidh and T. Pun. Rotation, scale and translation invariant spread spectrum digital image watermarking// Signal Processing / Vol. 66, pp. 303--318, May 1998.

[4] P. Bas, J.-M. Chassery, and B. Macq. Geometrically invariant watermarking using feature points// IEEE Transactions on Image Processing 11 / pp. 1014-1028, September 2002.

[5] M. Alvarez-Rodriguez and F. Perez-Gonzalez. Analysis of pilot-based synchronization algorithms for watermarking of still images // Signal Processing - Image Communication / pp. 611-633, September 2002

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INFORMATION EMBEDDING INTO THE PHASE SPECTRUM OF THE DISCRETE FOURIER TRANSFORM

Evsutin O. O., Kozlova A. S., Meshcheryakov R. V., Kokurina A. S.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenina Prospect, Tomsk, 634050, Russian Federation
Ph.: (3822) 701529, e-mail: eoo@keva.tusur.ru

Abstract — In this paper, a new approach proposed to steganographic protection of confidential information in telecommunication systems based on the use of phase spectrum of a discrete Fourier transform as a concealment space. The experiment results on information embedding into digital images, showing the adequacy of the proposed approach.

ВСТРАИВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ФАЗОВЫЙ СПЕКТР ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Евсютин О. О., Козлова А. С., Мещеряков Р. В., Кокурина А. С.
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»
40, пр. Ленина, Томск, 634050, Россия
Тел.: (3822) 701529, e-mail: eoo@keva.tusur.ru

Аннотация — Предложен новый подход к стеганографической защите конфиденциальной информации в телекоммуникационных системах, основанный на использовании в качестве пространства сокрытия фазового спектра дискретного преобразования Фурье. Представлены результаты экспериментов по встраиванию информации в цифровые изображения, показавшие адекватность предложенного подхода.

I. Introduction

An important aspect of the development and telecommunication systems operation is information security [1]. Digital steganographic techniques show high efficiency in many cases among large number of information protection methods. They are based on the hidden information embedding into transmitted data for different purposes that will allow protecting the information confidentiality, monitoring its integrity and solving various authentication problems [2].

Currently, steganographic methods of information protection are often used in relation to multimedia content. In many articles exist algorithms of embedding into the frequency domain of discrete cosine transform and discrete wavelet transform, which the compression standards of multimedia data are based on [3]. However, there are other discrete transforms, for example, in [4] the obtaining of a discrete orthogonal transform family by means of cellular automata dynamics is described.

In this paper, the possibility of using a discrete Fourier transform (DFT) phase spectrum as a container for steganographic information embedding into digital objects is investigated.

II. Main Part

Consider the approach to embedding information into the Fourier transform phase spectrum in digital images.

The result of the DFT application to the digital image with a resolution of $M \times N$ pixels is a complex matrix with number of elements is also equal to $M \times N$.

Phase spectrum will be used for information embedding because phase values of the Fourier transform elements are precisely defined in interval $(-\pi/2, \pi/2)$, while the range of the real and imaginary parts values depend on the source signal, in this case — of the digital image.

We choose in the range $(-\pi/2, \pi/2)$ two disjoint subinterval, for what define two phase values φ_0 and φ_1 and some value ε. We assume the interval $(\varphi_0 - \varepsilon, \varphi_0 + \varepsilon)$ corresponding to the zero bit, and the interval $(\varphi_1 - \varepsilon, \varphi_1 + \varepsilon)$ — corresponding to the one bit.

For the message embedding we consistently go around half of the DFT phase spectrum elements, each of which will be checked for the belonging to the specified intervals. Moreover we leave unchanged the part of the elements lying on the perimeter of the centerless phase spectrum in order not to distort the most important DFT components.

If the next element does not belong to any of two specified intervals, or belongs to the interval corresponding to the embedding bit we leave the value of the element unchanged. If the phase spectrum element is in the range corresponding to the opposite bit we randomly change its value so to be in the right range. The transition from the phase value α to β we consider as a rotation of radius vector in complex plane by angle $(\beta - \alpha)$.

Since the phase of the DFT spectrum is an odd function when changing a phase values it is necessary to change symmetrically arranged value in the same manner, but taking the opposite sign.

In the practical implementation of this approach, it was introduced two parameters, denoted δ, and λ, $\lambda < \delta < \varepsilon$. in addition to the parameter ε. λ is used at embedding stage and serves for narrowing of the intervals of which phase values corresponding to embedded bits are selected. In turn, the parameter δ is used at extracting stage and serves to extend the intervals defined by λ parameter.

The need for usage of three subintervals for recording zero and one bits is caused by the loss of information by rounding while digital image reconstructing from modified DFT spectrum by an inverse DFT. In this connection, the DFT elements are negligibly changed, and if we use only one interval for the zero and one bits representation, it is possible that the phase value, in which the message bit was recorded, drops from the corresponding interval, or vice versa, the phase value in which the

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

message bit was not recorded, gets into the one of the intervals, and will be mistakenly interpreted as containing a message bit.

For the embedded message extracting DFT is applied to stegocontainer, all of the phase spectrum elements (within certain limits) are sequentially scanned, and if the next value belongs to one of the intervals ($\varphi_0 - \delta$, $\varphi_0 + \delta$) or ($\varphi_1 - \delta$, $\varphi_1 + \delta$) the zero value or one is extracted from it, respectively.

Fig. 1 shows the dependence of the PSNR value of the original image and the image which contains an embedding from the specified intervals corresponding to zero and one bits, also we accept that $\varphi_0 = -\varphi_1$.

All experiments were carried out with full-color images with a resolution of 64×64 pixels. Embedding stage was carried out into the luminosity component of color space YCbCr [3].

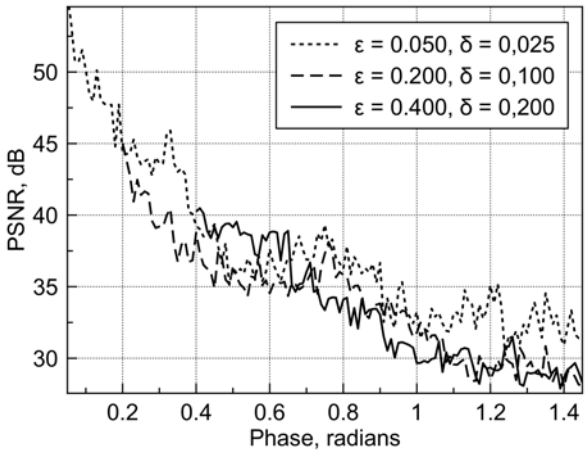


Fig. 1. The PSNR dependence of the phase defining the embedding intervals for different ε and δ.

Рис. 1. Зависимость PSNR от фазовых значений, определяющих интервалы встраивания, для различных значений ε и δ

Fig. 2 shows the dependence of the PSNR value of ε for fixed values of φ_0 and φ_1.

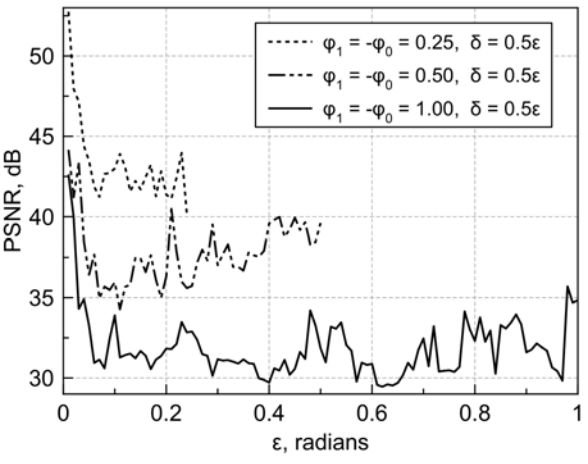


Fig. 2. The PSNR dependence of the embedding intervals length for different φ_0 and φ_1.

Рис. 2. Зависимость PSNR от длины интервалов встраивания для различных значений φ_0 and φ_1

Fig. 3 shows the dependence of the PSNR value of the embedded bytes number for the fixed-values of φ_0 and φ_1.

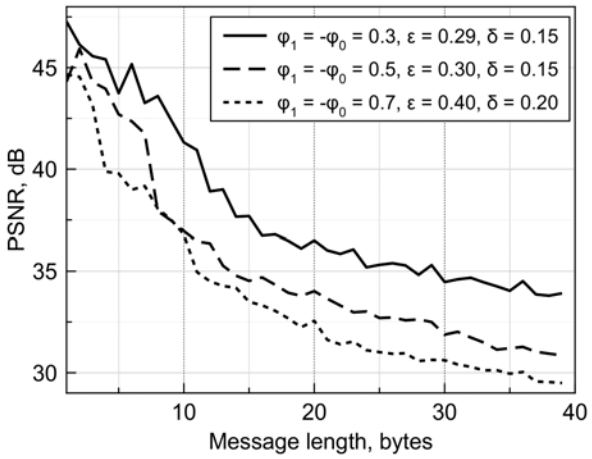


Fig. 3. The PSNR dependence of the message length for different ε and δ.

Рис. 3. Зависимость PSNR от длины сообщения для различных значений ε и δ

III. Discussion

The experimental results show that images with steganographic embeddings are distorted stronger for large modulus values of φ_0 and φ_1. Increasing the ε value, defining corresponding intervals length, also leads to large distortions, but at the same time leads to capacity increasing of embedding space. Therefore, the quality/capacity ratio can be controlled by changing the ε value.

IV. Conclusion

1. An original approach to steganographic information embedding into the DFT phase spectrum is proposed. The experiments have shown the adequacy of this approach.

2. Within further research the problem of the embedding parameters selection (that will provide the best capacity / performance) is proposed to consider as the optimization problem and to solve it using stochastic optimization methods.

This work was financially supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation within 1.3 federal program «Research and development in priority areas of scientific-technological complex of Russia for 2014-2020» (grant agreement № 14.577.21.0153 on November 28, 2014) and base part of TUSUR state task 2015 (project № 3657).

V. References

[1] Belov E.B., Los' V.P., Meshcheryakov R.V., Shelupanov A.A. *Osnovy informacionnoj bezopasnosti* [Bases of information security]. Moscow, Goryachaya liniya–Telekom, 2006. 544 p.

[2] Gribunin V.G., Okov I.N., Turincev I.V. *Cifrovaja steganografija* [Digital steganography]. Moscow, SOLON-PRESS, 2009. 272 p.

[3] Salomon D. *Data compression: the complete reference*. London, Springer–Verlag, 2007. 1111 p.

[4] Evsutin O.O. Research of the discrete orthogonal transformation received with use the dynamics of cellular automata. *Computer optics*, 2014, vol. 38, No 2, pp. 314–321.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE ROLE AND PLACE OF THE IMPLEMENTATION OF THE BASIC MODELS OF INFORMATION PROTECTION IN ACCORDANCE WITH GOST RISO 7498-2-99 IN THE INTERESTS OF BUILDING THE SECURE DATA TRANSFER SYSTEMS

Snitkin I. I., Krupenin A. V., Snitkin T. I.
Krasnodar Higher Military School n. a. the General of the army Shtemenko S. M.
Krasina street, 4, Krasnodar, Krasnodar reg., 350035, Russian Federation
Ph.: 8(861)268-15-25, 8(861)286-35-09, e-mail: snytkin2012@mail.ru

Abstract — The paper discusses current and future directions of the signal-theoretical, algorithmic and software protection of information flows in distributed control systems using data transfer system in terms of exposure means and the electronic warfare and information warfare based on the requirements of GOST R ISO 7498-2-99.

РОЛЬ И МЕСТО ЗАДАЧИ РЕАЛИЗАЦИИ БАЗОВОЙ МОДЕЛИ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ СОГЛАСНО ГОСТ РИСО 7498-2-99 В ИНТЕРЕСАХ ПОСТРОЕНИЯ ЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Сныткин И. И., Крупенин А. В., Сныткин Т. И.
Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии Штеменко С. М.
ул. Красина, 4, г. Краснодар, Краснодарский край, 350035, Россия
тел.: 8(861)268-15-25, 8(861)286-35-09, e-mail: snytkin2012@mail.ru

Аннотация — В работе рассматриваются актуальные и перспективные направления сигнально-теоретического, программно-алгоритмического защиты информационных потоков в распределенных системах управления использующих системы передачи данных в условиях воздействия средств и радиоэлектронной борьбы и информационного противоборства на основе учета требований ГОСТа Р ИСО 7498-2-99.

I. Введение

Распределенные системы управления (РИСУ) любого назначения, строящиеся на основе систем передачи данных, безусловно, вынуждены строиться и функционировать с использованием принципа пакетирования сообщений информационных потоков (ИП) на основе формальной (и по-существу) реализации требований семиуровневой модели логической структуры (МЛС) открытых РИСУ, установленной еще в конце 70-х годов протоколом ISO X.25. Согласно указанной МЛС задачи защиты информации посредством засекречивания и шифрования относятся к функциям некоего «специального» (не имеющего присвоенный номер) уровня (СУ) МЛС, расположенного в необходимом случае или между вторым и третьим, или между первым и вторым уровнями МЛС. Этот СУ трактуется как некий «черный ящик», реализуемый индивидуально для конкретных систем (и государств), назначений и т.д., что было вполне оправдано в период 70-90-х годов 20-го века. Но бурное развитие практики создания и функционирования РИСУ в условиях возрастающих рисков и угроз после 90-х годов 20-го века подвигло целый ряд специалистов и ученых говорить о необходимости и разрабатывать конкретные предложения по реализации задач защиты информации не только за счет СУ, но и наделять аналогичными задачами (функциями, алгоритмами, протоколами) другие уровни МЛС и прежде всего уровни с 1-го по 4-й МЛС, т.е. уровни транспортной системы (ТС) МЛС. Конец 90-х и 2000-е годы ознаменовались развитием самостоятельных течений и направлений по защите информации на пользовательских уровнях (5, 6, 7 уровни) МЛС, и прежде всего на представительском (6-м) уровне что с одной стороны породило для этих направлений и течений вполне объективное наименование (термин «компьютерная» (или «кибер») безопасность, а с другой - была связана с массовыми возможностями индивидуальных пользователей и специалистов в области программного и алгоритмического обеспечения пользовательских уровней, тогда как разработок в области защиты уровней ТС было или очень мало, или они носили локальный ненормативный характер. Поэтому определения четких и ясных принципов закладываемых в услуги и механизмы защиты информации по отношению к каждому уровню (ТС) МЛС является очень актуальным на данном этапе развития теории и практики РИСУ с СПД.

II. Основная часть

В начале 2000-х годов вступил в силу ГОСТ Р ИСО 7498-2-99 [1], деливший целую систему услуг и механизмов по защите информации в открытых информационных системах (в том числе в РИСУ), которая «распределенно» возложила функции защиты информации на все уровни МЛС и прежде всего на уровни ТС (1-4 уровни МЛС). Но анализ существующих и разрабатываемых РИСУ показал, что реализация этого ГОСТа или не осуществляется вообще, или – частично, или - «сомнительно». Причем до сих пор защитные функции, в основном с точки зрения «гарантированности» возлагаются на СУ, организация которого для большинства РИСУ не военного назначения или невозможна, или чрезвычайно затруднена. Эти сложности значительно увеличились и для РИСУ военного назначения в условиях современной тенденции необходимого создания «единого информационного пространства», «единых инфор-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

мационно-разведывательных ударных систем» в рамках развивающейся концепции «сетецентрических» войн - войн пятого поколения. Так, например, в настоящее время вполне очевидно говорить в этой связи о существовании и необходимости использовать соответствующие типы и виды информационного оружия (ИО) различных основ, природы и соответствующие средства реализации ИО. При этом все средства ИО можно разделить на два вида: средства (программные) воздействия на программные ресурсы (ПР) и средства воздействия на информационный процесс (ИП) в РИСУ. Поэтому актуальным является разработка принципов и соответствующих видов обеспечения защиты информации в рамках защиты ПР и ИП в РИСУ на каждом уровне ТС МЛС, учитывая возможности ИО и используя совокупность механизмов и услуг по защите информации, определенных в указанном выше ГОСТе. Первейшим этапом на этом пути в этой связи является разработка различных моделей (структурных, информационных, математических, имитационных, натурных и др.) воздействия (возможностей воздействия) противника (конкурента) на каждый уровень МЛС и прежде всего на уровни ТС посредством различных видов, типов и средств ИО.

Вторым необходимым этапом является определение того, на каких функциях и задачах конкретного уровня ТС эти воздействия могут проявиться и нанести соответствующий урон (ущерб) безопасности ИП и ПР. Этот этап как раз и разрешается на основе соотношения требований (услуг и механизмов по защите информации), определенных указанным выше ГОСТом, и функцией конкретного уровня МЛС. Так, например, для 1 - го уровня ТС ИП представляет собой процесс передачи последовательности информационных бит на несущей частоте посредством использования определенных видов модуляции, для второго уровня ТС ИП представляет процесс передачи «кадрированной» структуры последовательности бит, где в этой структуре зафиксированы «синхропреамбула» (СП), «кодовый заголовок» (КЗ), «информационная часть» (ИЧ), «хвостовая часть» (ХЧ). Каждая из этих частей кадра решает свои задачи и выполняет свои функции согласно алгоритмам и программам в ИП. Отсюда следует третий этап - определение алгоритмов, методов, способов и видов обеспечения защиты информации в рамках указанного ГОСТа с учетом модели воздействия ИО и МЛС. Так, например, определенный ГОСТом основной механизм защиты информации на 1-м уровне («шифрование») - расширение спектра частот, может реализовываться: 1) использованием широкополосных шумоподобных сигналов (ШШС) в виде фазоманипулированных (ФМ) псевдослучайных последовательностей (ПСП) или сигналов с псевдослучайной перестройкой радиочастоты (ППРЧ), что и определяет расширение спектра посредством увеличения базы сигнала (В); 2) сменой по программе с использованием «ключей» в процессе передачи бит кодовых форм ШШС в различных режимах и др. Для 1-го уровня ТС определяется совокупность сигнального, алгоритмического программного, технического, аппаратного обеспечения защиты второго уровня ТС, имея в виду функции этого уровня, структуру кадра и механизмы защиты второго уровня согласно ГОСТа, что в конечном итоге коснется защиты функций синхронизации (СП) помехоустойчивого кодирования (ПМК) ИЧ и т.д. Кроме того, очень важно учитывать модель и возможности воздействия с помощью средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и информационного противоборства (ИПб) на информационный процесс в РИСУ с СПД (рис.1).

В докладе рассматривается математическая модель обеспечения защиты информации на 1-м (физическом) уровне МЛС (ТС) РИСУ с учетом модели на рис. 1.

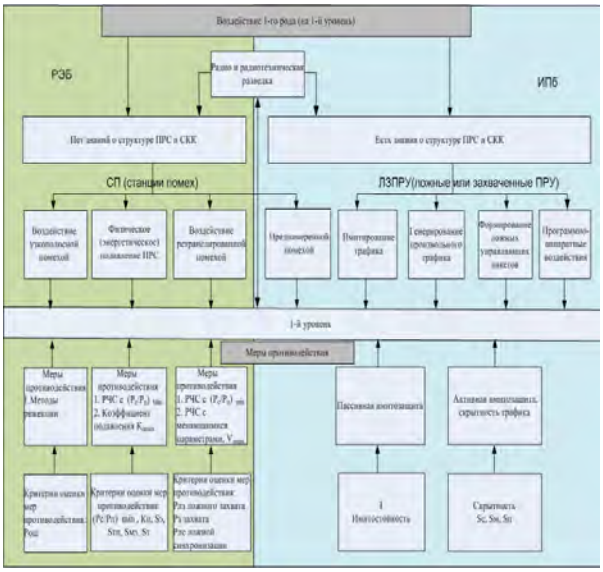


Рис. 1. Структурная модель воздействия средств РЭБ и ИПб на информационный процесс РИСУ СПД.

Fig. 1. Structural model of the impact of EW and IC information to process DCS SD

III. Заключение

Представленные результаты исследования позволяют разрабатывать конкретные соответствующие виды обеспечения (сигнально-теоретические, программно-алгоритмические) защиты информации на 1-м (физическом) уровне МЛС ТС РИСУ в условиях РЭБ и ИПб.

IV. References

[1] ГОСТ Р ИСО 7498-2-99. Взаимосвязь открытых систем. Базовая эталонная модель. Часть 2. Архитектура защиты информации: введ. 01.01.2000.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Qt CROSS-PLATFORM FRAMEWORK BASED DIGITAL SIGNAL PROCESSING VISUALIZATION

Demakov[1] A. V., Kuprits[1] V. U., Oprikov[2] E. L., Svetlichny[2] Y. A., Skotorenko[2] I. V.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR[1]),
40, Lenin ave., Tomsk
634050, Russian Federation
Ph.: (382) 2413889, e-mail: rwplab@tusur.ru
Limited liability company «LEMZ-T[2]»
8, Development ave, Tomsk
634050, Russian Federation

Abstract — signal digital processing visualization software development results, the description of structure and the interface are given. Graphic display examples of the signals which are written down in a digital form are shown.

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ КРОССПЛАТФОРМЕННОГО ФРЕЙМВОРКА Qt

Демаков[1] А. В., Куприц[1] В. Ю., Оприков[2] Е. Л., Светличный[2] Ю. А., Скоторенко[2] И. В.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР[1])
пр. Ленина,40, г. Томск, 634050, Россия
тел.: (382)2413889, e-mail: rwplab@tusur.ru
Общество с ограниченной ответственностью «ЛЭМЗ-Т[2]»
пр. Развития 8, г. Томск, 634050, Россия

Аннотация — Приведены результаты разработки программного обеспечения для визуализации процесса цифровой обработки сигналов, описание структуры и интерфейса. Показаны примеры графического отображения записанных в цифровой форме сигналов.

I. Введение

Использование возможностей вычислительной техники для визуализации и анализа цифровых данных привлекает внимание разработчиков программного обеспечения достаточно давно. Это вполне естественно, так как наглядное представление сигналов, записанных в цифровой форме, представляет интерес во многих областях радиотехники. Это обработка полученных данных, моделирование, анализ данных дистанционного зондирования и решение других инженерных задач [1].

На данный момент существует довольно большое количество средств обработки и визуализации сигналов в цифровой форме, которые работают под управлением различных операционных систем, таких как Windows и Unix-системы. Например, возможно использование видеокарты ПК в качестве осциллографа. Также, в продаже имеются специальные осциллографы-приставки, подключающиеся с помощью интерфейса USB. Но данные решения обладают ограниченным функционалом и адаптированы под определенную операционную систему.

В настоящей статье рассматриваются результаты разработки кроссплатформенного программного обеспечения с помощью инструментария Qt для визуализации процесса цифровой обработки сигналов, которое, помимо отображения данных, производит их начальную обработку.

II. Основная часть

Разработанное программное обеспечение по визуализации процесса цифровой обработки сигналов реализовано на стандартизированном методе приема данных с помощью технологии Ethernet. В качестве примера рассмотрим блок-схему процесса цифровой обработки сигналов, изображенную на рис.1.

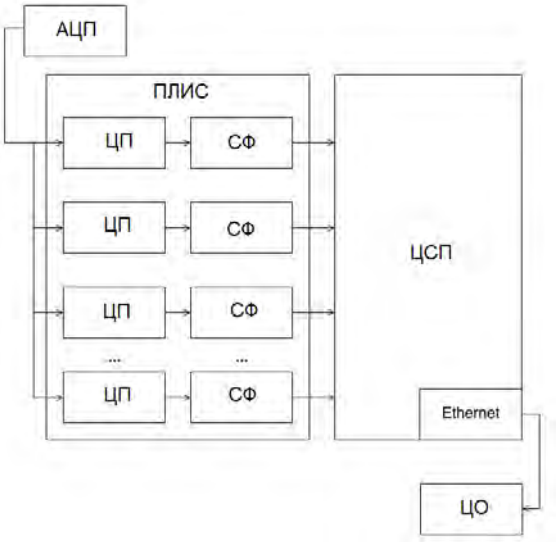


Рис. 1. Блок-схема процесса цифровой обработки сигналов.
АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦП – цифровой приемник; СФ – согласованный фильтр; ЦСП – цифровой сигнальный процессор; ЦО – цифровой осциллограф.

Fig. 1. Digital signal processing flowchart.
АЦП - analog-to-digital converter; ЦП – digital down converter (DDC); СФ – matched filter; ЦСП – digital signal processor; ЦО – digital oscillograph

Данная блок-схема применима для большинства современных радиолокационных станций [2]. Аналоговый сигнал с приемника поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Далее оцифрованный сигнал поступает на параллельно подклю-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ченные цифровые приемники (ЦП) с понижением частоты, количество которых определяется числом частотных каналов входного сигнала. В ЦП происходит демодуляция и перенос сигнала в область низких частот для удобства их обработки. Затем сигналы поступают на согласованные фильтры (СФ) для улучшения отношения сигнал/шум [2]. После фильтрации сигналы поступают на цифровой сигнальный процессор (ЦОС) для дальнейшей цифровой обработки. Для визуализации и контроля процесса и результатов цифровой обработки сигналов можно использовать разработанное программное обеспечение, установленное на ноутбук, что обеспечивает полноценную замену подключения цифрового осциллографа (ЦО).

Практически все современные ЦОС оснащены выходом Ethernet, с помощью которого данные напрямую с сигнального процессора поступают на персональный компьютер. Если конструкция ЦОС не предусматривает выхода Ethernet, то поступление необходимого потока данных можно обеспечить через шину CompactPCI (cPCI) и шлюз Ethernet удаленно на персональный компьютер с установленным на нем разработанным программным обеспечением.

Данное программное обеспечение было разработано с использованием принципов объектно-ориентированного программирования. Все процессы программы разделены на три потока – интерфейс программы, чтение и запись данных с цифрового сигнального процессора. Для упрощения процесса визуализации данных была использована графическая библиотека Qt [3]. Внешний вид интерфейса разработанной программы показан на рис.2.

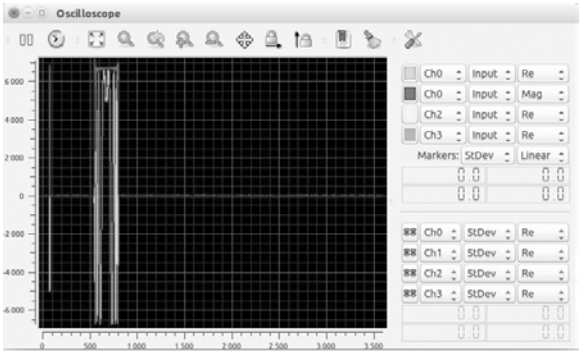


Рис. 2. Внешний вид интерфейса разработанной программы.

Fig. 2. Appearance of the developed program interface

Разработанная программа обладает как функционалом цифрового осциллографа, так и дополнительными возможностями. Доступны следующие функции: «заморозка» изображения сигнала на экране, сохранение данных сигнала в текстовом формате, масштабирование, установка маркеров. Важным дополнением к вышеперечисленным функциям является быстрое преобразование Фурье [1], которое может производиться по различным алгоритмам, что позволяет оценить спектральные характеристики сигналов. Используя быстрое преобразование Фурье, можно исследовать сигнал на фазовую стабильность, исследовать вносимые цифровыми преобразованиями искажения в сигналах. Для этого, воспользовавшись быстрым преобразованием Фурье, определяются положения пиков спектральной плотности сигнала. Если положение пиков по частоте постоянно, то цифровое преобразование не вносит изменений в сигнал. В обратном случае необходимо проверить работу АЦП и цифровых преобразователей.

Важным элементом в программе является возможность различного представления сигнала, например, в логарифмических единицах измерения – децибелах. Также, можно отдельно рассмотреть действительную и мнимую части сигналов. С помощью установки маркеров можно посчитать среднее квадратичное отклонение сигнала по уровню, как полезного сигнала, так и шума. Также, в окне программы присутствуют четыре панели для вывода дополнительной информации. Программное обеспечение позволяет реализовать многоканальную обработку входных сигналов. Количество каналов ограничено файлом конфигурации, с помощью которого можно настраивать программное обеспечения для различных задач.

Организован стандартизированный метод приема данных с помощью технологии Ethernet. Использование библиотеки Qt позволило сделать программное обеспечение кроссплатформенным – оно может работать более чем на одной операционной системе. Возможно дальнейшее внедрение данного программного продукта в проекты, связанные с разработкой радиолокационных комплексов.

III. Заключение

1. Разработано программное обеспечение для визуализации процесса цифровой обработки сигналов, которое позволяет получить их изображение и произвести начальную обработку некоторых данных.

2. При разработке программного обеспечения использован стандартизированный метод приема данных с помощью технологии Ethernet. Использование кроссплатформенного инструментария Qt позволило сделать программное обеспечение кроссплатформенным – с возможностью работать на различных операционных системах.

3. Разработанное программное обеспечение универсально и может быть использовано в различных радиотехнических системах.

Работа выполнена в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г., № 218 и договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. № 02.G 25.31.0042.

IV. References

[1] Emmanuel C. Ifeachor, Barrie W. Jervis, *Digital signal processing, A practical approach* , 2nd edition, Prentice Hall, 2001. 992 p.

[2] Merrill I. Skolnik, *Radar Handbook*, Third Edition. The McGraw-Hill Companies, 2008. 1351 p.

[3] Shlee M. *Professional'noe programmirovanie na C++. [Qt4. Professional programming with C++].* Sankt-Peterburg, BVH-Peterburg, 2012, 912 p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MULTITHREADED AUDIO MIXING ALGORITHM FOR GRAPHICCARD CALCULATIONS

Kolpakov A. A.
Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs
23, Orlovskaya st., Murom, Vladimir reg., 602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77272, e-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Abstract — This paper presents a multi-threaded algorithm to calculate the audio mixing on graphics cards. Calculations made using the pixel shader. To reduce the operating time the algorithm uses two-pass rendering. Experimental results show that the developed algorithm provides a significant increase in performance over traditional CPUs using.

МНОГОПОТОКОВЫЙ АЛГОРИТМ АУДИО МИКШИРОВАНИЯ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ НА ГРАФИЧЕСКИХ КАРТАХ

Колпаков А. А.
Муромский институт (филиал) ФБГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»,
д. 23, ул. Орловская, г. Муром, Владимирской области, 602264, Россия
Тел.: +7(49234)77272 E-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Аннотация — В данной работе представлен многопотоковый алгоритм аудио микширования для вычисления на графических картах. Вычисления производятся с использованием пиксельного шейдера. Для уменьшения времени работы алгоритм использует двухпроходной рендеринг. Результаты экспериментов показывают, что разработанный алгоритм дает существенный прирост производительности по сравнению с традиционными, использующими центральные процессоры.

I. Введение

Хотя графические процессоры достаточно производительны, существует несколько проблем в использовании их для аудио микширования, которые связаны с архитектурой и ограниченностью функционала.

Во-первых, пропускная способность шины между графическим процессором и основной памятью, которая меньше, чем между основным процессором и основной памятью. Поскольку общие вычисления на GPU базируются на 3D рендеринге, скорость записи обычно выше, чем скорость чтения. Такая асимметрия делает процедуру считывания результата достаточно продолжительной [1].

Во-вторых, общие вычисления на GPU базируются на 3D моделях, различные задачи требуют различных настроек GPU, таких как 3D модели, трансформирующие матрицы и программы шейдеров. Также CPU вынужден периодически проверять статус GPU.

В-третьих, недостатком GPU является производительность в логических операциях. Как известно, CPU отслеживает ветвления, GPU же работает по другому: каждая ветка ветвления сначала выполняется, а потом уже выбирается нужный результат. Это делает распараллеливание легче, но требует больше ресурсов.

И наконец, набор инструкций GPU несовместим с набором CPU. Кроме того, время выполнения и длина кода лимитированы. Все это делает сложным перенос существующих алгоритмов на GPU.

II. Основная часть

Для лучшего описания алгоритма, представим возможности GPU в виде формулы 1.

$$f(X,P)=\{y_i \mid \forall p_i \in P_i y_i = f(X,p_i)\} \qquad (1)$$

Пусть f – функция текстуры X и координат пикселя P_i. Для каждого пикселя в проекции 3D модели будет рассчитана данная функция, и затем результат будет записан в буфер рендера [2].

Можно видеть, что вычисление диапазона или размерности выходного набора данных обеспечивается проекцией 3D модели, которая обозначена как P. Поэтому образец вычислений на GPU может быть представлен как A=(X,P,f).

Пусть n обозначает общее количество источников звука в сессии, а L – длину одного аудио семпла. Каждый из трех первых шагов микширования (накопление семплов, эхокомпенсация и сжатие) выдает n последовательностей по L байт. В то же время два последних шага (поиск максимального семпла и адаптация коэффициента затухания) выдают только n целых чисел. Поскольку первые три шага могут быть выполнены в рамках одной проекции для вычислений на GPU, они могут быть скомбинированы в один шаг, как показано в формуле 2.

$$\vec{m}_i = \left(\sum_{j=0}^{n-1}\vec{u}_j - \vec{u}_i\right)\times frac_i \qquad (2)$$

Поскольку четвертый шаг использует другое измерение, отличное от первых трех, он не может быть объединен в рамках формулы 2. Обычно вычисления, проекции которых не совпадают и не имеют пересечений, могут быть объединены общей идеей. Поэтому если эти вычисления обозначить как A1=(Xl,Pl,f1) и A2=(X2,P2,f2), то их можно объединить, как показано в формуле 3.

$$X=\langle X_1, X_2\rangle$$
$$P=P_1\cup P_2$$
$$f(\langle X_1, X_2\rangle, p)=\begin{cases} f_1(X_1,p), p\in P_1 \\ f_2(X_2,p), p\in P_2 \end{cases} \qquad (3)$$

Основная идея состоит в том, чтобы проверять координаты каждого пикселя для выбора функции выполнения модуля. Так как GPU выполняет все ветви до выбора нужной, каждая ветвь будет выполнена для каждого пиксела, что займет много времени.

В разрабатываемом алгоритме представлен альтернативный метод выполнения большого количества функций, который выводит в один буфер рендера выходные данные различной длины с помощью

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

многопотокового рендеринга. Основная идея заключается в перемещении проекцию путем модифицирования проекционной матрицы, чтобы вычислительная площадь каждой функции ограничивалась необходимой областью, а не всем буфером.

В зависимости от пикселя на него может приходиться разный объем информации без потери универсальности. Обозначим через w общее число пикселей, необходимое для хранения L байт. Таким образом, буфер рендера может быть представлен как (w+1)*n. 3D модель разрабатываемого алгоритма представляет собой прямоугольник, который лежит на плоскости Z. Он имеет размеры: 2w/(w+1) единиц по ширине и 2 единицы по высоте. Координаты вершин – (-1,-1,0), (1-2/(w+1),-1,0), (-1,1,0), (1-2/(w+1),1,0).

При первом проходе рендеринга в качестве матрицы проецирования выбирается единичная матрица. Это обеспечивает проекции совпадение с 3D моделью. После преобразования видимой области, в этом проходе для выполнения первых трех шагов микширования применяется формула 2 . Во втором проходе рендеринга проекция смещается влево на L пикселей. В то же время программа шейдера переключается в режим поиска максимального семпла. В этом проходе может быть записана только одна колонка, поскольку большинство частей проекции лежат вне буфера рендера. Так как отсечение проекции было выполнено в начале рендера, этот метод вызывает функцию только для корректных пикселей, а не для всего буфера [3].

Как замечено выше, оба прохода алгоритма в качестве входных данных требуют n последовательностей семплов каждый. Для каждой последовательности должна быть выделена своя уникальная текстура. Всего требуется n текстур размерностью L. Такая многотекстурная технология не подходит для аудио микширования. Во-первых, для каждого источника звука требуется своя текстура. Поэтому могут потребоваться дополнительные проходы. Во-вторых, загрузка множества маленьких текстур гораздо медленнее, чем загрузка одной большой.

В разрабатываемом алгоритме предлагается загрузка единой текстуры. В качестве примера представлен первый проход алгоритма. Входные данные содержат n семплов последовательностей размером L байт и n коэффициентов затухания. Используется два текстурных буфера формата RGBA. Текстура T1 имеет размерность [L/4]*n и хранит все семплы последовательностей в линию. Текстура T2 имеет размерность 1*n и хранит коэффициенты затухания. Координаты всех текстур приведены в таблице 1.

Таблица 1. Координаты текстур

Вершины	Координаты текстуры T1	Координаты текстуры T1
(-1, -1, 0)	(1/2w, 1)	(0.5, 1)
(1-2/(w+1), -1, 0)	(1, 1)	(0.5, 1)
(-1, 1, 0)	(1/2w, 0)	(0.5, 0)
(1-2/(w+1), 1, 0)	(1, 0)	(0.5, 0)

Аудио микширование производится независимо для каждого пикселя. Процесс микширования для пикселя с координатам (x,y) приведено в виде псевдокода, показанного ниже

```
float2 ptCur=pt.tO;
for(int y=0; y<TOTAL_SOURCE; y++)
if(y!=pt.v.Y)
{
ptCur.y=(Y+0.5)/TOTAL_SOURCE;
iSum + = decodePCMU(tex2D(s[0], ptCur)*256);
}
int4 w = tex2D(s[1], pt.t1)*256;
iSum=iSum * w.b/16;
```

Текстурные координаты пикселя (x,y) рассчитываются путем интерполяции текстурных координат вершин. Исходя из таблицы 1, текстурная координата для T1 или pt.t0 должна быть (X,Y), а для T2 или pt.t1 – (0.5,Y). Pt.t0 указывает на семпл, для которого производятся текущие преобразования микширования, данный семпл назовем «точкой прицеливания». Для исключения появления эха другая текстурная координата ptCur ограничена по доступу T1 вместо pt.t0. Составляющая x текстуры ptCur идентична текстуре pt.t0, а составляющая y рассчитывается из циклической переменной, которая обозначает каждый источник звука. В цикле регистр положения v используется, чтобы пропустить «точку прицеливания». Наконец, коэффициенты затухания считываются из текстуры pt.t1. Поскольку коэффициент хранится в первом байте, выборка производится только по синей составляющей.

Тестовые входные данные для микширования представляют собой 8 последовательностей по 320 семплов. Все семплы сгенерированы случайно. В качестве тестового стенда использован компьютер с процессором Intel Core i3-4130, 4 ГБ оперативной памяти, графическая карта NVIDIA GeForce GT730. Результаты для CPU и GPU на выходе идентичны. Время работы алгоритма и дисперсия результатов приведены в таблице 2.

Таблица 2. Результаты тестирования

Вычислительное устройство	Время работы алгоритма, мс	Дисперсия результатов
CPU	1.351	3.757
GPU	2.226×10^{-1}	1.426×10^{-3}

Результаты тестирования показывают, что GPU требуется в шесть раз меньше времени на обработку данных, чем CPU. Однако GPU использует только 44.1% времени на вычисления, остальное тратит на операции ввода/вывода, тогда как CPU использует 99.8% времени на вычисления.

III. Заключение

В данной работе представлен алгоритм аудио микширования для использования вычислений общего назначения на графических процессорах. Главное его достоинство – это комбинирование множества этапов микширования путем использования двухпроходного рендера, что существенно снижает время переключения между буферами. Использование для расчетов одной текстуры повышает эффективность операций ввода/вывода. Хотя операции ввода/вывода занимают приблизительно половину времени вычислений, данный алгоритм достаточно производителен и пригоден для практического использования.

IV. References

[1] Kolpakov A.A. Teoreticheskaja ocenka uvelichenija proizvoditel'nosti vychislenij pri rasparallelivanii processorov vychislitel'nyh sistem [Theoretical evaluation of growth performance computing systems from the use of multiple computing devices]. In the World of Scientific Discoveries, 2012, vol. 1, pp. 51-52

[2] Kropotov Y.A., Ermolaev V.A. O korreljacionom ocenivanii parametrov modeli akusticheskih jeho signalov [About the correlation parameters estimation models of acoustic echo]. *Questions of radioelectronics*, 2010, vol. 1, pp. 46 - 50.

[3] Kropotov Y.A., Ermolaev V.A. Investigation of model parameters of acoustic echo correlation estimation method *Proceedings of 20-th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2010)*. Sevastopol, 2010, v.1, p. 422 - 423.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SYSTEM OF AUTOMATIC LOCALIZATION OF MARKING TO CONTROL THE MOVEMENT OF INDUSTRIAL PRODUCTS

Orlov A. A., Astafiev A. V., Popov D. P.
Murom Institute (branch) Federal state budgetary Educatioal Institution of Higher Professional Education "Vladimir State University named after Alexader Grigoryevich and Nickolay Grigoryevich Stoletovs"
23, Orlovskaya street, Murom, Vladimir reg.
602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77-1-01, e-mail: popovdmitrypetrovich@gmail.com

Abstract — The article is proposes a system of automatic control of movement of industrial products. In this work algorithm of localization image marking was developed. The laboratory research present the high accuracy of mark localization in industrial environments.

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ МАРКИРОВКИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДВИЖЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ИЗДЕЛИЙ

Орлов А. А., Астафьев А. В., Попов Д. П.
Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
ул. Орловская,23, Муром, Владимирской обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77-1-01, e-mail: popovdmitrypetrovich@gmail.com

Аннотация — В данной статье предлагается система автоматического контроля движения промышленных изделий. Разработан алгоритм локализации изображения маркировки. Проведены лабораторные исследования, показывающие высокую достоверность локализации маркировок в промышленных условиях.

I. Введение

В настоящее время, в связи с необходимостью развития промышленности, требуется введение новых наукоемких технологий по контролю движения продукции. Реализация такого контроля возможна с помощью внедрения систем автоматической идентификации и распознавания. От степени совершенства работы системы контроля движения продукции зависит эффективность производства в целом. Поэтому решение задач управления на промышленных предприятиях, состоящих в разработке новых и совершенствовании существующих методов и средств обработки информации, с целью повышения эффективности систем контроля движения продукции имеет важное значение[1].

Для контроля движения продукции используются маркировки промышленных изделий. На новейших промышленных предприятиях контроль движения продукции осуществляется специализированными средствами – системами автоматической идентификации маркировки (САИМ). Основная сложность при использовании САИМ заключается в задаче локализации промышленной продукции, которую усложняют наличие неравномерной освещенности и резкости (засвечивание изображения искусственным и солнечным светом, неверная настройка фокуса), присутствие шумов и размытий, а также образов производственных сооружений и агрегатов. Существующие методы и алгоритмы не адаптированы для локализации промышленной продукции, т.к. зачастую предназначены для идентификации изображений в сфере сервиса и безопасности. Применение существующих методов локализации промышленных изделий не обеспечивают заданную оперативность и достоверность правильной локализации маркировок. Для решения проблемы требуются собственные алгоритмы обнаружения маркировок, а так же разработка устройства, совмещающее видеокамеру, микроконтроллер обработки видеоинформации и беспроводной передатчик, отличающееся принципом автономной обработки данных. Данные устройства будут организовываться в общую сеть и передавать на головной сервер все данные, создавая собой эффективную систему по контролю движения продукции.

Внедрение подобного рода системы позволит:

- повысить оперативность идентификации транспортируемой продукции;
- сократить расходы, путем уменьшения простоя продукции в процессе транспортировки;
- автоматизировать процесс идентификации в местах, опасных для нахождения человека;
- исключить человеческий фактор[2].

Исходя из всего вышеперечисленного разработка и внедрение технологии автоматического обнаружения и последующего за ним распознавания маркировки для контроля движения промышленных изделий является актуальной.

Целью работы является разработка алгоритма и системы автоматической локализации маркировки для контроля движения промышленных изделий.

II. Основная часть

Объектом исследования является трубопроводная продукция (трубы) ОАО «Выксунский металлургический завод» (ОАО «ВМЗ»). Идентифицирующиеся заготовки представляют собой металлическую трубу длиной от 6 до 12 метров и диаметром до полутора метров (рис. 1).

Трубы перемещаются с помощью промышленного магнитного крана с длиной троллея 32 метра, таким образом, что закрепленный груз может нахо-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

диться на расстоянии от 3 до 16 метров до ближайшей опоры и на высоте до 8 метров, что значительно затрудняет задачу локализации маркера. Для идентификации трубопроводных изделий используется графическая метка нанесенная штампом или каплеструйным промышленным принтером.

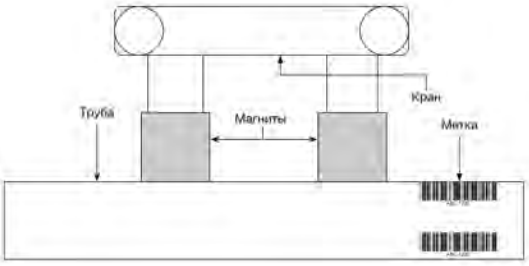


Рис. 1. Схема исследуемого объекта транспортируемая магнитным краном.

Fig. 1. Scheme of the object transported by the magnetic valve

Основной принцип, положенный в основу алгоритма заключается в том, что он производит поиск самых ярких областей маркера и производит сглаживание графика яркости при помощи поиска производных первого и второго порядка. Результатом работы алгоритма являются предположительные координаты вертикальных границ маркера. За основу алгоритма локализации изображений символьных меток на основе анализа скорости изменения яркости был взят алгоритм локализации маркера, основанный на поиске всплесков яркости. Рассмотренный алгоритм обладает единственным недостатком - вычисление производных и полный перебор пикселей изображения для анализа яркости [3].

Если сделать горизонтальное сечение изображения и построить график зависимости амплитуды яркости от координаты X, область метки на графике отразится характерными скачками (рисунок 2).



Рис. 2. График зависимости амплитуды яркости от координаты X.

Fig. 2. Graph of the amplitude of the brightness of the X

Данное свойство послужило основой для следующего метода. Изображение сканируется построчно и строится функция следующего вида:

$$f(x)=\sum_{i=0}^{x-2}|D(i+1)-D(i)|$$ где D(i) значение яркости в соответствующем пикселе строки. Функция f(x) в области пластины маркера начнет быстро возрастать (рисунок 3).

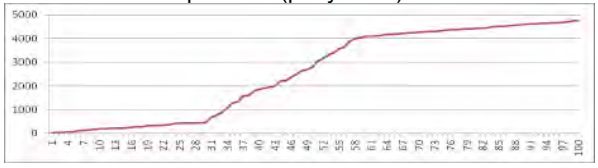


Рис. 3. График функции f(x).

Fig. 3. Schedule function f(x)

После чего производится сглаживание функции f(x) при помощи формулы (2). Полученная функция показана на рисунке 4.

$$f(x)=D(i+L)-D(i)$$ где L – предполагаемая ширина пластины маркера.



Рис. 4. График функции f(x) после процедуры сглаживания.

Fig. 4. The graph of f(x) after smoothing procedure

Разработанный алгоритм позволяет с высокой скоростью определить предполагаемые области расположения пластины маркера[4]. Его можно представить в виде блок схемы на рисунке 5.

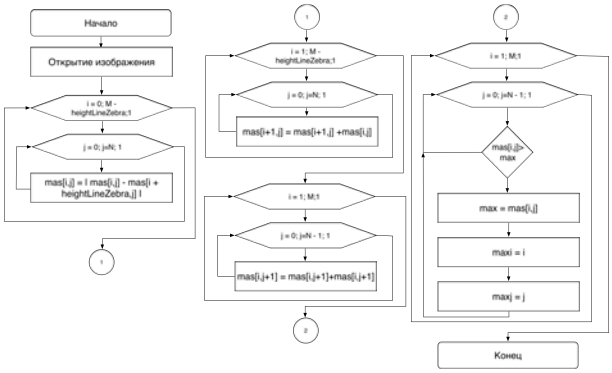


Рис. 5. Блок схема алгоритма.

Fig. 5. Block diagram

Данный алгоритм имеет высокий показатель достоверности локализации, который составляет 91%-99% на изображениях лабораторных снимков, и 88%-94% на реальных промышленных изображениях.

III. Заключение

Разработанный алгоритм позволяет реализовать систему автоматической локализации заготовки в процессе их перемещения по предприятию в производственных условиях, опасных для здоровья и жизни человека. Это позволит значительно повысить оперативность обеспечения производства заготовками, сократить время простоя, включить полученную информацию в общую информационную систему комплекса.

IV. References

[1] Maoyong C., Nongliang S., Fan D., Accurate Localization Algorithm for Rectangle Mark Based on Spatial Interpolation Technology and Combined Detection Method , *"Image and Signal Processing", 2008. CISP '08. Congress on, vol. 3, pp. 79-84, May 2008.*

[2] Hristova A., Security assessment methodology for industrial control system products, *"Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)", 2014 IEEE 4th Annual International Conference, pp. 264-269, June2014.*

[3] Zakharov A.A., Zhiznyakov A. L. Recognition and 3d-reconstruction of objects from images using a priori information// Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology", 2014. IEEE Catalog Number: CFP14788. – pp. 368-369.

[4] Orlov A.A., Popov D.P., Monitoring system for traffic and identification of metal castings, *"Proceedings of 2014 International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems", MEACS 2014. 2014. pp. 1-5.*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE LABVIEW VIRTUAL DEVICE OF THE OF REED-MULLER CODER WITH LARGE ERROR CORRECTION

Kornienko V. T.
Institute of Radiotechnical Systems and Control of Southern Federal University
22, Chekhov str., Taganrog, Rosov-on-Don reg.
347917, Russian Federation
Ph.: (8634)371637, e-mail: vtkornienko@sfedu.ru

Abstract — This paper considers the prototyping of linear block codes encoder and decoder of Reed-Muller (RM(1,4)) with high probability error correction using National Instruments LabView software. *As a result of the* LabVIEW *virtual devices investigation the library modules of coder and decoder were created.*

ВИРТУАЛЬНЫЙ ПРИБОР LABVIEW КОДЕРА РИДА — МАЛЛЕРА С ВЫСОКОЙ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ

Корниенко В. Т.
Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета
ул. Чехова, 22, г. Таганрог, Ростовская обл., 347917, Россия
тел.: (8634)371637, e-mail: vtkornienko@sfedu.ru

Аннотация — В этом сообщении рассмотрена модель кодера и декодера линейного блокового кода Рида-Маллера первого порядка с высокой корректирующей способностью, реализованная с помощью программного обеспечения LabView компании National Instruments. В результате построения виртуального прибора LabView были созданы библиотечные модули кодера и декодера.

I. Введение

Семейство кодов Рида — Маллера представляет наиболее известные помехоустойчивые коды с относительной простой реализации операций кодирования/декодирования и стойкостью к пакетам ошибок. Вопросы прикладного использования кодов Рида–Маллера в системах кодирования для зашумленных каналов связи рассмотрены в ряде работ [1–3]. За счет рекурсивного построения симметричная решетчатая структура кодов Рида–Маллера увеличивает скорость декодирования и позволяет реализовать турбокодек, результаты практической реализации которого представлены для 32-битного турбокода, обеспечивая скорости кодирования и декодирования соответственно 38,6 Мбит/с и 70,2 кбит/с [2]. Также известна практическая реализация высококорректирующего 32-битного кодека Рида — Маллера для радистанции системы радиосигнализации со скоростью передачи пакетов до 426 бит/с [4]. По сравнению с использованием шумоподобных сигналов применение кодов Рида — Маллера показывает улучшенные характеристики помехоустойчивости [5] и увеличивает почти в два раза информационную скорость передачи. В высокоэффективных помехоустойчивых кодеках систем мобильной связи коды Рида–Малера как крайний случай относительно многочленов одной переменной большой степени с одной стороны представлены кодами Рида — Соломона и с другой стороны – кодами Адамара с многочленами от многих переменных первой степени [6, 7].

II. Основная часть

Используя технологию создания виртуальных приборов LabView были созданы библиотечные модули кодера и декодера Рида–Маллера первого порядка для различных длин кодируемого сообщения. Код Рида–Маллера имеет специальное обозначение $R(h, m)$, характеризующееся порядком h и степенью m, и имеет длину $n=2^m$ символов. При кодировании $n_u = m+1$ информационных разрядов код Рида — Маллера порядка h представляет собой блочный неразделимый код с минимальным кодовым расстоянием $d_{min} = 2^{m-h} = 2^{nu-1-h}$ [5] и длиной кодовой комбинации $n = 2^{nu-1}$ разрядов. Процесс декодирования кода Рида–Маллера позволяет исправить n_β ошибок и обнаружить без исправления $n_\alpha > n_\beta$ ошибок, тогда минимальное кодовое расстояние составляет $d_{min} = n_\alpha + n_\beta + 1$, вероятность ошибочного приема двоичного символа – $P_{ош} = n_\beta / n$, а кодовая скорость – $V_k = n_u / n$.

При заданной порождающей матрице [5] и сигнальном векторе информационных бит получается сформированный по определенному правилу [5] набор кодовых слов Рида–Малера. Принятый с искажениями аддитивный кодовый вектор в результате действия вектора ошибок в канале связи может быть декодирован с использованием принципа максимального правдоподобия, синдромного декодирования или на основе мажоритарной логики. В работе рассмотрен один из возможных вариантов мажоритарного способа декодирования, заключающийся в следующем. Из принятых символов $\hat{R}_i$ образуются (n_u-1) групп контрольных сумм пар символов по модулю два следующим образом: в первой группе складываются пары символов, интервал между которыми равен 2^0, во второй группе – пары с интервалом между символами равным 2^1, в третьей группе – с интервалом 2^2, в четвертой – с интервалом 2^3 и так далее до значения интервала, равного 2^{nu-2}. Решение о значении принятого старшего символа $\hat{a}_{nu}$ формируется согласно вектору W, представляющему собой сумму по модуля два принятой кодовой комбинации и базисных векторов порождающей матрицы для ненулевых декодированных бит.

Решение о значении каждого принятого $\hat{a}_i$ информационного символа принимается по большинству значений контрольных сумм в группе и в кодовом векторе W. Такой процесс обеспечивает исправление n_β ошибок. Обнаружение n_α-кратной ошибки осуществляется по паритету нулей и единиц, получаемых в (n_u-1) группа проверок.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

В выбранном аналоге, использующем из информационного потока пакеты по 3 байта для распараллеливания процесса кодирования на 4 канала по $n_u = 6$ бит кодом Рида — Маллера $R(1, n_u - 1)$, формируются 4 кодовые группы по 32 бита. В предлагаемом варианте применения кода Рида — Маллера при кодировании пакетов по 3 байта процесс кодирования распараллеливается на 5 каналов по $n_u = 5$ бит с формированием 5 кодовых групп по 16 бит. При этом 4 канала осуществляют процесс кодирования по 5 информационных бит, а в 5 канале последние 4 информационные бита дополняются одним нулевым битом. Такой подход позволяет увеличить кодовую скорость по сравнению с аналогом с (3*8)/(4*32)=0,19 до (3*8)/(5*16)=0,3.

Увеличение кодовой скорости связано с уменьшением числа обнаруживаемых и исправляемых ошибок. Так по сравнению с аналогом число исправляемых ошибок при декодировании 3 информационных байт уменьшится с 28 до 15, а число обнаруживаемых ошибок уменьшится с 32 до 20 соответственно из кодовой группы в 128 бит у аналога и 80 бит у предлагаемого варианта.

Зависимости кодовой скорости и вероятности ошибки при 4- и 5-каналах кодирования от числа информационных разрядов в одном канале кодирования приведены на рис.1.

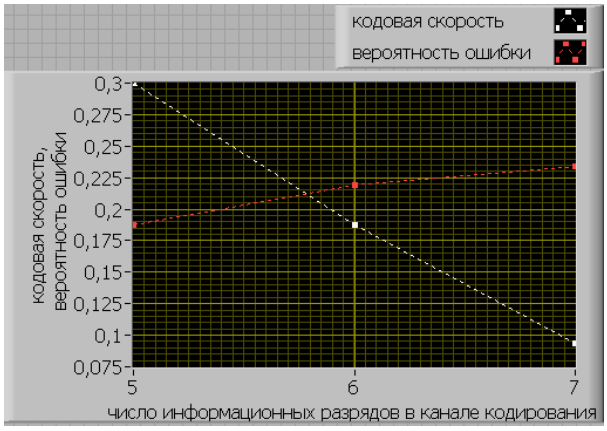


Рис. 1. Зависимость кодовой скорости и вероятности ошибки от числа информационных разрядов при 4- и 5-канальном кодировании 3-байтного пакета.

Fig. 1. Output of code rate and probability error dependencies on the number of information bits per 4 and 5 channel coding of 3-byte packet

На данном рисунке для сравнения приведены результаты для кодирования 3 байт информации для высокой корректирующей способности при распараллеливании на 4 канала, если использовать коды Рида–Маллера $R(1, 6)$ и $R(1, 5)$, а также при распараллеливании на 5 каналов при использовании кода $R(1, 4)$. Из графиков следует, что использование кода $R(1, 4)$ позволяет достичь по сравнению с аналогом коэффициентов выигрыша в кодовой скорости в 1,6 раза и по вероятности ошибки – в 1,17 раза.

Процесс передачи данных осуществляется из буферной памяти, в которую заносятся закодированные данные. В первой кодовом слове передается количество информационных байт в пакете, а затем идут кодовые слова данных. Прием информации начинается с синхропосылки, состоящей из преамбулы, необходимой для тактовой синхронизации, и старт-стопного сигнала, определяющего начало пакета информации. Далее происходит декодирование кодовых слов Рида–Малера по 5 кодовых 16-разрядных слов.

В итоге, пользуясь возможностями LabVIEW, созданы библиотечные модули – вложенные виртуальные приборы кодера и декодера Рида — Маллера первого порядка, позволяющие с распараллеливанием операции кодирования/ декодирования на 5 каналов осуществлять декодирование кодовых слов с исправлением за такт 15-элементного вектора ошибки или обнаружением 20-элементного вектора ошибки и получать 3-байтные пакеты декодированной информации.

Реализацию описанного кодера/декодера можно выполнить на базе доступной высокопроизводительной системы цифровой обработки сигналов с использованием сигнального процессора NI SPEEDY-33, программируемой DSP-модулем LabVIEW.

III. Заключение

1. Предложен подход для увеличения кодовой скорости и уменьшения вероятности ошибки при кодировании/декодировании пакетов по 3 байта с распараллеливанием на 5 каналов по 5 бит с формированием 5 кодовых групп по 16 бит с достижением выигрыша в кодовой скорости 1,6 раза и уменьшении вероятности ошибочного приема с 0,22 до 0,19;

2. Созданы библиотечные модули виртуальных приборов LabVIEW кодера и декодера Рида–Маллера первого порядка для построения помехоустойчивых систем передачи данных.

IV. References

[1] Nejdorf R.A., Novikov S.P., Chudakov V.S. Practical design procedure of the data for the choice of principles of coding and their parameters in communication channels with noise of setetsentrichesky systems. *News of the SFU. Technical sciences,* 2011,No3, pp.109-120.

[2] Yaremenko A.V., Osokin A.N. Realizaciya turbocodeka na programmiruemoi logicheskoi integralnoi sheme [Implementation turbokodeka on programmable logic integrated circuit]. *Vestnik nauki Sibiri,* 2011, No 1 (1), pp.99-103.

[3] *РМНК.454511.011РЭ.* Руководство по настройке, установке и эксплуатации радиомодема гранит Р-43АЦ. ООО «Радиокоммуникационные системы».

[4] Bikkenich R.R., Hvorov S.D. Pomehoustoichivost systemi s psevdosluchainimi signalami I kodom Rida-Mallera [Noise immunity of a pseudo-random signals and Reed-Muller codes]. *Telekommunikacii*, 2011, No11, pp.42-48.

[5] Morelos-Zaragoza R. *Iskusstvo pomehoustoychivogo kodirovaniya. Metody, algoritmy, primenenie.* [The art of error correcting coding. Methods, algorithms, implementation]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005. 320 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF A METHOD OF INCREASING THE SPEECH INTELLIGIBILITY IN A DISPATCH COMMUNICATION SYSTEM

Kulkov Y. Y.
The Murom institute (branch) Vladimir State University
23, Orlovskaya st., Murom, Vladimir reg.
602263, Russian Federation
Ph.: (49234) 77121, e-mail: y_mail@mail.ru

Abstract — Function of a nonlinear compression of dynamic range is presented. This function allows to increase a ratio signal/noise of a speech signal. Various realization of the presented function are described and experimentally investigated. Selected function, which gives the smallest number of combinational components and requiring lower computing costs to implement.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА ПОВЫШЕНИЯ РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ В СИСТЕМАХ ДИСПЕТЧЕРСКОЙ СВЯЗИ

Кульков Я. Ю.
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
ул. Орловская,23, Муром, Владимирская обл., 602263, Россия
тел.: (49234) 77121, e-mail: y_mail@mail.ru

Аннотация — Представлена функция нелинейной компрессии динамического диапазона, позволяющая увеличить соотношение сигнал/шум речевого сигнала. Описаны и экспериментально исследованы различные реализации представленной функции. Выбрана функция, дающая наименьшее количество комбинационных составляющих и требующая меньших вычислительных затрат при реализации.

I. Введение

При передаче информации, содержащейся в речевом сигнале, с целью повышения эффективности и надежности связи производится обработка сигнала в передающей части. В таких системах сигналы обрабатываются цифровыми методами в реальном масштабе времени с последующим преобразованием в форму, удобную для непосредственной передачи. Поэтому, чтобы согласовать наилучшим образом скорость передачи информации с быстродействием вычислительного устройства и максимально понизить вычислительные затраты, цифровая обработка речевого сигнала сводится к оптимизации минимального уровня информационной избыточности в речевом сигнале [1]. Для того, чтобы подготовить сигнал для передачи по цифровым каналам связи, необходимо произвести некоторые преобразования, изменяющие сигнал таким образом, чтобы максимально увеличить эффективность алгоритмов сжатия данных. Применяемые в данных системах методы повышения разборчивости оказываются малоэффективными при использовании на производственных участках с повышенным уровнем шума[2]. Сжатие динамического диапазона передаваемого сигнала при той же мощности дает эффект увеличения громкости, повышает звуковое давление в слышимом диапазоне.

II. Основная часть

Любой канал связи имеет ограниченный динамический диапазон, следовательно, передаваемый речевой сигнал должен иметь согласованный динамический диапазон, который определяется максимальной амплитудой рассматриваемого сигнала. Очевидно, что для того, чтобы уменьшить динамический диапазон сигнала, необходимо понизить максимальную амплитуду сигнала. Можно произвести эту операцию простым ограничением, то есть понизить амплитуду тех выборок, уровень которых выше определенного уровня.

Однако это приведет не только к уменьшению информационной ёмкости сигнала, но и к появлению комбинационных и гармонических спектральных составляющих достаточно высокого уровня, которые в значительной мере искажают форму сигнала и, соответственно, приводят к потере информации [2].

Поэтому желательно применять методы компрессии динамического диапазона, которые нелинейно уменьшают амплитуду сигналов высоких уровней.

Целью синтеза функции компрессии является выбор такой нелинейной функции передачи сигнала, кото-рая подразумевает максимальную компрессию для максимальных амплитуд, выборки же с низкими амплитудами не изменяются. В спектре сигнала также появляются гармоники высших порядков и комбинационные составляющие, однако их суммарное влияние на форму сигнала существенно меньше.

Одна из функций, которая осуществляет необходимое сжатие динамического диапазона, показана на рисунке 1.

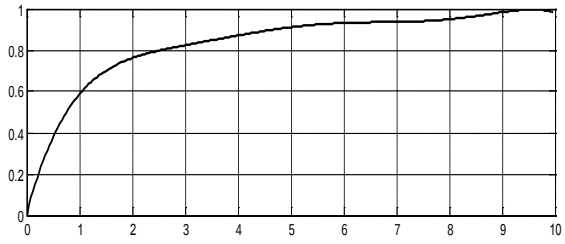


Рис. 1. Функция компрессии динамического диапазона.

Fig. 1. Dynamic range compression function

Данная функция представляет собой полином седьмой степени, полученный методом наименьших квадратов.

Реализация компрессии динамического диапазона, используя данную функцию, требует большого объема вычислений. Поэтому ставиться задача по-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

иска аналитической функции, близкой по характеристикам к данной.

Был найден аналитический вид нескольких функций и исследованы их передаточные характеристики, при сжатии динамического диапазона сигнала в 10 раз (на 20 дБ). Одной из этих функций является экспоненциальная функция (2).

$$f_1(U_{вх}) = e^{-b\cdot|Uвх|} \quad (1)$$

Степень компрессии зависит от параметра функции, который определяется следующим образом:

$$b = -\frac{1}{U_{вх.\max}} \cdot \ln(\frac{U_{вых.\max}}{U_{вх.\max}}) \quad (2)$$

где Uвх.max – максимальная амплитуда во входном сигнале, Uвых.max – заданная максимальная амплитуда выходного сигнала.

Следующей является функция вида 1/x, определяемая выражением

$$f_2(U_{вх}) = \frac{b_1}{|Uвх| + b_2} \quad (3)$$

где $b_1 = \frac{U_{вых.\max} \cdot (U_{вх.\max} + b_2)}{U_{вх.\max}}$,

$b_2 = 0.11 \cdot U_{вх.\max}$

Также была рассмотрена логарифмическая функция:

$$f_2(U_{вх}) = b_1 \cdot |Uвх|^{b_2} \cdot \log_{10}(1 + b_3 \cdot |Uвх|) \quad (4)$$

где $b_1 = \frac{U_{вых.\max}}{U_{вх.\max}^{\ b_2} \cdot \log_{10}(1 + b_3 \cdot U_{вх.\max})}$

Очевидно, что наилучшей математической моделью функции сжатия динамического диапазона является функция, которая при одном и той же степени сжатия дает наименьший уровень комбинационных и гармонических составляющих по сравнению с уровнем полезных составляющих, то есть дает наименьшее значение (5).

$$K = \frac{\sum P_{комб.} + \sum P_{гарм.}}{\sum P_{полезн.}} \quad (5)$$

Было проведено исследование сжатия динамического диапазона данными функциями, а также линейно-ломаной и аппроксимированной функциями на тестовом речевом сигнале

Как было сказано выше, при сжатии динамического диапазона появляются нежелательные спектральные составляющие. Для оценки соотношения этих вредных составляющих к полезным было определено значение параметра K, для тестового сигнала, представляющего сумму двух гармоник с частотами 400 и 500 Гц. Результаты исследований сведены в таблицу 1.

Таблица 1.

Результаты экспериментального исследования

Функция	K, дБ
Линейно - ломаная	–11.01
Полином	– 19.85
Экспоненциальная	– 8.32
Вида 1/x	–17.07
Логарифмическая	– 16.10

Из таблицы 1 видно, что функцией, обеспечивающей наименьший уровень комбинационных составляющих, является функция, аппроксимированная полиномом седьмой степени. Наиболее близкой по параметру K к аппроксимированной полиномом функции является функция вида 1/x, задаваемая выражением (5). При реализации её в вычислительном устройстве она также является предпочтительной, так как обеспечивает минимум вычислительных затрат. При сжатии динамического диапазона по закону экспоненциальной функции получается наихудший уровень комбинационных составляющих (-8 дБ), что делает нежелательным ее применение для выполнения вышеуказанной процедуры.

III. Заключение

На основании проведенных исследований показано, что наилучшей функцией компрессии динамического диапазона из рассмотренных является функция сжатия по закону полинома седьмой степени и функцией вида 1/x. Последняя имеет достаточной низкий уровень комбинационных составляющих (-17 дБ), а также требует меньших вычислительных затрат при её реализации.

Результаты исследования позволяют говорить о высокой эффективности разработанного алгоритма, и могут быть реализованы в уже имеющихся или установленных коммуникационных системах оперативного управления на объектах промышленности.

IV. References

[1] Kulkov Y.Y. Analiz faktorov snizhenija razborchivosti rechi v sistemah dispetcherskoj svjazi [Analysis of factors reducing speech intelligibility in communication system.] *Izvestiya Orel State Technical University, series «Fundamental and Applied Problems of Engineering and Technology». Orel, 2008, pp. 129-133.*

[2] Dvoryankin S.V., Makarov Y.K., Horeev A.A. Obosnovanie kriteriev jeffektivnosti zashhity rechevoj informacii ot utechki po tehnicheskim kanalam[Justification performance criteria for protecting speech information leakage through technical channels]. *Information Defense: Insaid. St. Petersburg, 2007, pp.18-25.*

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MATHEMATICAL BASES OF TIF IN TELEMETRIC SYSTEMS

[1, 2] Petryshyn L. B., [2] Petryshyn M. L.
[1] *AGH University of Science and Technology*
Gramatyka str., 10, Cracov, 30-067, Poland
Ph.: (+4812) 6174342, e-mail: L.B.Petryshyn@gmail.com
[2] *Vasyl Stefanyk Precarpathian National University*
Taras Shevchenko str., 57, Ivano-Frankivsk, 76-018, UKRAINE
Ph.: (+380342) 596086, e-mail: mp3shyn@mail.ru

Abstract — The analysis of bases and systems functions as the basis of TIF means in telecommunication systems is done. System of discrete-phase functions as a Libav-Craig-Lipell coding base and their relation with the unitary functions system is defined. Analytical dependence of discrete-phase functions with Rademacher and Gray bases is certain. The obtained results allow to make the efficient data transcoding in telemetric systems.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПФИ В ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

[1, 2] Петришин Л. Б., [2] Петришин М. Л.
[1] *AGH Научно-технический университет*
ул. Граматика, 10, Краков, 30-067, Польша
тел.: (+4812) 6174342, e-mail: L.B.Petryshyn@gmail.com
[2] *Прикарпатский национальный университет им. Василия Стефаника*
ул. Шевченко, 57, Ивано-Франковск, 76-018, Украина
тел.: (+380342) 596086, e-mail: mp3shyn@mail.ru

Аннотация — Произведен анализ систем и базисов функций как основания средств ПФИ в системах телекоммуникации. Предложена система дискретно-фазовых функций как база кодирования Либова-Крейга-Липелла, установлена их зависимость с системой унитарных функций. Определены аналитические зависимости дискретно-фазовых функций с базисами Радемахера и Грея. Полученные результаты позволили осуществить эффективное транскодирование данных в телеметрических системах.

I. Введение

В современных системах телекоммуникаций одной из основных составляющих информационной технологии есть преобразование формы информации (ПФИ) [1]. Анализ и обоснование применения методов и средств ПФИ определяются характером и свойствами источников информации нижнего уровня [2] и, в итоге, применением соответствующих методов кодирования данных. Каждый из методов кодирования характеризуется таким основным параметром, как избыточность потока цифровых данных в каналах систем телекоммуникаций. Поэтому выбор и обоснование оптимального метода кодирования и ПФИ есть актуальным заданием повышения технико-экономических характеристик систем телекоммуникации в общем [1].

Известно, что двоичные коды обладают далеко не лучшими свойствами при информационном обмене в системах телекоммуникаций вследствие избыточности и низкой помехоустойчивости [2]. При этом в последние десятилетия наблюдается все более широкое применение систем кодирование с рекурсивным упорядочиванием кодовых элементов (т.з. Галуа), обладающих редуцированной избыточностью и помехоустойчивостью информационного обмена [3-6]. Каждый из кодов или систем кодирования порождаются соответствующими базисами или системами функций, аналитические зависимости между которыми позволяют осуществить эффективное ПФИ и транскодирование телекоммуникационных сообщений. Цель проведенных исследований заключалась в анализе базисов и систем функций, определении их свойств и построении новых промежуточных систем, позволяющих установить их полную аналитическую взаимозависимость, а также соответствующих кодов и систем кодирования. Применен математический аппарат дискретного функционального анализа и синтеза. Практическое значение полученных результатов заключается в повышении быстродействия инфообмена и помехоустойчивости, а также определении новых методов ПФИ в системах телекоммуникаций.

II. Анализ дискретно-гармонических базисов и систем функций

В качестве исходных в средствах ПФИ, в частности в преобразователях параллельной архитектуры и унитарных процессорах, широкое применение получили нормальные единичные коды, порожденные системой унитарных функций, аналитически представленных выражением

$$Uni(n,\theta,i) = sign(sin(2n*\pi*\theta+2n*(\pi/4)*i))$$

где N - модуль целочисленных значений системы функций, $n=log_2N$ - порядок набора системы функций теоретико-числовых преобразований, $\theta=t/T$ - параметр времени, т.е. время, нормированное на интервале T, t - текущее время, i = 0, 1, 2, ... - порядковый номер функции.

Функции младших порядков n полного набора являются результатом парного произведения выборочных функций высших порядков $n + 1$ согласно зависимости:

$$Uni(n,\theta,i)= Uni(n+1,\theta,i)* Uni(n+1,\theta,i+2^{n-1}).$$

Недостатком системы унитарных функций является их неортогональность, чем косвенно обусловлена некомпактная (полная) упаковка кодовых элементов, приводящая к значительной избыточности

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

информационных потоков, поэтому и нецелесообразности широкого применения, особенно в системах телекоммуникаций [7].

С целью перехода к более эффективным системам согласно Шеннона авторами впервые предложена система дискретно-фазовых функций, которая порождает коды Либова-Крейга-Липелла (Libav-Craig-Lippel), аналитически представленная как

$$Dyf(n,\theta,i)= sign(sin(2^n*\pi*\theta+2^{n-1}*(\pi/4)*i)).$$

Набор унитарных функций *i*-го порядка на периоде $0\div2\pi$ представляет собой набор дискретно-фазовых функций *i*-го порядка на периоде $0\div\pi$. Функции низших порядков является результатом парного произведения выборочных функций высших порядков согласно зависимости

$$Dyf(n,\theta,i)= Dyf(n+1,\theta,i)* Dyf(n+1,\theta,i+2^{n-1}).$$

Дискретно-фазовые функции являются базой для синтеза базисов Радемахера (Rademacher), Грея (Gray), Уолша (Walsh).

III. Образование гармонических базисов и систем функций

С целью преобразования дискретно-фазовых функций в *sin*- и *cos*- гармонические составляющие базисов Радемахера и Грея необходимо произвести несколько дискретных тригонометрических преобразований. Полный дискретно-фазовый базис содержит все составляющие фазового сдвига функции вида $sign\ [sin(2\pi + \varphi)]$, поэтому при значениях $\varphi = \pi/2$ указанная функция трансформируется в функцию вида $sign\ [cos2\pi]$.

Экстракция *sin*-составляющих по каждому из порядков *n* набора дискретно-фазовых функций образует базис Радемахера, а экстракция *cos*- составляющих - соответственно базис Грея.

$$Rad\ (n,\ \theta) = DF(n,\ \theta,\ 0),$$
$$Rad\ (n,\ \theta) = sign\ [sin\ 2^n\ \pi\ \theta].$$

Аналогично

$$Gry\ (n,\ \theta) = sign\ [cos\ 2^n\ \pi\ \theta,].$$

Поэтому для примера *n* = 3:

$$Rad\ (0,\theta) = sign\ [sin\ \pi\ \theta] = DF(0,\theta,0),$$
$$Gry\ (n,\theta) = sign\ [cos\ \pi\ \theta] = DF(0,\theta,0),$$
$$Rad\ (1,\theta) = sign\ [sin\ 2\ \pi\ \theta] = DF(1,\theta,0),$$
$$Gry\ (1,\theta) = sign\ [cos\ 2\ \pi\ \theta] = DF(1,\theta,2),$$
$$Rad\ (2,\theta) = sign\ [sin\ 4\ \pi\ \theta] = DF(2,\theta,0),$$
$$Gry\ (2,\theta) = sign\ [cos\ 4\ \pi\ \theta] = DF(2,\theta,1),$$
$$Rad\ (3,\theta) = sign\ [sin\ 8\ \pi\ \theta] = DF(3,\theta,0),$$
$$Gry\ (3,\theta) = sign\ [cos\ 8\ \pi\ \theta] = DF(3,\theta,i).$$

IV. Комплексирование и мульти-пликация систем Радемахера и Грея

Базис Радемахера является основой для двоичной системы счисления и сегодня используется как основной в большинстве средств ПФИ, вычислительной техники и систем телекоммуникации. Базис Грея - основа для построения кодовых шкал на кодах Грея и, благодаря своим уникальным свойствам, приобрел широкое применения в ПФИ. Базисы Радемахера и Грея дополняют друг друга, так как базис Радемахера вмещает набор только нечетных функций, то есть $f(t) = -f(-t)$, а базис Грея вмещает только четные функции, то есть $f(t) = f(-t)$. Использование базиса Радемахера-Грея в виде экстракции дискретно-гармонических *sin*- и *cos*- составляющих улучшает представление анализируемого сигнала дискретными функциями. Основным недостатком базиса Радемахера-Грея является низкая сходимость числового ряда, не позволяющая эффективно производить ПФИ и обработку высокочастотных сигналов. Сходимость возможно значительно улучшить рандомизацией весовых разрядов базиса Радемахера-Грея, в результате чего впервые предложено новое упорядочение базисных функций. Базис назван рефлексно отраженным Радемахера. В результате достигнуты одни из лучших показателей статистического распределения значений сигнала сканирования при реализации ПФИ Монте-Карло.

Перспектива исследований заключается в переходе к базисным функциям Уолша, которые являются полной мультипликативной группой функций Радемахера-Грея и образуются поочередным взаимным перемножением всех функций Радемахера-Грея. Поскольку базис Уолша кроме набора дискретно-гармонических функций вмещает дискретно-нерегулярные функции, он определен к классу дискретно-нерегулярных, поэтому результаты его исследований будут приведены в будущих изложениях.

V. Заключение

В материалах исследования произведен анализ теоретико-числовых базисов, на основании чего установлена взаимозависимость систем функций и соответствующим им кодов. Введен ряд новых базисных упорядочений и произведена их идентификация соответствующими кодовым системами, основываясь на чем установлены сквозные функционалы взаимозависимостей и порождения базисов, что позволило осуществить аналитический переход между базисами. Полученные результаты являются основой для дальнейшей реализации средств ПФИ в системах телекоммуникации.

VI. References

[1] David R. Smith. *Digital Transmission Systems*. New York, Springer Science & Business Media, 3rd edit., 2004, 808 p.

[2] Kester W.A. *Data Conversion Handbook*, Newnes, Analog Devices inc, 2005, 953 p.

[3] Petryshyn L.B. Recursive error-corrected coding of number-impulse data sources in telecommunication systems. *2013 23th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013).* Sevastopol, 2013, –547-548.

[4] Petryshyn L. B., Borysenko O. A. Rarefied recursive positioning of scanning objects in radar systems. *2014 24th Int. Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2014, pp. -1135-1136.

[5] Petryshyn L. B., Petryshyn M. L. Bases of the codon recursive error-corrected coding of number-impulse data sources in telecommunication systems. *23th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013)*. Sevastopol, 2013, pp. – 539–540.

[6] Petryshyn L.B. Error-corrected information transmission in telecommunication systems based on digital Hankel-Toeplitz transformation. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2014, pp. -244-245.

[7] Петришин Л.Б., Борисенко А.А. К определению свойств унитарной системы счисления. *Электроника и системы управления*. НАУ. - Київ, 2008, Nr 3 (17) -С. 64-69.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

AN ALGORITHM FOR COMPUTING DISPARITY BASED ON SEGMENTATION OF STEREO IMAGES

Zakharov A. A., Tuzhilkin A. Y.
Murom Institut (branch), Vladimir State University named after Alexander G. and Nicholas G. Stoletovs
23, Orlovskaya str., Murom, Vladimir reg.
602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77236, e-mail: aa-zaharov@ya.ru, ay-tuzhilkin@ya.ru

Abstract — Dense stereo correspondence algorithm for finding the images using the energy minimization approach is considered in the work. The algorithm is based on the polygon partition image. The main idea of the algorithm is to find the disparity between regions on the basis of the sum of squares of the differences. This enables to obtain more smooth depth map compared with point methods. Energy minimization method is used. Scene parameters iteratively optimized. The results of the algorithm on test images are shown.

АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ДИСПАРИТЕТА НА ОСНОВЕ СЕГМЕНТАЦИИ СТЕРЕОИЗОБРАЖЕНИЙ

Захаров А. А., Тужилкин А. Ю.
Муромский институт (филиал) Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
Ул. Орловская,23, г. Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77236, e-mail: aa-zaharov@ya.ru, ay-tuzhilkin@ya.ru

Аннотация — В работе рассматривается алгоритм нахождения плотных стереосоответствий на изображениях с использованием подхода минимизации энергии. Алгоритм основан на полигональном разбиении изображения. Основная идея алгоритма состоит в нахождении диспаритета между регионами на основе метода суммы квадратов разности. Это позволяет получить более гладкую карту глубины по сравнению с точечными методами. Применяется метод минимизации энергии. Параметры сцены итеративно оптимизируются. Приведены результаты работы алгоритма на тестовых изображениях.

I. Введение

Нахождение соответствий на изображениях является актуальной задачей в таких областях, как реконструкция трехмерных сцен, автономная навигация, визуальный контроль [5]. Для этого часто используются стереоизображения. Два изображения одной области пространства, полученные с двух различных точек зрения, называются стереоскопической парой снимков. На основе вычисленных соответствий по стереопаре можно определить трехмерные координаты сцены.

Диспаритет – угловая невязка положений изображения некоторого объекта для двух снимков. Процесс измерения стереоскопического диспаритета состоит в выборе некоторой позиции на первом изображении, нахождении этой же позиции на втором изображении, измерении расстояния между этими позициями (рис. 1). Изображения считаются ректифицированными, если точки, между которыми существует соответствие, находятся на строках изображений с одинаковыми номерами.

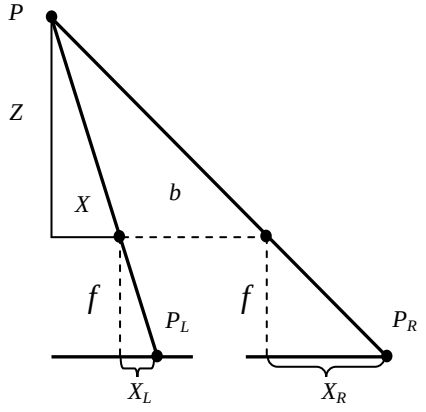


Рис. 1. Схема измерения диспаритета

Из рисунка 1 можно получить следующие соотношения.

$$\frac{X_L}{f} = \frac{X}{Z};\ \frac{X_R}{f} = \frac{X+b}{Z},$$

где X_L, X_R – значения координат X точки P на левом и правом изображениях;

f – фокусное расстояние (расстояние от оптического центра до плоскости изображения);

X – координата X точки P;

Z – координата Z точки P;

b – расстояние между оптическими центрами камер (база).

Из полученных соотношений можно вычислить значение диспаритета d:

$$d = X_R - X_L = \frac{f * b}{Z}.$$

Задача вычисления диспаритета осложняется присутствующими на изображениях шумами и бликами, наличием слаботекстурированных областей, взаимными перекрытиями объектов, резкими перепадами глубины в сценах. Кроме того, для приложений реального времени необходимо обеспечить компромисс между качеством нахождения стереосоответствий и вычислительной сложностью алгоритмов.

Выделяют методы нахождения плотного и разреженного стереосоответствий [5]. Методы нахождения плотных соответствий вычисляют диспаритет для каждой точки изображения. Методы нахождения разреженных соответствий вычисляют диспаритет только между выделенными особенностями изображений. Стереоалгоритмы бывают локальными и глобальными [5]. Локальные алгоритмы используют для вычисления диспаритета в каждой точке информацию о части пикселей изображения, находящихся в

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

окрестности данной точки. Глобальные алгоритмы стремятся найти решение, при котором каждый пиксель изображения оказывает влияние на решение во всех остальных пикселях. Локальные алгоритмы требуют меньше вычислительных затрат. Однако, глобальные алгоритмы формируют более точные дальнометрические данные. Существуют также полуглобальные методы, которым присущи особенности локальных и глобальных методов [2].

Успехи в области стереосопоставления были достигнуты с развитием таких методов оптимизации, как разрезы на графах [4] и распространение доверия [3]. Основным недостатком этих методов являются высокие вычислительные затраты.

II. Вычисление диспаритета

В последнее время стали популярны методы определения соответствий на основе регионов [6]. Эти методы позволяют получить хорошие результаты, когда поверхности объектов имеют однородную закраску. В представленном алгоритме предлагается использовать информацию о сегментах изображения для вычисления значений диспаритетов. Определение диспаритета используется для каждого региона в отдельности на основе метода суммы квадратов разностей.

Цель плотной реконструкции по стереоизображениям состоит в восстановлении глубины каждого пикселя. Каждому диспаритету точки сопоставима функция энергии, которая количественно описывает степень соответствия. Задача алгоритма – минимизировать значение функции для нахождения наилучшего соответствия. Функцию энергии i-ого региона определим следующим образом:

$$E_i = E_{data} + E_{smooth} + E_{occl} ,$$

где E_{data} – штраф за несоответствие цветовых свойств сопоставляемых областей;

E_{smooth} – штраф за несоответствие свойств соседних областей диспаритета (разрыв диспаритета). Обычно к таким областям относятся участки изображения, для которых ошибочно найдены значения диспаритета.

E_{occl} – штраф за перекрытие области изображения. Это участки изображения, для которых не найдены соответствия на стереопарах.

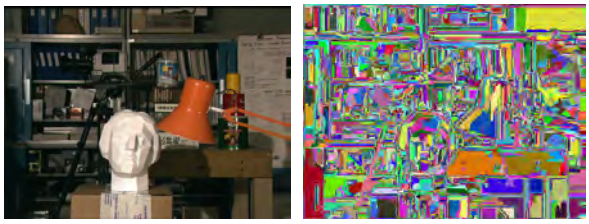
Алгоритм вычисления диспаритета состоит из следующих шагов.

Шаг 1. Выполнение сегментации изображения на основе минимального покрывающего дерева [1].

Шаг 2. Вычисление значения диспаритета каждого региона на основе суммы квадратов разности [5]. Определение пикселей региона осуществляется на основе четырехсвязной заливки областей. Формируется изображение, интенсивность которого в каждой точке представляет собой значения диспаритета.

Шаг 3. Выполнение минимизации энергии путем последовательного сканирования изображения диспаритетов. Осуществляется замена значений областей пикселей, обладающими наибольшими значениями E_{smooth} и E_{occl}, на значения диспаритетов соседних регионов.

Для оценки полученных результатов были использованы тестовые изображения. Пример правого снимка стереопары и результат его сегментации представлен на рисунке 2.



а) б)

Рис. 2. Тестовые изображения: а) правый снимок стереопары, б) сегментированное изображение

В результате сегментации правого снимка тестовой стереопары было получено изображение (рис.3,б).



а) б)

Рис. 3. Изображения диспаритета: а) эталонное изображение диспаритета, б) изображение диспаритета, полученное на основе представленного алгоритма

III. Заключение

В работе был представлен алгоритм нахождения стереосоответствий на основе минимизации энергии. Алгоритм использует предварительную сегментацию изображения на основе минимального покрывающего дерева. Алгоритм позволяет получать хорошие результаты для слаботекстурированных областей. Недостатком алгоритма является достаточно большое время работы, так как выполняется четырехсвязная заливка областей. Для ускорения работы алгоритма в дальнейшем предлагается использовать построчную заливку.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 15-07-01612-А, задания на выполнение государственных работ в сфере научной деятельности в рамках базовой части государственного задания Минобрнауки России (проект № 2918).

IV. References

[1] Felzenszwalb P.F., Huttenlocher D.P. Efficient graph based image segmentation. *International Journal of Computer Vision*, 2004, Vol. 59(2), pp. 167-181.

[2] Hirschmuller, H. Accurate and Effcient Stereo Processing bySemi-Global Matching and Mutual Information. *Computer Vision and Pattern Recognition*, 2005, Vol.2, pp. 807 – 814.

[3] Klaus A., Sormann M., Karner K. Segment-Based Stereo Matching Using Belief Propagation and a Self-Adapting Dissimilarity Measure. *Proceedings of the 18th International Conference on Pattern Recognition*, 2006, Vol. 3, pp. 15-18.

[4] Li Hong Chen G. Segment-based stereo matching using graph cuts. *Computer Vision and Pattern Recognition*, 2004, Vol.1, pp. 74-81.

[5] Scharstein D., Szeliski R. A taxonomy and evaluation of dense two-frame stereo correspondence algorithms. *International Journal of Computer Vision*, Vol. 47(1), pp. 7-42.

[6] Wang F. Stereo Matching Using Iterative Dynamic Programming Based on Color Segmentation of Images. *Journal of Computers*, 2014, vol. 9 (6), pp. 1491-1496.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ADAPTIVE FILTRATION OF POORLY MODULATED SIGNALS WITH THE PRESENCE OF POWERFUL INTERFERENCES SIMILAR TO A SIGNAL

Truchin M. P., Nifontov J. A.
Institute of Radio Electronics and Information Technologies — RTF of the Ural Federal University
32, Mira st., Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: (343) 3754493, e-mail: mptru@mail.ru

Abstract — Results of program realization of some adaptive algorithms of allocation of a weak signal among powerful handicapes similar to a signal are submitted. In view of procedures of additional processing entrance processes recommendations are received at the choice of structure of the adaptive filtration close to optimum.

АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СЛАБОМОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ПРИСУТСТВИИ МОЩНЫХ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

Трухин М. П., Нифонтов Ю. А.
Институт радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ
Уральского федерального университета
ул. Мира,3 2, Екатеринбург, 620002, Россия
тел. (343) 3754493, , e-mail: mptru@mail.ru

Аннотация — Представлены результаты программной реализации ряда адаптивных алгоритмов выделения слабого сигнала среди мощных сигналоподобных помех. С учётом процедур дополнительной обработки входных процессов получены рекомендации по выбору структуры адаптивной фильтрации, близкой к оптимальной.

I. Введение

Задача обнаружения и выделения слабого сигнала на фоне мощных помех хорошо известна и для её решения предложены многочисленные методы [1,2]. В настоящей работе предлагается использовать алгоритмы адаптивной фильтрации, наиболее подходящие для выделения слабого сигнала из смеси мощных сигналоподобных помех.

II. Основная часть

Определим структуру адаптивного фильтра (рис. 1), в которой входной сигнал обозначен $x(k)$, выходной – $y(k)$, сигнал ошибки в цепи обратной связи $e(k)$.

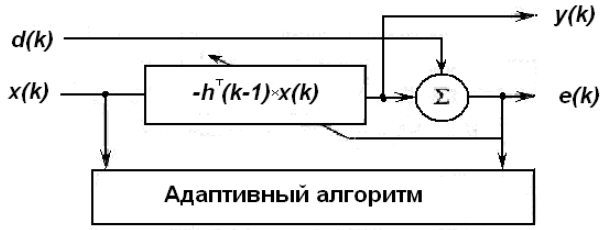


Рис. 1.Структура и функциональные связи адаптивного фильтра.

Fig. 1. Structure and functional connections of the adaptive filter

Целью адаптивной фильтрации, независимо от используемого алгоритма, является нахождение вектора весовых коэффициентов фильтра $h(k)$, с помощью которого моделируется требуемый сигнал $d(k)$ $d(k)$ как $y(k) = h^T(k-1)x(k)$. Такой вектор находится путем минимизации ошибки $e(k) = d(k) - y(k)$ (мгновенной в простых градиентных алгоритмах и в *AP*-алгоритмах или среднеквадратичной – в *RLS*-алгоритмах). Вектор весовых коэффициентов изменяется на каждом шаге адаптации согласно выражению

$$h(k) = h(k-1) + Z(v(k), \mu)e(k), \quad (1)$$

где $Z(v(k), \mu)$ – матрица, корректирующая весовой вектор, и определяемая параметром сходимости μ и вектором состояния адаптивного фильтра $v(k)$.

Временные процессы в структурной схеме делятся на сигналы, помехи и шумы. Мощный помеховый процесс представляет собой модулированное по амплитуде и фазе марковскими процессами колебание

$$U_g(t) = U_0[1 + M_\alpha\alpha(t) + M_S S(t) + M_\alpha a(t)]\times \quad (2)$$
$$\times \cos(\omega_0 t + m_\alpha\varphi_\alpha(t) + m_S\varphi_S(t) + m_\varphi\varphi_\varphi(t) + \varphi_0),$$

а принимаемый сигнал – подобное колебание, но значительно меньшего уровня ($U_{m0} \ll U_0$), с дополнительной задержкой τ_1 и информационной составляющей $M_\lambda\lambda(t-\tau_1)$ в амплитудной и $m_\lambda\varphi_\lambda(t-\tau_1)$ в угловой модуляции. Оба временных процесса – $\lambda(t)$ и $\varphi_\lambda(t)$ – также низкочастотные марковские процессы первого порядка. Сигнал и помеха принимаются на фоне нормального белого шума со спектральной плотностью мощности N_0.

Для выделения и последующего устранения составляющей мощной помехи был выбран адаптивный фильтр, реализованный набором *m*-функций приложения Filter Design Toolbox системы моделирования MATLAB. В этом приложении имеется набор адаптивных фильтров, реализующих ряд типовых алгоритмов адаптации.

Алгоритм адаптивной фильтрации реализуется в два этапа. Сначала в качестве вектора коэффициентов начального приближения выбирается набор коэффициентов дискретного фильтра, имеющего схожие с выделяемым сигналом частотные характеристики. В данном случае это *FIR*-фильтр заданного порядка и частотой среза 2 кГц. В его структуру добавляются свойства разработанного адаптивного фильтра. Затем с помощью *m*-функции **filter** непосредственно выполняется адаптивное выделение интересующего сигнала в обрабатываемом процессе.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Выходом адаптивного фильтра являются два процесса одинаковой длины: $y(t$ – выделенный из входного процесса сигнал и $e(t)$ – сигнал ошибки. Для контроля за качеством выделения сигнала выводится дисперсия ошибки и отношение дисперсии входного процесса к дисперсии ошибки. При этом из временного интервала наблюдения за ошибкой исключается начальный период адаптации.

Для удобного задания параметров моделирования и представления их результатов разработан графический интерфейс пользователя, показанный на рис. 2. Ввод параметров процессов генератора и модулятора вынесён на две одинаковые по форме и содержанию панели. На каждой панели имеются подпанели для ввода данных амплитудной и фазовой составляющих этих процессов. Панель «Приёмник» обеспечивает ввод системных параметров: интервала анализа, количество временных отсчётов и уровень аддитивного белого гауссового шума. В нижней части окна находятся «радиокнопки» выбора вида обрабатываемых процессов в адаптивном фильтре (в скобках отношение сигнал/ошибка):
– амплитудное подавление (25.3506 дБ);
– фазовое подавление (46.5714 дБ);
– комплексное подавление (28.3268 дБ).

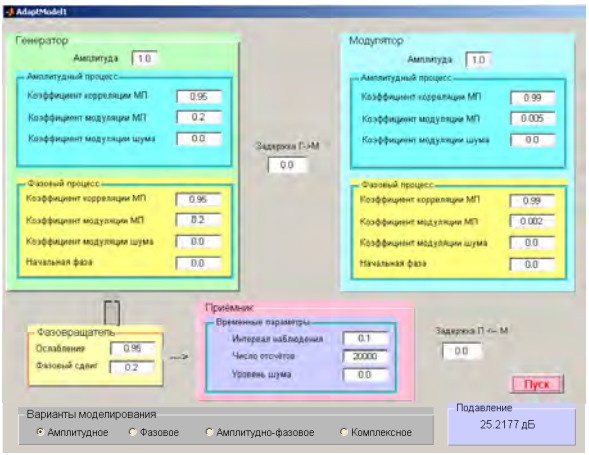


Рис. 2. Графический интерфейс пользователя моделирования адаптивного фильтра.

Fig. 2. GUI of modeling of the adaptive filter

Пример осциллограммы входного, выделенного и ошибки представлен на рис. 3. Отношение сигнал/ошибка составляют 0.0028 или 25.5 дБ для случая, когда адаптация проводится по амплитудным случайным процессам.

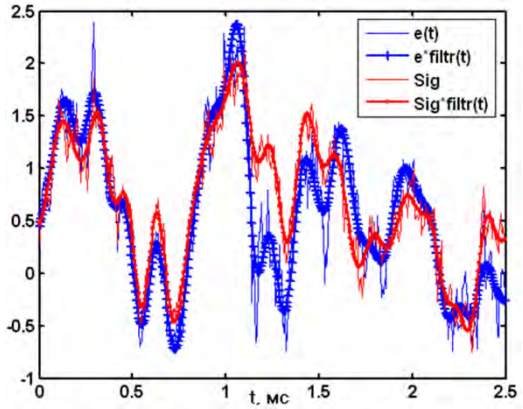


Рис. 3. Информационный сигнал и сигнал ошибки адапт ивного фильт ра.

Fig. 3. Information signal and error of the adaptive filter

Применение этого же адаптивного фильтра для выделения полезного фазового сигнала в фазовой составляющей комплексного процесса даёт другие результаты: отношение сигнал/ошибка возрастает до 54.8 дБ. Такое большое различие в результатах фильтрации амплитудной и фазовой составляющих комплексного сигнала объясняется их различным функциональным взаимодействием: амплитудные составляющие перемножаются, а фазовые – складываются.

На рис. 4 приведена контурная диаграмма максимумов ВКФ полезного сигнала и сигнала ошибки (алгоритм адаптации **adaptfilt.gal**), согласно которой чрезмерное увеличение мощности помехи в составе принятого сигнала также снижает качество выделения полезного сигнала, как и её слишком малая величина.

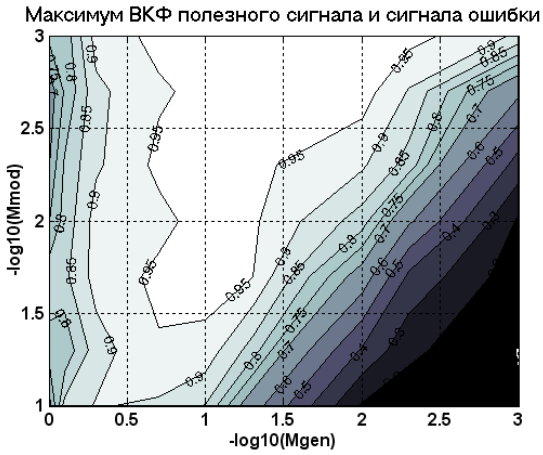


Рис. 4. Уровни максимума ВКФ в зависимости от коэффициентов АМ.

Fig. 4. Levels of a maximum of MCF depending on factors AM

III. Заключение

1. Разработана и проверена на адекватность компьютерная модель приёмника с когерентной обработкой. Средой разработки является система моделирования MATLAB v.7.0.1.

2. В качестве модели устройства адаптивной обработки может быть выбран любой из 29 имеющихся в составе системы MATLAB алгоритмов. Рекомендуется градиентный алгоритм **adaptfilt.gal** как наиболее быстро (число коэффициентов от 32 до 64) и точно подавляющий мешающий процесс.

3. Проведён предварительный анализ шести вариантов подачи зондирующего и модулированного сигналов и даны рекомендации по их использованию в синхронном приёмнике.

4. С помощью статистического моделирования в отсутствие помех и шумов определены потенциальные и реальные характеристики выделения полезного сигнала (марковская модель речевого сигнала) в модулированном процессе.

IV. References

[1] W.I. Tichonow, M.A. Mironow. Markowskie processy [Markows processes] Sov.radio, 1977. 488 p.

[2] Sosulin Ju.G. *Teorija obnaruzhenija i ocenivanija stohasticheskih signalov* [The theory of detection and measurement of stochastic signals]. M.: Sov.radio, 1978. 320 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ESTIMATION METHODS FOR THE PERIOD OF TIME SERIES OF CONTINUOUS PROCESS DISCRETE REPRESENTATION

Proskuryakov A. Y., Belov A. A, Kropotov Y. A.
Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs
23, Orlovskaya st., Murom, Vladimir reg., 602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77272, e-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Abstract — The paper presented methods for estimating the return period of the discrete representation of continuous signals in systems monitoring. Researched method of determining the upper frequency of the spectral function of a continuous process, approximated by a polynomial of Lagrange followed by Fourier transformation. Also investigated method of determining the upper frequency range of the table function countdown series with subsequent calculation of the DFT on a finite interval.

ОЦЕНИВАНИЕ ПЕРИОДА ВРЕМЕННОГО РЯДА ДИСКРЕТНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ ПРОЦЕССОВ

Проскуряков А. Ю., Белов А. А., Кропотов Ю. А.
Муромский институт (филиал) ФБГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
д. 23, ул. Орловская, г. Муром, Владимирской области, 602264, Россия
Тел.: +7(49234)77272 E-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Аннотация — В работе рассматриваются методы оценивания периода временного ряда дискретного представления непрерывных сигналов в телекоммуникационных системах мониторинга. Исследован метод определения верхней частоты спектральной функции непрерывного процесса, аппроксимированного многочленом Лагранжа с последующим преобразованием Фурье. Также исследован метод определения верхней частоты спектра табличной функции отсчетов временного ряда с последующим вычислением ДПФ на конечном интервале.

I. Введение

При создании телекоммуникационных систем автоматизированного мониторинга возникает задача формирования временных рядов отображения непрерывной функции, в частности, рядов изменения концентраций выбросов в системах экологического мониторинга. Поэтому решается задача определения максимального периода отсчетов временного ряда.

II. Основная часть

На рис. 1 представлена экспериментальная функция изменений концентраций испарений ксилола M(t) мг/м^3 в процессе осуществления технологического процесса лакокрасочных покрытий изделий.

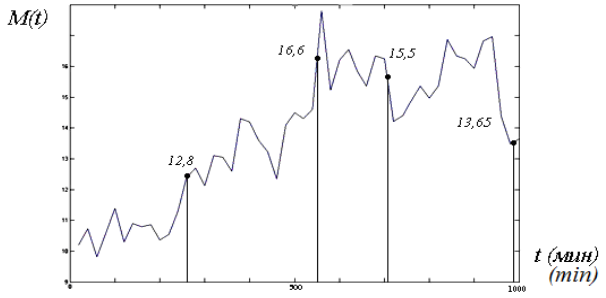


Рис. 1. Функция изменений концентраций выбросов.

Fig. 1. Changes in the concentrations of emissions

Для определения максимального периода дискретизации непрерывной функции *M(t)* в виде временного ряда, достаточно получить значение верхней частоты спектра *s(f)* процесса *M(t)*. Для получения математической модели функции *M(t)* обратимся к аппроксимирующему интерполяционному полиному Лагранжа [1]. В этом случае аппроксимация полиномом четвертого порядка (*n*=4), в соответствии с узлами интерполяции на рис. 1, позволяет получить погрешность MAPE менее 5% ($\overline{|\delta|} < 5\%$). Модель функции получает вид

$$M(t) = 5{,}1 + 0{,}059\ t - 1{,}577 \cdot 10^{-4} t^2 + 2{,}131 \cdot 10^{-7} t^3 - 1{,}054 \cdot 10^{-10} t^4 \quad (3)$$

Преобразование Фурье от *M(t)* позволяет получить спектральную функцию *s(f),* график которой представлен на рис. 2. Значение частоты *Fв*, при которой основной лепесток спектральной функции принимает значение равное нулю (*S(f)*=0 при *Fв*=0,25·10^{-3}), можно принять как верхнюю частоту спектра непрерывного процесса *M(t)*.

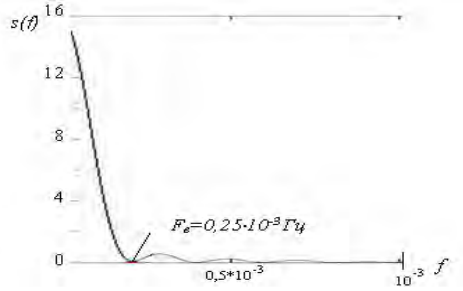


Рис. 2. График спектральной функции.

Fig. 2. Spectral density function

В этом случае максимальный период дискретизации в соответствием с теоремой Котельникова определяется по формуле

$$T_{дискр} \le \frac{1}{2F_в},\ T_{дискр} \le \frac{1}{2 \cdot 0{,}25 \cdot 10^{-3}} = 2000 сек = 33{,}3 мин\ \cdot$$

Таким образом, непрерывная функция *M(t)*, представленная отсчетами с $T_{дискр} \le 33{,}3$ мин, может быть восстановлена без потерь информации по формуле [2]:

$$M(t) = \sum_{k=0}^{N-1} M_i(k)\varphi_k(t),\ \ \varphi_k(t) = \frac{\sin 2\pi F_в (t-k)}{2\pi F_в (t-k)}. \quad (4)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Часто экспериментально получают функцию изменений концентраций загрязняющих выбросов в виде временного ряда

$$M(k) = \sum_{k=0}^{N-1} M(k \cdot t_{отсч}), \quad (5)$$

где $t_{отсч}$ – период дискретизации в экспериментальном временном ряде.

Значение $t_{отсч}$ в экспериментальном временном ряде принимается в соответствии с ограничениями $t_{отсч.} << T_{техн.проц}$ и $t_{отсч.} \in \{1 \div 15\}$ сек, где $T_{техн.проц}$ – время реализации технологического процесса. Пример табличной функции отсчетов экспериментального временного ряда концентраций выбросов с периодом $t_{отсч}$ = 12 сек. приведен в сокращенном виде в таблице 1.

Таблица 1

i, № отсч. (number of count)	1	2	…	601	602	…	1199	1200
$x_i(t_i)$, сек.(second)	12	24	…	7212	7224	…	13988	14400
$y_i[M(t_i)]$, мг/м³(mg/m³)	5,1	5,25	…	15,94	15,97	…	5,04	5,05

Определение минимальной частоты сбора данных об уровнях концентраций загрязняющих веществ осуществляется путем определения верхней частоты спектра дискретной функции $M(i \cdot t_{отсч})$ по ее спектральной функции представленной в виде отсчетов коэффициентов ДПФ, вычисленных методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Вычисления коэффициентов ДПФ последовательности конечной длины из N отсчетов концентраций загрязняющих выбросов и, соответственно, вычисление значений функции спектральной плотности процесса осуществляется по выражению [3, 4]:

$$S(jl2\pi f_1) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{l=\frac{N}{2}} \sum_{k=0}^{N-1} M(k) e^{-j\frac{2\pi}{N} l \cdot k}, \quad (6)$$

где $S(l \cdot f_1)$ -коэффициенты ДПФ спектральной плотности временного ряда из *N* отсчетов в l-равномерно распределенных точках на половине единичной окружности Z-плоскости, l – номер точки на окружности единичного радиуса Z–плоскости [5], в которой вычисляются коэффициенты спектральной плотности $S(l \cdot f_1)$, $l = 0,1,...,N/2$, $f_1 = \frac{F_д}{N}$ - частотный интервал разрешения спектральной функции по частоте, $F_д = \frac{1}{t_{отсч}} = 0,083 \ Гц$.

Для повышения разрешения спектральной функции по частоте [2], представленной коэффициентами ДПФ через частоту разрешения f_1, производится уменьшение частоты разрешения f_1 дополнением временного ряда нулевыми отсчетами [3, 4], т.е. число отсчетов временного ряда увеличивается с *N*=1200 до N_1=2400. В этом случае частотный интервал разрешения спектральной функции определяется выражением

$$f_1 = \frac{F_д}{N_1} = \frac{0.083 Гц}{2400} = 0,347 \cdot 10^{-4} \ Гц. \quad (7)$$

В соответствии с (6), вычисляются значения модулей коэффициентов ДПФ $S(l \cdot f_1)$ в следующих точках оси частот:

S_0(0), S_1(0,0000347), S_2(0,0000694), S_3(0,0001041) … $S_l(l \cdot f_1) = S_l(l \cdot 0,347 \cdot 10^{-4})$.

График коэффициентов ДПФ в точках оси частот lf_1 при значениях l =0,1,2,…,7, приведен на рис. 3.

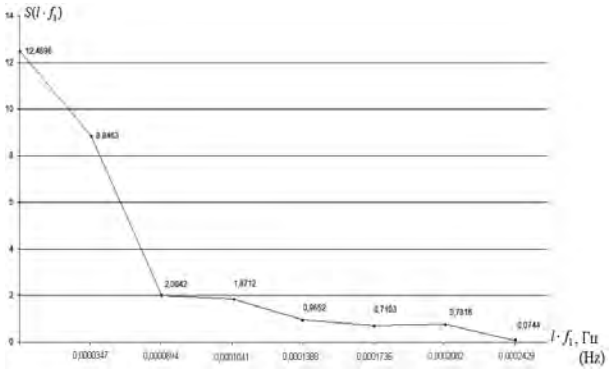


Рис. 3. График значений коэффициентов ДПФ.
Fig. 3. Schedule DFT coefficients

Абсцисса точки, при которой значение $S(l \cdot f_1)$ приближается к нулю принимается равной нулю с погрешностью до 1%, определяет верхнюю частоту спектра временного ряда $F_в = 7 f_1$. Максимально допустимое значение периода дискретизации $T_{макс}$ соответственно определяется по формуле

$$T_{макс} = \frac{1}{2F_в} = \frac{1}{14 f_1} = 2057,6 \ сек. = 34,3 \ мин. \quad (8)$$

Согласно (9) период процесса, представленного в таблице 1, принимается в соответствии с условием $T \le T_{\max}$.

III. Заключение

По результатам исследований представлены два метода оценивания максимального периода временного ряда, отображающего функцию концентраций выбросов *M(t)* мг/м^3 в дискретном времени.

Работа выполнена в соответствии с проектной частью государственного задания РФ №2.1228.-2014/К в сфере научной деятельности.

IV. References

[1] Kalitkin N.N. *Chislennye metody* [Numerical methods]. Moscow, Nauka, 1978. 512 p.
[2] Gonorovsky I.S., *Radio tsepi I signaly* [Radio Circuits and Signals]. Moscow, Radio i svyaz, 1986. 512 p.
[3] Rabiner L. R. *Teorija i primenenie cifrovoj obrabotki signalov* [Theory and Application of Digital Signal Processing] Moscow, MIR, 1978. 848 p.
[4] Kropotov Y.A., Bykov A.A., Proskuryakov A.Y. Study of methods of spectral analysis of speech signals. *Proceedings of 18 th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMico'2008).* Sevastopol. 2008. V.1, pp. 308-309.
[5] Kropotov Y.A., Bykov A.A., Ermolaev V.A. Method of locally optimal performance signals on finite intervals: spectral analysis and quality characteristics. *Proceedings of 19 th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMico'2009).* Sevastopol. 2009. V.1, pp. 387-390.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

USING OF CONSERVATIVE BLOCKS IN PROBLEMS OF RADIO-ELECTRONIC MEANS MODELING

Adamenko V.[1], Mirskikh G.[2]
[1]*National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"*
Kiev, 2100 Radioengineering faculty, 03056, Ukraine
Ph.: +380979117305, e-mail: v.adamenko@kpi.ua
[2]*National University of Bioresources and Nature Management of Ukraine*
Kyev, str. Heroes of Defense, 15, 03041, Ukraine
e-mail: mirskih@i.ua

Annotation — The possibility of using a special algorithm for correcting the output function of the mathematical model of the projected radio-electronic means without direct influence on the mathematical model are shown. As the correction element is proposed to use a bell-shaped function that allow smoothly adjust the output function of the mathematical model.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОНСЕРВАТИВНЫХ БЛОКОВ В ЗАДАЧАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ РЭС

Адаменко В. А.[1], Мирских Г. А.[2]
[1]*Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»*
г. Киев, 2100 Радиотехнический факультет, 03056, Украина
тел.: +380979117305, e-mail: v.adamenko@kpi.ua
[2]*Национальный университет биоресурсов и природопользования Украины*
г. Киев, ул. Героев Обороны, 15, 03041, Украина
e-mail: mirskih@i.ua

Аннотация — Показана возможность использования специального алгоритма коррекции выходной функции математической модели проектируемого РЭС без непосредственного влияния на математическую модель. В качестве корректирующего элемента предложено использовать радиально-базисные функции, которые позволяют плавно корректировать выходную функцию математической модели.

I. Введение

Известно, что процесс проектирования начинается с разработки математической модели будущего устройства. В области проектирования СВЧ устройств аналитические математические модели часто имеют посредственную точность и после изготовления экспериментальные образцы требуют коррекции геометрических размеров (конструктивных параметров, которые определяют выходные характеристики СВЧ устройства) для обеспечения нужных характеристик. Процесс экспериментальной коррекции параметров СВЧ устройств на стадии их проектирований (фактически дополнение использованной на начальной стадии проектирования математической модели) обычно весьма трудоемкий и плохо формализуемый (чаще вообще не формализуемый). Успешная реализация такого процесса существенно определяется опытом и интуицией специалиста, занятого такой работой, т.е. эвристической составляющей. Этот опыт и интуиция «приходят» к специалисту в процессе его практической деятельности и, как правило, не могут быть учтены в использованной на начальной стадии проектирования математической модели аналитическими методами.

Для учета указанной эвристической составляющей авторами в работе [1] предложено использовать аппарат искусственного интеллекта – искусственные нейронные сети (ИНС), причем проведенный анализ принципов построения ИНС показал, что поставленная задача может быть успешно решена при использовании ИНС специальной топологии (архитектуры), которая отличается наличием блоков, названных, консервативными. Такая архитектура ИНС позволяет наиболее естественным (с точки зрения имитации деятельности специалиста) путем осуществить введение в процесс проектирования эвристической составляющей и накопления знаний, полученных экспериментальным путем, которые в дальнейшем используются уже на начальной стадии процесса проектирования, как бы имитируя действия специалиста-разработчика.

Проведенные исследования показали необходимость дальнейшего усовершенствования таких архитектур для преодоления проблемы повышения *пластичности* (возможность получения новых знаний) и одновременного обеспечения *стабильности* (сохранение уже приобретенных знаний) работы системы в целом.

С этой целью в данной работе авторами предложен принципиально новый эффективный алгоритм использования консервативных блоков в задачах эвристической «доводки» математических моделей для проектирования РЭС.

II. Основная часть

На рис. 1 приведена структурная схема предложенного авторами алгоритма коррекции выходной функции математической модели разрабатываемого РЭС, где ИНС – искусственная нейронная сеть с консервативными блоками, БФК – блок функций коррекции, РП – блок расчета параметров функции коррекции. В начале ИНС обучена на реализацию известной математической модели (или на реализацию ранее полученных экспериментальных данных). В дальнейшем, после получения экспериментальных данных, проводится коррекция выходной функции с помощью суммирования результата расчета с помощью ИНС и функции коррекции. В качестве функции

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

коррекции предложено использовать радиально-базисные функции, например, функцию Гаусса нужной размерности. Такой подход позволит проводить коррекцию выходной функции математической модели не только в точке эксперимента, а и в определенной сопряженной области, т. е. вносить предполагаемые изменения и не в проверенные экспериментальным путем результаты.

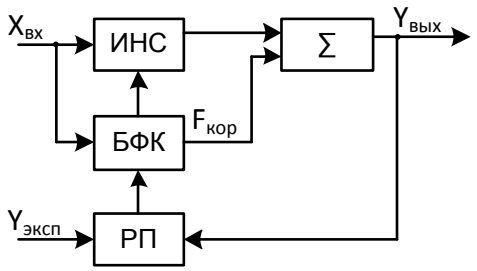


Рис. 1. Структурная схема алгоритма коррекции выходной функции: $X_{вх}$ – вектор входных параметров, $Y_{вых}$ – вектор выходных параметров, $Y_{эксп}$ – вектор экспериментальных данных, $F_{кор}$ – вектор функций коррекции.

Fig. 1. Structural diagram of algorithm for correcting the output function: $X_{вх}$ – vector of input parameters, $Y_{вых}$ – vector of output parameters, $Y_{эксп}$ – vector of experimental data, $F_{кор}$ – vector of correction functions

Функции коррекции, полученные в процессе экспериментальной проверки математической модели или в процессе эксплуатации алгоритма, хранятся в БФК в виде математических зависимостей или же радиально-базисных нейронных сетей (РБФ-сетей).

За расчет параметров функции коррекции для каждого эксперимента отвечает блок РП. В дальнейшем, при накоплении достаточно большого количества экспериментальных данных (в виде параметров корректирующих функций или обученных РБФ-сетей), эти результаты вводятся в ИНС в виде консервативного блока, и система готова к дальнейшей эксплуатации, включая, при необходимости, дальнейшую коррекцию математической модели. Наличие консервативных блоков позволит избежать «забывания» нейронной сетью более «старых» знаний при постоянном поступлении новых.

В качестве примера рассмотрим принцип формирования экспериментального «исправления» на поверхности двумерной выходной функции. Предположим, что первоначальная выходная функция *F(x,y)* имеет вид, показанный на рис. 2а.

В процессе проведения экспериментальных исследований получено значение функции $F_{эксп}$ в точках x_1, y_1, так что:

$$F(x_1, y_1) < F_{эксп}(x_1, y_1)$$

Для двухмерного случая рассчитана функция Гаусса за формулой:

$$F(x,y) = \Delta_z \cdot e^{-\frac{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2}{2\cdot\Delta^2}}$$

где $\Delta_z = F_{эксп}(x_1, y_1) - F(x_1, y_1)$, Δ – ширина окна функции, подбирается экспериментально или рассчитывается аналитически в зависимости от размерности x и y так, что бы во время коррекции получить максимально гладкий переход между экспериментальной точкой и расчетной поверхностью.

Результат сложения функции коррекции с расчетной функцией представлен на рис. 2б.

Следующие экспериментальные данные уже сравниваются с суммарной выходной функцией и при необходимости вновь проводится коррекция. Таким образом достигается изменение выходных параметров как первичной, так и уже скорректированной математической модели. При этом полностью отсутствует какое-либо вмешательство в базовые принципы и аналитические вычисления, на основании которых была получена первичная математическую модель, что позволяет сохранить физическую «прозрачность» результатов.

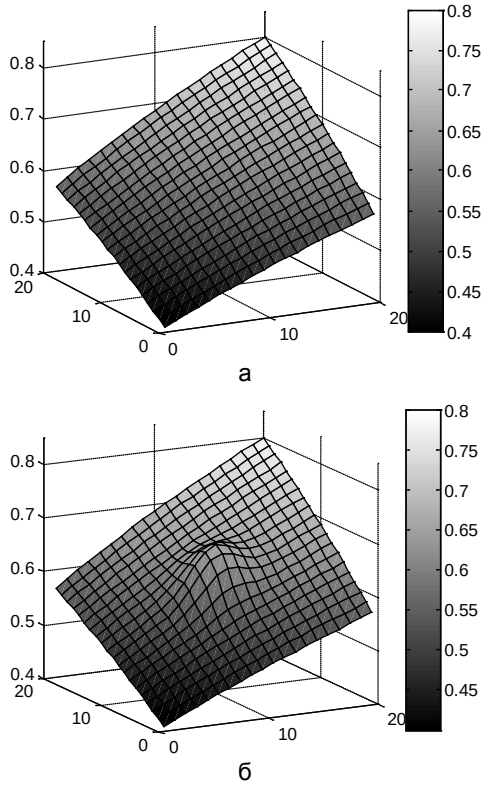


Рис. 2. Пример двумерной выходной функции (а) и результат ее сложения с функцией коррекции (б).

Fig. 2. An example of a two-dimensional output function (a) and the result of its addition to the correction function (b)

III. Заключение

1. Предложена схема алгоритма коррекции математической модели, реализованной с использованием ИНС, без непосредственного влияния на работу ИНС, что позволяет значительно ускорить процесс обработки данных и избежать проблемы пластичности/стабильности, которая, как правило, возникает в процессе постоянного дополнительного обучения нейронной сети.

2. Использование консервативных блоков в качестве не переучиваемых фрагментов ИНС позволяет успешно имитировать и эффективно использовать процесс накопления знаний специалистами, как результат экспериментальных и/или производственных доводок устройств различного вида.

IV. References

[1] Adamenko V. A., Mirskihk G. A. Neural network with conservative blocks for device designing solutions. 2013 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo2013). Sevastopol, 8-13 September, 2013.: Conference Proceedings. Sevastopol, 2013. pp. 161-162.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE METHOD OF ANALYZING/SYNTHESIZING SIGNALS IN DATA TRANSMISSION SYSTEMS WITH FBMC TEHNOLOGY

Vityazev V. V., Nikishkin P. B.
Ryazan State Radio Engineering Univrsity
Ryazan, st. Gagarina, 59/1.
390005, Russian Federation
e-mail: nikishkin.p.b@tor.rsreu.ru

Abstract — Multistage pyramidal system structure of group signal synthesizer with multiple subcarriers is proposed. Each channel signal is cleared of noise, during group signal forming. Sampling frequency for all channel signals coincides with sampling frequency of the forming group signal. The method consists in stepwise forming of a group signal. A bank of digital comb filter cleared each channel signal from noise at the same time. A decimation factor of comb filter impulse response is a power of two. The analysis of computational efficiency of the offered method showed that computational expenses may be decreased significantly (dozens of times) with an increase of a number of frequency channels.

МЕТОД АНАЛИЗА/СИНТЕЗА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ FBMC

Витязев В. В., Никишкин П. Б.
Федеральное государственное бюджетное образование учреждение высшего профессионального образования «Рязанский государственный радиотехнический университет»
390005, Россия, г. Рязань, ул. Гагарин, д. 59/1
e-mail: nikishkin.p.b@tor.rsreu.ru

Аннотация — Предложена многоступенчатая пирамидальная структура системы анализа/синтеза сигналов с формированием группового сигнала. Предполагается, что на каждой ступени преобразования объединение и разделение частотных каналов с четными и нечетными номерами выполняется с помощью цифровых гребенчатых фильтров, отличающихся «прореженностью» импульсной характеристики с коэффициентом децимации, кратным степени двойки. Показано, что переход от одноступенчатой к многоступенчатой пирамидальной структуре системы анализа/синтеза сигналов позволяет уменьшить приведенные вычислительные затраты в десятки раз.

I. Введение

Исторически первой областью применения методов анализа/синтеза сигналов на основе банка (набора) цифровых полосовых фильтров в системах телекоммуникаций является построение трансмультиплексоров — устройств преобразования вида уплотнения каналов: ВРК в ЧРК (временного в частотное разделение — на передающей стороне) и ЧРК в ВРК (частотного во временное разделение — на приемной стороне) [1, 2].

Последующее развитие теории многоскоростной обработки сигналов способствовало быстрому прогрессу в разработке новых эффективных в вычислительном отношении методов анализа/синтеза с применением многоступенчатых пирамидальных структур, полифазной формы реализации и алгоритма БПФ [3, 7].

Новым этапом разработки и применения методов и алгоритмов анализа/синтеза сигналов стали широкополосные системы связи со многими несущими — альтернатива классического OFDM [8–10]. Известны [9] неоспоримые преимущества OFDM в системах высокоскоростной беспроводной передачи данных.

Поскольку переход от классического OFDM к технологии FBMC ведет к значительному увеличению вычислительных затрат, все внимание исследователей и разработчиков было привлечено к поиску новых более эффективных в вычислительном отношении методов и алгоритмов FBMC — построению банков цифровых полосовых фильтров [11].

Наряду с традиционной техникой построения банков фильтров без перекрытия соседних частотных каналов с использованием сглаженных многотональных сигналов (FMT — filtered multitone), получили развитие новые методы анализа/синтеза сигналов в системах с многими несущими, использующие косинус-моделированные многотональные сигналы (CMT — cosine modulated multitone) и многотональные сигналы со сдвигом квадратурных компонент (SMT — staggered multitone). В [11] проведено сравнение данных технологий с точки зрения вычислительных затрат, спектральной и энергетической эффективности.

II. Основная часть

В статье рассматривается задача построения многоступенчатой пирамидальной структуры системы анализа/синтеза сигналов с формированием группового сигнала на нескольких поднесущих (ЧРК). Предполагается, что каждый канальный сигнал, исходящий от некоторого датчика информации, в процессе формирования группового сигнала должен одновременно «очищаться» от шума. Поэтому частота дискретизации всех канальных сигналов, фактически разделенных в пространстве, совпадает с высокой частотой дискретизации формируемого группового сигнала с ЧРК.

Прямой способ решения поставленной задачи, очевидно, должен предполагать, что каждый цифровой полосовой фильтр работает независимо от других каналов, обеспечивая предварительное «очищение» сигнала от шума с понижением частоты дискретизации пропорционально числу частотных каналов и последующее формирование группового сигнала с ЧРК известным классическим методом. Это потребует значительных дополнительных затрат, пропорционально числу пространственных каналов предварительной обработки.

Ниже предлагается новый способ построения системы анализа/синтеза сигналов, совмещающий

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

операции «очищения» от шума и формирования группового сигнала с ЧРК, и, как следствие, отличающийся многократным уменьшением общих вычислительных затрат.

Синтез группового сигнала с ЧРК на основе пирамидальной структуры банка цифровых гребенчатых фильтров (ЦГФ). Идея метода заключается в поэтапном формировании группового сигнала с ЧРК с одновременным «очищением» каждого канального сигнала от шума с помощью набора ЦГФ, коэффициент децимации импульсной характеристики (ИХ) которых кратен степени двойки [4, 7].

На рис. 1 представлена пирамидальная структура синтезатора группового сигнала с ЧРК на M = 8 пространственных (частотных) каналов с использованием трех ступеней преобразования.

На первой ступени преобразования для разделения частотных каналов, отстоящих друг о друга в общем групповом сигнале на $\Delta\omega_0 = 2\pi f_0 T_{кв} = \pi$ (в приведенных частотах), и одновременной селекции высокочастотной составляющей шума используются M = 8 цифровых сглаживающих фильтров минимального порядка N_0 (для класса КИХ-цепей). Выходы сглаживающих фильтров попарно суммируются с учетом предварительной трансформации одного из каналов в область высоких частот (путем умножения выходного сигнала на $e^{j\pi n}$).

На второй ступени преобразования ЦГФ с передаточной функцией $H_1(z)$ и коэффициентом децимации ИХ v = 2 отделяют частотные каналы с номерами 0, 4 от каналов с номерами 2, 6, а также с номерами 1, 5 от каналов с номерами 3, 7 и с одновременной трансформацией спектра частот на $\Delta\omega_0 = \pi/2$ (путем умножения выходного сигнала на $e^{j\frac{\pi}{2}n}$).

На третьей ступени производится окончательное формирование выходного группового сигнала $x(n)$ с использованием ЦГФ с передаточной функцией $H_2(z)$ и коэффициентом децимации ИХ $v_2 = 4$, отделяющих друг от друга частотные каналы с четными и нечетными номерами, обеспечивая заданную высокую прямоугольность АЧХ всех частотных каналов одновременно. Для объединения четных и нечетных частотных каналов сигнал на выходе ЦГФ, выделяющего нечетные каналы, предварительно умножается на трансформирующий множитель $e^{j\frac{\pi}{4}n}$.

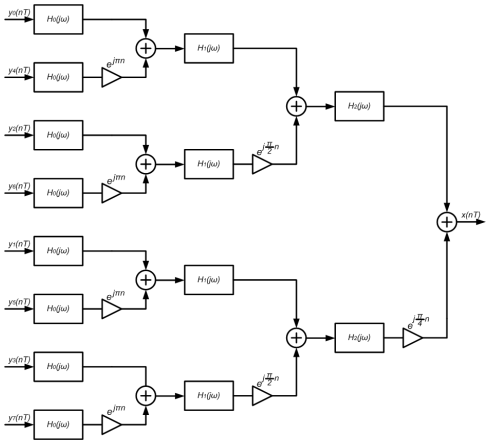


Рис. 1. Пирамидальная структура 8-канального синтезатора группового сигнала с ЧРК

Разделение частотных каналов группового сигнала на приемной стороне [4] можно реализовать по дуальной структуре с применением набора полуполосных ЦГФ.

При проектировании цифровой системы частотной селекции в общем случае на *M* каналов применяется аналогичный принцип построения пирамидальной структуры: формирование на первой ступени преобразования четных и нечетных каналов фильтрации осуществляется с помощью входного полуполосного ЦГФ на два антисимметричных выхода, а «прореживание» полученных спектральных составляющих от ступени к ступени — последующими полуполосными ЦГФ с пошаговым изменением их спектрального положения. При этом число ступеней растет пропорционально логарифму по основанию два от числа каналов, а общее число полуполосных ЦГФ равно *M* - 1. Аналогичным образом строится дуальная пирамидальная структура *M*-канального синтезатора группового сигнала с ЧРК.

III. Заключение

Применение технологии FBMC (банков фильтров со многими несущими) и реализация системы анализа/синтеза сигналов на ее основе дают лучшее решение с позиции спектральной и энергетической эффективности, но требуют значительных вычислительных затрат.

В предложенной многоступенчатой пирамидальной структуре системы анализа/синтеза сигналов с формированием группового сигнала на нескольких поднесущих предполагается, что каждый канальный сигнал, исходящий от некоторого датчика информации, в процессе формирования группового сигнала должен одновременно «очищаться» от шума. Поэтому частота дискретизации всех канальных сигналов, фактически разделенных в пространстве, совпадает с частотой дискретизации формируемого группового сигнала с ЧРК.

Анализ вычислительной эффективности предложенной структуры построения системы анализа/синтеза сигналов показал, что возможно многократное (в десятки раз) уменьшение общих вычислительных затрат с увеличением числа частотных каналов.

IV. References

[1] Витязев В. В. Цифровая обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние // Электросвязь. — 1997. — № 6.

[2] Шойерманн Х., Геклер Х. Систематизированный обзор цифровых методов преобразования вида уплотнения каналов // ТИИЭР. — 1981. — Т. 69, № 11. — С. 52–84.

[3] Crochiere R. E., Rabiner L. Multirate Digital Signal Processing / Prentice Hall. Englewood Cliffs. — NJ, 1983.

[4] Витязев В. В. Цифровая частотная селекция сигналов. — М.: Радио и связь, 1993. — 240 с.

[5] Vaidyanathan P. P. Multirate Systems and Filter Banks / Prentice Hall. Englewood Cliffs. — NJ, 1993.

[6] Mitra S. K. Digital Signal Processing: a computer-based approach / McGraw-Hill. Comp. Inc., 1998.

[7] Витязев В. В., Витязев С. В., Зайцев А. А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние. Часть 2 // Цифровая обработка сигналов — 2008. — № 3. — С. 2–9.

[8] Farhang-Boroujeny B. Signal Processing Techniques for Software Radios // Lulu publishing house, 2010.

[9] Farhang-Boroujeny B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine. —2011. — Vol. 28, № 3. — P. 92–112.

[10] Lin L., Farhang-Boroujeny B. Cosine modulated multitoned modulation for very high-speed digital subscriber lines // EURASIP J. Appl. Signal Processing. — 2006, Aprticle ID 19329.

[11] Витязев В. В., Овинников А. А. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими // Электросвязь. — 2013. — № 9. — С. 28–32.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE LOCALIZATION ALGORITHM OF MARK IMAGES OF INDUSTRIAL PRODUCTS ON THE BASIS OF TWO-DIMENSIONAL RECURRENT SEARCH OF AVERAGE MAXIMUM

Orlov A. A., Privezencev D. G., Astafiev A. V.
Murom Institute (branch) Federal state budgetary Educatioal Institution of Higher Professional Education "Vladimir State University named after Alexader Grigoryevich and Nickolay Grigoryevich Stoletovs"
23, Orlovskaya street, Murom, Vladimir reg., 602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77-1-01, e-mail: alexandr.astafiev@mail.ru

Abstract — The article shows the relevance of the development of algorithms for localization markings industrial products for control systems for the movement of products. The implementation of such a control is possible through the introduction of automatic identification and recognition. The main difficulty in the use of MAY is the task of localization of industrial products, which complicate the presence of uneven illumination and sharpness (overexposing images of artificial and natural light, the wrong focus setting), the presence of noise and blur, as well as images of industrial buildings and units. The mathematical description of recurrent finding the average of the maximum. Considered the development of a localization algorithm image markings of industrial products on the basis of two-dimensional recurrent finding the average of the maximum. Experimental studies of the developed algorithm in laboratory and industrial conditions.

АЛГОРИТМ ЛОКАЛИЗАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ МАРКИРОВОК ПРОМЫШЛЕННЫХ ИЗДЕЛИЙ НА ОСНОВЕ ДВУМЕРНОГО РЕКУРРЕНТНОГО ПОИСКА УСРЕДНЕННОГО МАКСИМУМА

Орлов А. А., Привезенцев Д. Г., Астафьев А. В.
Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
ул. Орловская,23, Муром, Владимирской обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77-1-01, e-mail: alexandr.astafiev@mail.ru

Аннотация — В статье показана актуальность разработки алгоритмов локализации маркировок промышленных изделий для систем контроля движения продукции. Реализация такого контроля возможна с помощью внедрения систем автоматической идентификации и распознавания. Основная сложность при использовании САИМ заключается в задаче локализации промышленной продукции, которую усложняют наличие неравномерной освещенности и резкости (засвечивание изображения искусственным и солнечным светом, неверная настройка фокуса), присутствие шумов и размытий, а также образов производственных сооружений и агрегатов. Приведено математическое описание рекуррентного поиска усредненного максимума. Рассмотрена разработка алгоритма локализации изображений маркировок промышленных изделий на основе двумерного рекуррентного поиска усредненного максимума. Проведены экспериментальные исследования разработанного алгоритма в лабораторных и промышленных условиях.

I. Введение

В современном мире автоматизации, делается попытка заменить человеческий труд машинным везде, где это возможно. И наблюдательная способность человека не исключение. Эта задача решается сейчас многими разработчиками, и некоторые достигли значительного успеха. Однако до сих пор не существует универсального метода идентификации разнородных объектов на цифровых изображениях, поэтому практически все разработанные алгоритмы и методы нацелены на решение узкого ряда задач. Именно поэтому разработке алгоритмов обработки цифровых изображений, а, в частности идентификации и локализации, уделяется столь пристальное внимание [1, 2].

На предприятиях металлургической отрасли остро встает вопрос организации контроля движения продукции и заготовок по территории предприятия. Для решения поставленной задачи зачастую использую популярные на сегодняшний день системы технического зрения (СТЗ) в виду невозможности автоматизации другими средствами.

Для контроля движения продукции используются маркировки промышленных изделий. На новейших промышленных предприятиях контроль движения продукции осуществляется специализированными средствами – системами автоматической идентификации маркировки (САИМ). Основная сложность при использовании САИМ заключается в задаче локализации промышленной продукции, которую усложняют наличие неравномерной освещенности и резкости (засвечивание изображения искусственным и солнечным светом, неверная настройка фокуса), присутствие шумов и размытий, а также образов производственных сооружений и агрегатов (Рисунок 1). Автоматизация этой сферы деятельности является мало проработанной и, зачастую, выполняется вручную [3].

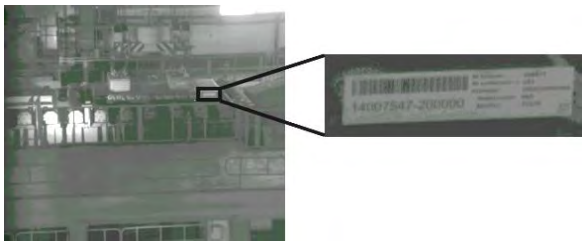


Рис. 1. Пример изображения, обрабатываемого в САИМ.

Fig. 1. Example of an image processed in SAIM

Целью исследования является разработка и внедрение алгоритма локализации маркировок про-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

мышленных изделий на основе двумерного рекуррентного поиска усредненного максимума для повышения достоверности идентификации систем автоматической идентификации маркировок на малоконтрастных цифровых изображениях.

II. Основная часть

Для разработки алгоритма локализации на основе рекуррентного поиска усредненного максимума было разработано математическое описание этого метода [4].

Пусть f(x) – это функция яркости изображения, тогда для локализации промышленной маркировки рекуррентным поиском усредненного максимума необходимо выполнить следующие математические операции. Графически рекуррентный поиск усредненного максимума представлен на рисунке 2.

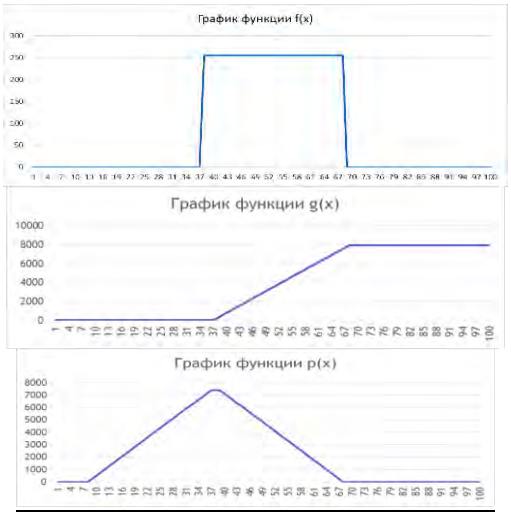


Рис. 2. Рекуррентный поиск усредненного максимума.

Fig. 2. Recursive search average maximum

В непрерывном пространстве усредненный максимум x_0 определяется следующим образом:

$$g(x) = \int_0^x f(x)dx$$

$$p(x) = g(x+h) - g(x)$$

$$F_{x_0} = \max_i p(i)$$

Результатом работы алгоритма является координата точки x_0, в которой значение результирующей функции p(x) максимально. Соответственно x_0 является координатой локализуемого объекта.

В процессе эксплуатации САИМ в поле зрения промышленных камер могут попадать искусственные и естественные источники света, образы производственных сооружений и агрегатов, а также, в силу физических взаимодействий, расстраиваться фокус. Наличие этих условий снижают достоверность идентификации промышленных изделий.

Для повышения достоверности локализации промышленных изделий на сильно зашумленных цифровых изображениях предложен алгоритм локализации маркировок на основе двумерного рекуррентного поиска усредненного максимума.

Пусть f(x,y) – это функция яркости изображения, тогда для локализации промышленной маркировки двумерным усреднением данных рекуррентного поиска усредненного максимума необходимо выполнить следующие математические операции.

В непрерывном пространстве координата маркировки x_0, y_0 определяется следующим образом:

$$g_x(x,y) = \int_0^x f(x,y)dx$$

$$p_x = g_x(x+h_x,y) - g_x(x,y)$$

$$g_y^*(x,y) = \int_0^y p_x(x,y)dy$$

$$p(x,y) = g_y^*(x,y+h_y) - g_y^*(x,y)$$

$$F_{x_0y_0} = \max_{i,j} p(i,j)$$

Результатом работы алгоритма являются координаты точки x_0, y_0, в которой значение результирующей функции p(x,y) максимально. Соответственно эти координаты является точкой местоположения локализуемой маркировки промышленного изделия.

III. Заключение

Качество работы систем автоматической идентификации маркировки характеризуются вероятностями идентификации. При идентификации промышленных объектов возможно появление двух типов ошибок. Ошибка первого рода связана с возможностью не идентифицировать промышленный объект, который на самом деле находящегося в области видимости камеры. Ошибка второго рода отражает случаи, когда система идентифицирует промышленный объект, на самом деле не имеющий маркировки. Для современных систем распознавания лица типичное значение вероятности правильного распознавания, как правило, находится в диапазоне от 80 до 97%, при ошибке второго рода не превышающей 2%. В случае с САИМ оценка вероятности возникновения ошибки первого рода составляет 0,95-2,82%, а второго рода – 0,2-0,4%.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №13-07-00845 и в рамках выполнения государственного заказа.

IV. References

[1] Orlov A.A., Astafiev A.V. Integrated analysis of monitoring systems equipment in manufacturing plants. “Algorithms, methods and data processing system”, 2010. № 15. pp. 131-135.

[2] Orlov A.A., Astafiev A.V. Provotorov A.V. The analysis of visual monitoring systems manufacturing process in industrial enterprises. “Bulletin of SERIALS”, 2011. № 1. С. 26-32.

[3] Orlov A.A., Astafiev A.V. Systematic analysis of methods for marking industrial products. “Algorithms, methods and data processing system”, 2010. № 15. pp. 136-140.

[4] Zakharov A.A., Zhiznyakov A. L. Recognition and 3d-reconstruction of objects from images using a priori information// Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”, 2014. IEEE Catalog Number: CFP14788. – pp. 368-369.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT AND COMPARATIVE ANALYSIS OF THE ENTERPRISE SERVICE BUSES: TIBCO AND A MODULE OF DATA EXCHANGE OF ENTERPRISE AUTOMATION SYSTEMS

Aksyonov K. A., Erofeeva O. K., Chernikova E. Y.
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B. N. Yeltsin
Yekaterinburg, Russia (620002, Yekaterinburg, 19 Mira Street)
e-mail: wiper99@mail.ru

Abstract — In this paper is considered the task of different information systems integration of enterprise. Two technical decision is analyzed. The task decision based on idea of enterprise services bus. Developments and applications of module of data exchange with enterprise automated systems are allowed to do: data exchange with automated control systems of technological processes, corporate information systems, MES, ERP-systems; save data to data warehouse. Module of data exchange with enterprise automated systems are created the base for task of monitoring, control, simulation and consulting of improving metallurgical production full cycle. Module of data exchange with information systems are used in metallurgical enterprise information system.

РАЗРАБОТКА И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЕРВИСНЫХ ШИН ДАННЫХ ПРЕДПРИЯТИЯ: ИНТЕГРАЦИОННЫЙ СЛОЙ TIBCO И МОДУЛЬ ОБМЕНА ДАННЫМИ С АВТОМАТИЗИРОВАННЫМИ СИСТЕМАМИ ПРЕДПРИЯТИЯ

Аксенов К. А., Ерофеева О. К., Черникова Е. Ю.
ФГАОУ ВПО "Уральский Федеральный Университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина",
Екатеринбург, Россия (620002, Екатеринбург, ул. Мира 19)
e-mail: wiper99@mail.ru

Аннотация — В работе рассмотрена задача интеграции гетерогенных информационных систем современного промышленного предприятия и проведен анализ двух решений. Решение данной задачи основано на использовании идеологии шины данных предприятия. Разработка и последующее использование модуля обмена данными с автоматизированными системами предприятия позволяет решать следующие задачи: обмен данными с АСУ ТП, КИС, MES, ERP-систем; запись данных в хранилище данных. Модуль обмена данными с автоматизированными системами предприятия используется в автоматизированной системе выпуска металлургической продукции.

I. Введение

Развитие современных технологий позволяет крупным промышленным предприятиям получать и хранить огромные массивы данных. Информационно-технический комплекс металлургического предприятия включает в себя множество автоматизированных систем, которые обмениваются между собой данными. Данные в этих системах различаются как по структуре, так и по набору значений. При обмене данными с другими системами возникает необходимость преобразования данных. Задачи преобразования обычно возлагаются на одну из систем и/или операторов ЭВМ, при этом возникают следующие проблемы:

- недостаток автоматизированных интерфейсов: многие данные передаются между системами посредством человека; влияние оператора на любом этапе передачи данных может привести к искажению информации в системе получателе;
- с увеличением числа систем количество взаимосвязей возрастает в квадратичной зависимости. Поэтому острой необходимостью встает задача поддерживать эти данные в актуальном состоянии, с чем всё труднее справляться операторам ЭВМ.

Для достижения цели организации обмена данными между системами, необходимо создание модуля, позволяющего возложить задачи преобразования данных на специальное программное обеспечение — сервисную шину предприятия (ESB - enterprise service bus).

II. Основная часть

На сегодняшний день одними из вариантов ESB для предприятий являются: интеграционная шина TIBCO и модуль обмена данными с автоматизированными системами предприятия (ОДАСП). Модуль ОДАСП является частью автоматизированной системы выпуска металлургической продукции (АС ВМП) [1-2].

Интеграционный слой (ИС) TIBCO [3]

На сегодняшний день на IT-рынке существует немало предложений по интеграции бизнес-приложений, а так же существуют готовые решения по поставке единых систем с уже готовыми методами интеграции, например с системой SAP.

Но на многих предприятиях уже существуют готовые программные решения, поэтому с экономической точки зрения нет необходимости внедрения новых решений. Таким образом, проблема сводится к поиску интеграционной сервисной шины, на которой можно построить процессы взаимодействия систем между собой.

TIBCO обеспечивает централизованный и унифицированный событийно-ориентированный обмен сообщениями между различными системами на принципах сервис-ориентированной архитектуры. Все это помогает решить задачу интеграции разнородных приложений предприятия в единую структурированную информационную среду.

Чаще всего критериями выбора ESB с точки зрения заказчика являются следующие – наличие лицензии, наличие квалифицированных специалистов по внедрению; наличие технической поддержки и

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

центра подготовки специалистов от предприятия. К достоинствам TIBCO можно отнести следующие:

- зрелый инструмент;
- дружественный пользовательский интерфейс и удобный визуальный дизайнер (рис. 1).

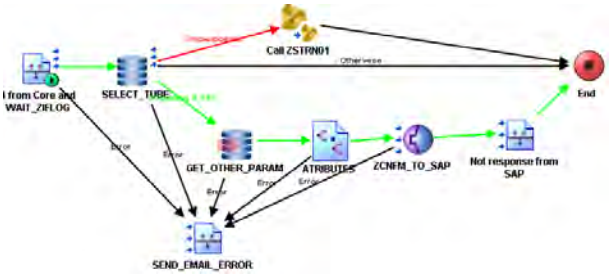


Рис. 1. Пример процесса настройки в визуальном конструкторе отправки данных в АС.

Fig. 1. Tuning of data sending in automation system

Модуль ОДАСП

Задача интеграции информационных систем в единое информационное пространство требует решения следующих задач:

- синхронизацию идентификаторов;
- преобразование форм передачи информации;
- преобразование форматов передаваемой информации;
- асинхронность, не связанность между собой поступающих сообщений во времени.

ESB достаточно легко позволяет перейти с одного протокола на другой. Но ESB - это не более чем каркас, на основании которого придется решать перечисленные выше задачи. Далеко не все информационные системы имеют ESB-адаптеры, поэтому переход из формы представления данных в одной системе в форму представления в другой системе обычно приходится реализовывать внутри ESB.

В данной работе предлагается несколько другая реализация задачи интеграции разнородных информационных систем и связана с разработкой модуля ОДАСП АС ВМП [1-2]. Идеология ОДАСП и ESB общая. Обмен между участниками происходит с помощью механизма событий, обрабатываемых в одной точке. Но, в отличие от ESB, при реализации ОДАСП упор делался не на охват различных протоколов, а именно на реализацию перечисленных выше задач. Таким образом, ОДАСП рассматривается не как альтернатива ESB, а как способ обмена, допускающий (при необходимости) совместное с ESB использование. ОДАСП включает в себя два адаптера, для произвольных информационных систем на базе Oracle и MS SQL. При этом ESB может дополнить функционал ОДАСП – в том случае, если внешняя система работает не на базе перечисленных СУБД и не может общаться с ОДАСП напрямую, с использованием протоколов HTTP, SocketIO или UDP. Конечной целью работы модуля ОДАСП является формирование генеалогии выпускаемой продукции, а так же фиксации, передачи и сохранения технологических, логистических параметров для каждого из переделов и параметров бизнес-процессов в хранилище данных (ХД) АС ВМП.

Результаты сравнительного анализа интеграционного слоя TIBCO и модуля ОДАСП представлены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнительный анализ ESB.

Table 1. Comparative analysis ESB

Критерий	ИС	ОДАСП
1. Событийный механизм обмена сообщениями	+	+
2. Асинхронный неблокирующий обмен сообщениями	+	+
3. Обмен сообщениями по подписке	+	+
4. Контроль прав на запрашиваемую информацию или операцию	+	+
5. Используемые протоколы	+	+
• HTTP	+	+
• UDP	+	+
• WebSocket	+	+
6. Встроенные адаптеры к внешним системам	+	+
• MS SQL	+	+
• ORACLE	+	+
7. Логический контроль идентификаторов внешних систем	+	+
8. Семантический контроль при сохранении в хранилище данных	-	+
9. Возможность построения генеалогии объекта	-	+
10. Масштабируемость системы	+	+
11. Ведение журнала событий	+	+

III. Заключение

Система АС ВМП представляет большой интерес для металлургического предприятия. Её целью является совершенствование металлургического производства. В качестве функций, представляющих наибольший интерес для системы интеграционного слоя, стоит выделить функцию ОДАСП - построение генеалогии объекта (единиц продукции), на всех этапах производства продукта. Этот критерий важен для проведения анализа качества единиц продукции и выявления причин возникновения брака.

Модуль ОДАСП создает основу для решения последующих задач слежения, контроля, моделирования и выдачи рекомендаций по оптимизации полного цикла выпуска металлургической продукции.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке работ Министерством образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K.A., Bykov E.A., Aksyonova O.P., Antonova A.S. Development of real-time simulation models: integration with enterprise information systems, Proceedings of ICCGI 2014: The Ninth International Multi-Conference on Computing in the Global Information Technology, 22-26 June 2014, Sevilla, pp. 45-50.

[2] Aksyonov K. A., Spitsina I. A., Sysoletin E. G., Aksyonova O. P., Smoliy E. F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development. 2014 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, vol. 1, pp.437-438.

[3] TIBCO ESB http://www.tibco.com/products/automation/application-integration/activematrix-businessworks/enterprise-service-bus

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

LASER TRIANGULATION 2D SCANNER IMAGE PROCESSING IN A TASK OF MEASUREMENT OF THE TUBING COUPLING PREMIUM THREAD PITCH

Lavrinov D. S.
Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Professional Education
«Ural Federal University named after the first President of Russia Boris Yeltsin"
19, Mira st., Yekaterinburg, Sverdlovsk reg.
620002, Russian Federation
Ph.: (922) 5702163, e-mail: dslavrinov@gmail.com

Abstract — An experimental setup was assembled for measuring of the premium tubing coupling thread pitch. An experiment to test the law of distribution measurements of premium thread pitch of 2D laser scanner was held. Image was captured with CMOS matrix scanner and the nature of noise was analyzed. Method based on gradient mask was used to enhance cents masses selection method. The possibility of achieving by 2D laser scanner of regulatory requirements to measurement accuracy of premium tubing coupling was confirmed experimentally.

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ С ЛАЗЕРНОГО ТРИАНГУЛЯЦИОННОГО 2D СКАНЕРА В ЗАДАЧЕ ИЗМЕРЕНИЯ ШАГА ПРЕМИАЛЬНОЙ РЕЗЬБЫ НАСОСНО-КОМПЕССОРНОЙ МУФТЫ

Лавринов Д. С.
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Уральский Федеральный Университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (922) 5702163, e-mail: dslavrinov@gmail.com

Аннотация — Создана экспериментальная установка для измерения шага премиальной резьбы муфт насосно-компрессорных труб. Проведен эксперимент по проверке закон распределения результатов измерений шага премиальной резьбы лазерным 2D сканером. Были получены изображения с CMOS матрицы сканера и проанализированы характеры шумов. Для усовершенствования алгоритма поиска центра масс на изображении был применен метод градиентной маски. Экспериментально подтверждена возможность достижения лазерным 2D сканером требований нормативных документов к погрешности измерений.

I. Introduction

Quality indices of production in machinery building are closely related with applied methods of dimensional inspection. Promising non-contact means of dimensional inspection are the measuring systems (OMS). An example of the OMS is laser triangulation sensor.

Renewal of manual contact measurement means to 2D laser triangulation scanners is important in the task of thread pitch measuring of tubing couplings.

In [1] experiment was conducted to investigate the accuracy characteristics of two-dimensional laser triangulation scanner. Plane-parallel gauge blocks were used for the experiment. In [2] accuracy characteristics of 2D laser scanner were investigated in the task of casing coupling pitch dimensional inspection. The results showed possibility to achieve the accuracy characteristics of technical requirements using 2D laser scanners. However, the use of these scanners for the measurement of premium thread needs to achieve higher level of accuracy. To solve this problem requires the use of additional methods of image processing.

II. Main Part

An experimental setup was assembled for measuring of premium tubing coupling thread pitch (Fig. 1). Experimental setup is a coordinate measuring machine (CMM) with a table on which coupling is installed. CMM is equipped with a rotary measuring head on which 2D laser scanner is fixed. Laser 2D scanner resolution X-axis is equal to 0.01 mm. and the Y-axis - 0,01 mm. KIM with motorized head allows positioning in the space with accuracy ± 0,0005 mm. Accuracy of pitch measurement in accordance with the regulations is ± 0,025 mm

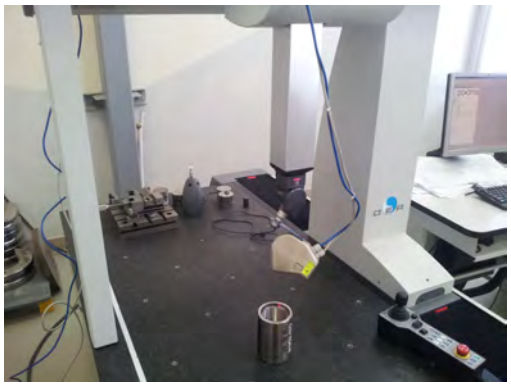


Fig. 1. Experimental setup for measuring the thread pitch of coupling.

Рис. 1. Экспериментальная установка для измерения шага резьбы муфты

Premium tubing coupling was taken for the experiment with diameter of 80 mm. The thread pitch was measured using a reference instrument with an accuracy of ± 0,005 mm. The thread pitch is 5,085 mm.

In [2] have been clarified optimal values of the angle of incidence of the laser beam and the exposure time of CMOS matrix in the task of measurement of the thread of casing coupling. With the use of these knowledge the distribution law of thread pitch values was verified experimentally. To do this, thousand measurements of

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

thread pitch of premium tubing coupling were conducted and the histogram of distribution was drawn (Fig. 2). According to Fig. 2 we can assume that the law of distribution is normal. The goodness of fit was used to test the hypothesis of normal distribution and the selected significance level was chosen a_{sl}=0,05. The obtained value of χ^2=1,0523, that is, $\chi^2 < \chi^2_\tau$, from which it can be concluded that the hypothesis of a normal distribution isn't contradict to experimental data (χ^2_τ table value).

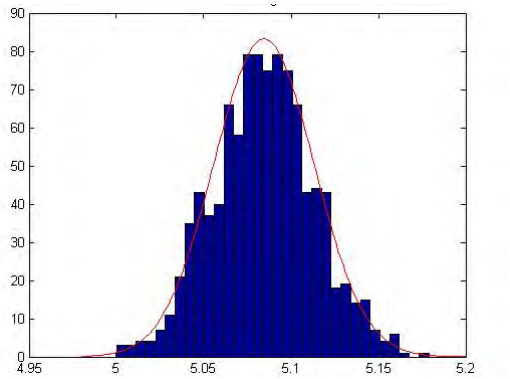


Fig. 3. Frequency distribution of the measured values of thread pitch (X axis- mm., Y axis – number of values in the interval).

Рис. 3. Гистограмма распределения измеренных значений величины шага резьбы (X ось - мм, Y ось - количество значений в интервале)

The confidence interval for the expectation (EXP) lies in the range 5.042 mm to 5.112 mm, and for the standard deviation (STD) - 0.028 mm to 0.03 mm. We can say that 95% of the calculated EXP and STD have such confidence intervals. These values do not meet the regulatory requirements for the measurement accuracy.

In order to achieve higher level of premium thread measurement accuracy, it was decided to hold an additional pre-filtering of images directly on a CMOS sensor before calculation of coordinates of points. Image was captured with CMOS matrix scanner (Fig. 3) and the nature of noise was analyzed. We can see that particularly noisy sites were the curves of threads. In connection with this use of the method to determine the center of gravity of the coordinate points leads to distortion values.

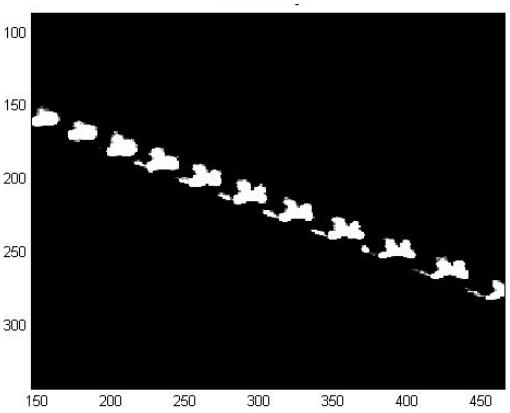


Fig. 2. Image on the CMOS matrix when scanning thread of coupling (X axis – X points, Y axis – Y points).

Рис. 2. Изображение на матрице CMOS при резьбы муфты (ось X – точки по X, ось Y - точки по Y)

To reduce the effect of noise after binarization of image, it was decided to apply the southeast gradient mask [3]

$$H_{SE} = \begin{vmatrix} -1 & -1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \quad (1)$$

The result was the allocation of the boundaries from no susceptible to noise side of signal (Fig. 4).



Fig. 4. Contour detection using southeast gradient mask.

Рис. 4. Выделение контуров с использованием юговосточной градиентной маски

Enhancement of cents masses selection method was made according to the obtained contours using averaging adjustment. To test used algorithms we made 1000 measurements of thread pitch and drew histogram (fig. 5). As a result of pitch measurement using algorithms described above value of STD was achieved ± 0,011 mm. This value satisfies the regulatory requirements.

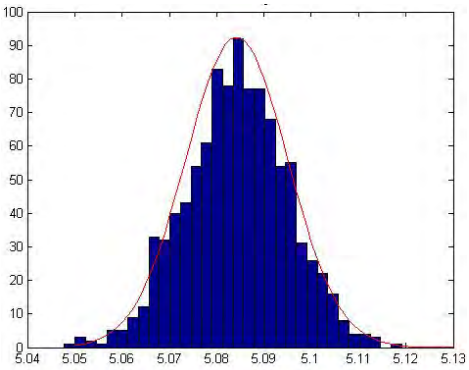


Fig. 5. Histogram of distribution of the premium thread pitch measured values after application of the developed algorithms (X axis - mm., Y axis – number of values in the interval).

Рис. 5. Гистограмма распределения измеренных значений величины шага премиальной резьбы (X ось - мм, Y ось -. количество значений в интервале)

III. Conclusion

For the first time in dimensional inspection of premium thread tubing couplings with a laser triangulation 2D scanner measurement accuracy was achieved ± 0,011 mm., Accuracy was achieved without compromising performance scanner 500,000 profiles in the second.

IV. References

[1] Lavrinov D.S. Investigation of the accuracy characteristics of 2D scanner at different positioning with respect to the measurement object. Proceedings the international scientific and practical conference “Svyaz-Prom 2011”. Ekaterinburg: "Company Real Media", 2011. 596 p., pp. 431-432

[2] Lavrinov D.S. Measurement of thread pitch of casing coupling using laser triangulation 2D scanner. CriMiCo 2014 - 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, Sevastopol, Russia, pp. 954-955.

[3] William K. Pratt. Digital Image Processing, PixelSoft, Inc., Los Altos, California, p. 738.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MATHEMATICAL BASES OF JAM RESISTANCE RECURSIVE ENCODING IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

[1, 2] Petryshyn L. B., [3] Borysenko O. A.
[1] *AGH University of Science and Technology*
Gramatyka str., 10, Cracov, 30-067, POLAND
Ph.: (+4812) 6174342, e-mail: L.B.Petryshyn@gmail.com
[2] *Vasyl Stefanyk Precarpathian National University*
Taras Shevchenko str., 57, Ivano-Frankivsk, 76-018, UKRAINE
Ph.: (+380342) 596086, e-mail: L.B.Petryshyn@gmail.com
[3] *Sumy State University*
Rymskogo-Korsakova str., 2, Sumy, 40-007, Ukraine
Ph.: (+380552) 337144, e-mail: electron@sumdu.edu.ua

Abstract — It was presented method of recursive Galois encoding of digital data in telecommunication systems, that allows to reduce redundancy and increase jam resistance at information transmission. The mathematical bases of recursive sequences forming and providing their jam resistance are presented. Applying recursive encoding methods in devices and components of telecommunicational systems will cause improving technical efficiency.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО РЕКУРСИВНОГО КОДИРОВАНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

[1, 2] Петришин Л. Б., [3] Борисенко О. А.
[1] *AGH Научно-технический университет*
ул. Граматика, 10, Краков, 30-067, Польша
тел.: (+4812) 6174342, e-mail: L.B.Petryshyn@gmail.com
[2] *Прикарпатский национальный университет им. Василия Стефаника*
ул. Тараса Шевченко, 57, Ивано-Франковск, 76-018, Украина
тел.: (+380342) 596086, e-mail: L.B.Petryshyn@gmail.com
[3] *Сумской государственный университет*
ул. Римского-Корсакова, 2, Сумы, 40-007, Украина
тел.: (+380552) 337144, e-mail: electron@sumdu.edu.ua

Аннотация — Предложен метод рекурсивного кодирования Галуа цифровых сообщений в телекоммуникационных системах, позволяющий уменьшить избыточность и повысить помехоустойчивость информационного обмена. Приведены математические основы формирования рекурсивных последовательностей и обеспечения их помехоустойчивости. Определена перспектива применения рекурсивного кодирования в технических средствах и компонентах телекоммуникационных систем.

I. Введение

В современных системах телекоммуникации на ряду с первичным преобразованием информации стоит задача ее помехозащищенной передачи. Обоснование выбора и применение методов уменьшения избыточности данных и увеличения помехозащиты становится актуальной задачей. Системы кодирования традиционных теоретико-числовых базисов в современных условиях в определенной мере исчерпали свои потенциальные возможности, что обусловило идеологический кризис перспективы их применения. В то же время переход к новым базисам и методам теоретико-числовых преобразований обеспечивает значительное улучшение технико-экономических показателей преобразователей информации [1].

Если сообщения, представленные в определенной кодовой системе, обладают внутренними корреляционными связями, то помехоустойчивость кода повышается за счет логико-аналитических связей между кодовыми элементами [2]. Основное свойство кодовых систем Галуа - рекурсивная упаковка кодовых элементов, обеспечивающая абсолютную корреляционная взаимозависимость элементов в кодовой последовательности, которая позволяет проводить помехозащищенное кодирования сообщений.

II. Основы рекурсивного кодирования

Помехозащищеная идентификация состояния импульсных источников сообщений основывается на использовании линейных коммутируемых схем с конечным числом состояний, содержащих конечное число устройств памяти, сумматоров и множителей на константу, организованные последовательно в регистр сдвига, каждый из выходов которого через умножитель подключен к сумматору по модулю 2, сигналы с выхода которого формируют выходной сигнал рекурсивной кодовой последовательности [1, 3, 4]. Предполагается, что в линейных коммутируемых схемах данные представлены с помощью элементов поля Галуа $GF(2^n)$. Вход и выход схемы являются последовательными, по шинах которых формируются коэффициенты полинома Галуа, начиная с высших порядков. При делении в делимом сначала обрабатываться коэффициенты высших порядков. Так, полином

$$A(x) = a_{n-1} x^{n-1} + a_{n-2} x^{n-2} + \ldots + a_0$$

формируется как рекурсивная последовательность n элементов Галуа, начиная с a_{n-1}.

Зададим сообщение $A(x)$ вектором $a_{n-1}, a_{n-2}, \ldots a_0$, в виде полинома

$$A(x) = a_{n-1} x^{n-1} + a_{n-2} x^{n-2} + \ldots + a_0 .$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Произведение кодирующего полинома

$G(x) = g_{k-1} x^{k-1} + g_{k-2} x^{k-2} + \ldots + g_0$, $g_i(x) \in GF(2^k)$

с сообщением $A(x)$ приводит к результату

$$B(x) = A(x)\, G(x) = b_{r-1} x^{r-1} + b_{r-2} x^{r-2} + \ldots + b_0 =$$
$$= a_{n-1} g_{k-1} x^{n+k-2} + (a_{n-2} g_{k-1} + a_{n-1} g_{k-2}) x^{n+k-3} + \ldots +$$
$$+ (a_0 g_2 + a_1 g_1 + a_2 g_0) x^2 + (a_0 g_1 + a_1 g_0) x + a_0 g_0,$$

где $r = n + k$.

Когда на вход схемы емножения подается первый коэффициент a_{n-1} полинома $A(x)$, то на выходе формируеся первый коэффициент произведения $A(x)\, G(x)$, равный $a_{n-1} g_{k-1}$. Все ячейки запоминающего устройства содержат нули. Во втором такте на выходе формируется коэффициент b_{r-2}, как результат $a_{n-2} g_{k-1} + a_{n-1} g_{k-2}$. Следующие рекурсивные операции производятся циклически. После $n+k-2$ сдвигов в ячейках регистра формируются элементы $0, 0, \ldots, 0, a_0, a_1$, а выход равен $a_0 g_1 + a_1 g_0$, то есть предпоследнему коэффициенту произведения $A(x)\, G(x)$. После $n+k-1$ сдвигов регистр будет содержать элементы $0, 0, \ldots, 0, a_0$, а на выходе формируется коэффициент $a_0 g_0$ произведения.

Иной метод перемножения базируется на том, что коэффициенты произведения формируются в регистре сдвига. Совокупность k ячеек устройства памяти образует регистр, в котором на периоде умножения записан заданный полином $G(x)$. Изначально этот полином равен нулю. Подача на вход коэффициента a_{n-1} добавляет к содержимому регистра полином $a_{n-1} g(x)$. В результате сдвига производится умножение на x и на выходе формируется первый коэффициент. После подачи на вход коэффициента a_{n-2} к полиному, записанному в регистр, добавляется полином $a_{n-1} g(x)$, а при сдвиге происходит умножение на x с выдачей на выход второго коэффициента произведения. Процедура повторяется на периоде $n+k$ тактов до получения последнего коэффициента перемножения.

Преимуществом второго метода есть высшее быстродействие и возможность умножения в поле Галуа большего количества полиномов согласно аналитического выражения

$$B(x) = A_1(x)\, G(x) + A_2(x)\, Q(x), \text{ где}$$
$G(x) = g_{k-1} x^{k-1} + g_{k-2} x^{k-2} + \ldots + g_0$, де $g_i(x) \in GF(2^k)$;
$Q(x) = q_{k-1} x^{k-1} + q_{k-2} x^{k-2} + \ldots + q_0$, де $q_i(x) \in GF(2^k)$.

Следует заметить временную задержку на k тактов формирования результата вследствие последовательной процедуры рекурсивного сдвига.

На базе приведенных математических основ выполнения операций над полиномами в полях Галуа базируется математический аппарат формирования кодовых рекурсивных последовательностей, который есть основой для разработки технических средств формирования и генерирования кодовых систем Галуа [2-4].

III. Имплементация методов рекурсивного кодирования сообщений

Рассмотрим рекурсивные соотношения

$$\sum_{j=0}^{n-1} h_j a_{i+j} = 0, \text{ или } a_{i+n} = -\sum_{j=0}^{n-1} h_j a_{i+j},$$

где $h_0 \neq 1$, $h_n = 1$ и каждое h_j принадлежит $GF(2^n)$. Решением этих уравнений есть последовательность $a_0, a_1, a_2, \ldots$ элементов поля $GF(2^n)$. Приведенное соотношение определяет правило вычисления a_n по заданным значениям величин $a_{n-1}, a_{n-2}, \ldots a_0$. Совокупность n решений, для которых один из символов $a_{n-1}, a_{n-2}, \ldots a_0$ равен 1, а все остальные равны 0, порождает полное пространство решений.

Полиномный код с кодирующим вектором G(x) есть матричным кодом с кодирующей матрицей размерности $n(n+k)$:

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & g_2 & . & . & . & g_k & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_0 & g_1 & g_2 & . & . & g_{k-1} & g_k & 0 & 0 \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & 0 & g_0 & g_1 & . & . & . & g_{k-1} & g_k \end{bmatrix}.$$

Ненулевые элементы в j-й строке образуют блок $g_0, g_1, \ldots g_k$, расположенный от j-го до $j+k$-го места. Следует заметить, что ненулевые элементы очередной строки получаются сдвигом вправо на единицу ненулевых элементов предыдущей строки. Данная рекурсивная процедура позволяет реализовать технические средства формирования и генерирования кодовых последовательностей Галуа на регистрах сдвига и линейных ячейках памяти.

С целью максимального использования аппаратных ресурсов регистров сдвига возникает вопрос о получении кодовых последовательностей с максимально возможным периодом N, который для основы базиса p и порядка n составляет $N=p^n - 1$ при рекурсивном базисном упорядочении векторов, или же $N=p^n$ при искусственном вложении дополнительного 0 в сгенерированный фрагмент, состоящий из $n - 1$ нулей. Последовательные блоки длины n на одном периоде $N=p^n - 1$ $(N=p^n)$ составляют множество всех n-блоков только по одному разу. Линейные последовательности Галуа являются изоморфными полному произвольному числовом полю соответствующей размерности.

Приведенные результаты определяют перспективу разработки методов и схемотехнических решений устройств генерирования и формирования рекурсивных кодовых последовательностей Галуа с целью эффективного инфообмена в телекоммуникационных системах.

IV. Заключение

Имплементация методов рекурсивного кодирования позволяет уменьшить избыточность и повысить помехозащищенность инфообмена в телекоммуникационных системах. Приведены математические основы формирования рекурсивных кодовых последовательностей и методы их реализации на устройствах циклического сдвига с памятью. Проанализированы способы формирования полных за модулем $(N=p^n)$ и неполных за модулем $N=p^n - 1$ рекурсивных последовательностей Галуа.

V. References

[1] Petryshyn L.B. Recursive error-corrected coding of number-impulse data sources in telecommunication systems. *2013 23th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology".* Sevastopol, 2013, pp. – 547-548 .

[2] Petryshyn L.B. Error-corrected information transmission in telecommunication systems based on digital Hankel-Toeplitz transformation. *24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology".* Sevastopol, 2014, -244-245.

[3] Petryshyn L. B., Borysenko O. A. Rarefied recursive positioning of scanning objects in radar systems. *2014 24th Int. Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. -1135-1136.

[4] Petryshyn L. B., Petryshyn M. L. Bases of the codon recursive error-corrected coding of number-impulse data sources in telecommunication systems. *23th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013).* Sevastopol, 2013, pp. – 539–540.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

APPLICABILITY OF STATISTICAL RADIO TECHNOLOGY METHODS FOR MATHEMATICAL-ECONOMIC MODEL INVESTIGATION

Astretsov D. V., Sokolov R. I.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
ph.: +79122984151, e-mail: rostik-king@yandex.ru, dv_astr@mail.ru

Abstract — There was designed stochastic handler function that determines the change in the price of the asset, the method of Markov theory of nonlinear filtering. It is shown that the designed processor allows filtering of the random component of the price of liquid shares traded on MICEX, to isolate the point of a trend change and optimizing the time point of opening and closing positions, with the aim of developing a profitable trader strategy.

ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СТАТИСТИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИКИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭКОНОМИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ

Астрецов Д. В., Соколов Р. И.
Уральский федеральный университет им. первого Президента РФ Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, Свердловская обл., 620002, Россия
тел.: +79122984151, e-mail: rostik-king@yandex.ru, dv_astr@mail.ru

Аннотация — Разработан обработчик стохастической функции, определяющей изменение цены актива, методом марковской теории нелинейной фильтрации. Показано, что разработанный обработчик позволяет осуществлять фильтрацию случайной составляющей цены ликвидных акций котирующихся на бирже ММВБ, с целью выделения точки смены тренда и оптимизации временной точки открытия и закрытия торговой позиции при создании прибыльной трейдерской стратегии.

I. Введение

Современный этап развития финансовой математики определяется использованием аппарата статистической теплофизики, когда уравнение изменения цены актива определяется дифференциальным стохастическим уравнением, описывающим движением броуновских частиц. При этом изменение функции цены определяется, как детерминированной составляющей, так и случайной, представляющей винеровский процесс с переменной дисперсией.

На основании данной модели Блэком и Шоулзом было получено уравнение для определения теоретической цены опциона, производного инструмента, цена на который, определяется волатильностью базого актива (дисперсией). Таким образом, научная база инвестиционных стратегий основывается на отыскании арбитражных ситуаций, когда цены на опционы ниже теоретических. Такие ситуации на бирже подобны ситуации локального теплового неравновесия на коротких промежутках времени в взвеси микрочастиц.

Однако, недостаток, данной теории состоит в упрощенной изначальной предпосылке о том, что стохастическая составляющая актива подчинена гауссовскому закону распределения.

На практике, оказывается, что цена актива изменяется по степенному закону, при этом ряд исследователей полагает, что рыночные процессы имеют фрактальную структуру [1].

При эмпирическом подходе к инвестиционным стратегиям главной отличительной особенностью рынка от других игр является наличие неограниченного времени итерации ставки (открытой позиции). То есть, теоретически, точка входа в позицию должна влиять лишь на время получения установленной прибыли, а не определять возможность ее получения.

Существующие методы технического анализа являются эмпирической квинтэссенцией биржевой игры и подтверждают свою эффективность только методами математической статистики [2]. Фактически методы технического анализа позволяют повысить вероятность заключения прибыльных сделок [3].

Таким образом, существующие методы финансовой математики предполагают обязательное априорное знание о характере будущего изменения цены актива.

Подобная задача об обработке принятого сигнала в смеси с помехой, когда приемная сторона обладает минимальным количеством априорных сведений о сигнале и помехе, ставится в статистической радиотехнике. Современные методы обработки сигналов, в частности, нелинейная фильтрация, достаточно успешно справляются с фильтрацией сигналов в условиях большой априорной неопределенности.

Следовательно, актуальной задачей является разработка алгоритма обработки функции изменения цены для фильтрации случайной составляющей и выделения детерминированной составляющей.

II. Основная часть

Рассмотрим процесс формирования алгоритма нелинейной фильтрации функции изменения цены актива.

Пусть цена акции s(t) представляет собой случайное колебание, определяемое как одномерный марковский случайный процесс λ(t), определяемый априорным стохастическим дифференциальным уравнением [4]:

$$\frac{\partial\lambda(t)}{\partial t} = -k_1\lambda(t) + n_\lambda(t), \qquad (1)$$

где $n_\lambda(t)$ – формирующие белые шумы:

$$\langle n(t_1)n(t_2)\rangle = \frac{1}{2}N_\lambda\delta(t_2 - t_1) \qquad (2)$$

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

N_λ – однородная спектральная плотность белого шума.

Решением является система уравнений (3-4), описывающих процесс на выходе фильтра λ и его дисперсию D_λ, на основе которых синтезируется алгоритм обработки.

$$\frac{\partial \lambda}{\partial t} = -k_1\lambda + \frac{2}{N_\lambda}(y-\lambda)D_\lambda, \qquad (3)$$

$$\frac{\partial D_\lambda}{\partial t} = \frac{1}{2}N_\lambda - 2k_1 D_\lambda - \frac{2}{N_\lambda}D_\lambda^2. \qquad (4)$$

Цифровое моделирование было проведено в программе Simulink пакета MatLab для виртуального генератора цены акции и для реального изменения цены акций Газпрома, котирующихся на рынке ММВБ в период с 23.05.2012 по 21.05.2014 (рисунок 1).

Для построения источника ценового колебания необходимо решить стохастическое дифференциальное уравнение 1 для нулевого начального условия:

$$\lambda(t) = e^{-kt}\int_0^t e^{kx} n_\lambda(x)dx\,. \qquad (5)$$

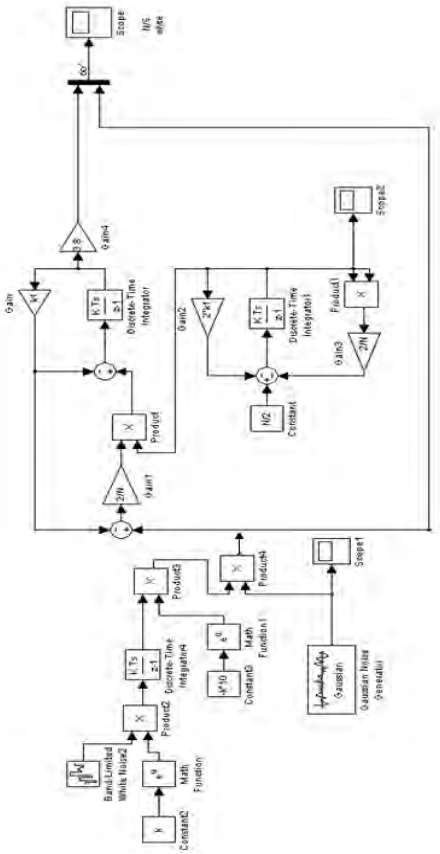


Рис. 1. Структурная схема алгоритма обработки функции цены актива.

Fig. 1. Filter structural scheme of stock price function

Реальные данные о дневных ценах закрытия акций Газпрома взяты из открытого источника архива котировок с сайта компании Финам. Результаты моделирования фильтрации акций Газпрома представлены на рисунке 2. Сглаженные графики, являющиеся оценками детерминированной составляющей цены на выходе фильтра, накладываются на пунктирные графики реальных изменений цены актива.

Из осциллограмм видно, что график оценки марковского случайного процесса λ(t) на выходе фильтра периодически пересекает график исходного случайного процесса.

При этом пересечения графиков происходит только в момент изменения направления движения (тренда) оценки λ(t). Таким образом, в идеальном случае, если предположить, что сделку можно совершать точно в момент пересечения графиков, то каждая сделка является как минимум безубыточной.

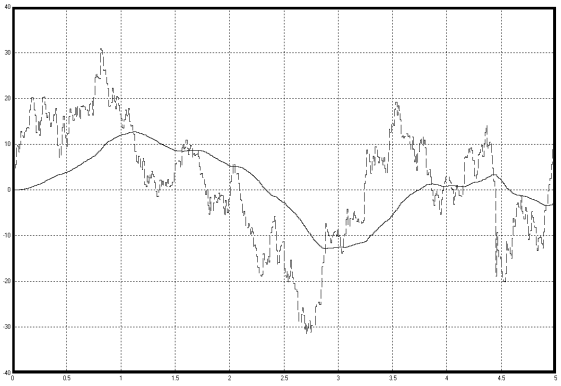


Рис. 2. График детерминированной составляющей цены акции Газпрома на бирже ММВБ за период в 500 отсчетов цен закрытия дня с 23.05.2012 по 21.05.2014.

Fig. 2. Diagram of Gazprom stock price deterministic component traded on MICEX at 500 samples from 23.05.2012 to 21.05.2014

III. Заключение

1. Синтезирован алгоритм нелинейной фильтрации детерминированной составляющей функции цены актива, определенной как дискретный марковский процесс.

2. Оптимальной торговой стратегией является покупка актива в момент пересечения реальным графиком цены (пунктирная на рисунке 2) оценочной кривой (сплошная на рисунке 2) снизу вверх и продажа актива при пересечении сверху вниз. Для акций Газпрома игра по данной стратегии принесла бы приблизительно 29% чистой прибыли за два года, в то время как реальное изменение цены акций за исследуемый период составило около 6,9%. Однако реализация стратегии возможна только с использованием высокочастотного робота.

3. Возникает необходимость разрешить задачу о приближении реальных условий совершения сделок к идеальным. Для этого необходимо установить фрактальные свойства рынков и предельные возможности использования высокочастотных торговых роботов и алгоритмов.

IV. References

[1] E. Peters. Fractal analysis of financial market. Amenity of chaos theory in investment of capital. — Moscow: “EURO”, 2004, p. 456.

[2] Katc D.O., McKormic D.L., Encyclopedia of trading strategies. — Moscow:: Alpina Pablisher, 2002. p. 70.

[3] Alexis S.B.. Technical analysis from A to Z. — Moscow: Diagramma, 1999. p. 8.

[4] Tihonov V.I., Kulman N.K. Nelineynaya filtracia I kvazikogerentniy priem signalov. — Moskva: Sov. radio,1975.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THREE-DIMENSIONAL GRAPHIC REPRESENTATION OF MANUFACTURING AND LOGISTICS PROCESSES BASED ON THE WEB TECHNOLOGY

Chiryshev A. V., Kruglov A. V., Klimenko R. V.
Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 260002, Russian Federation
e-mail: chiryshev@mail.ru

Abstract — The basics principles and implementations of the constructor of the objects, scenes and processes representations for the 3D visualization of the manufacturing and logistics data within the framework of the developing automatic system for metallurgical enterprise are described in this paper. The urgency of the problem is properly substantiated. The modular structure of the subsystem of the graphical representation of information is given.

ТРЕХМЕРНОЕ ГРАФИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ И ЛОГИСТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ НА ОСНОВЕ ВЕБ-ТЕХНОЛОГИЙ

Чирышев А. В., Круглов А. В., Клименко Р. В.
ФГАОУ ВПО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
e-mail: chiryshev@mail.ru

Аннотация — В работе рассмотрены основные идеи и решения реализации конструктора построения представлений объектов, сцен и процессов для трехмерной визуализации производственных и логистических данных, в рамках разрабатываемой автоматизированной системы для металлургического предприятия. Обоснована актуальность исследуемой задачи. Приведена модульная структура подсистемы графического представления информации.

I. Введение

В настоящее время трехмерное графическое представление информации активно используется во многих промышленных системах контроля и управления качеством выпускаемой продукции, поэтому актуальность ее применения не вызывает сомнений. В таких системах на первый план выходит задача сбора, обработки и анализа производственных данных, поступающих из различных технологических источников. В данной ситуации большую помощь оказывает спроектированный конструктор построения представлений объектов, сцен и процессов, который служит эффективным средством для наглядного иллюстрирования состояний агрегатов, механизмов и всего производственного процесса в целом.

Современный подход к разработке промышленных систем автоматизации основан на использовании веб-технологий, которые обеспечивают доступность системных сервисов и услуг широкому кругу пользователей: руководителям, специалистам и производственному персоналу.

II. Основная часть

В работе [1] была описана структура разрабатываемой автоматизированной системы слежения, контроля, моделирования, анализа и оптимизации полного цикла выпуска металлургической продукции (АС ВМП). Основными требованиями к разработке конструктора построения представлений объектов, сцен и процессов являются:

– возможность интеграции с АС ВМП;
– обеспечение кроссплатформенности;
– поддержка работы через браузер;
– максимальное быстродействие визуализации.

В качестве инструмента для реализации трехмерного графического представления производственных и логистических процессов была выбрана платформа WebGL (англ. Web-based Graphics Library).

WebGL — это технология отображения трехмерной графики в любом совместимом с ней браузере без использования дополнительного программного обеспечения [2]. WebGL характеризуется высокой скоростью обработки изображения за счет использования аппаратного ускорения видеоадаптера, установленного на клиентской машине. Аппаратное ускорение реализуется через низкоуровневые средства поддержки OpenGL (англ. Open Graphics Library). Программный интерфейс WebGL представляет собой кроссплатформенный стандарт обработки трехмерной графики на языке JavaScript. Технология поддерживается большинством современных браузеров и видеоадаптеров. Тем не менее, иногда некоторые функции WebGL могут быть недоступны. Технология постоянно развивается и совершенствуется, превращаясь в одно из самых перспективных направлений в цифровом представлении трехмерной информации.

Подсистема визуализации состоит (рис. 1) из следующих элементов:

– менеджер загрузки 3d моделей;
– конструктор 3d представлений производственных объектов;
– конструктор 3d сцен;

Менеджер загрузки моделей — инструмент импорта графических представлений технологических объектов (агрегатов, механизмов и узлов). Модуль предназначен для загрузки трехмерных моделей в хранилище данных системы. Модели создаются в специализированных CAD-системах (англ. Computer-Aided Design) имеющимися в них средствами геометрического моделирования [3]. Графическое представление сохраняется в файл как некоторое мате-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

матическое описание пространственного объекта. Описание геометрических и других характеристик модели сохраняется в соответствии с согласованным форматом данных. Менеджер импорта поддерживает загрузку файлов в различных форматах передачи трехмерной компьютерной геометрии: COLLADA, OBJ и JSON Model format.

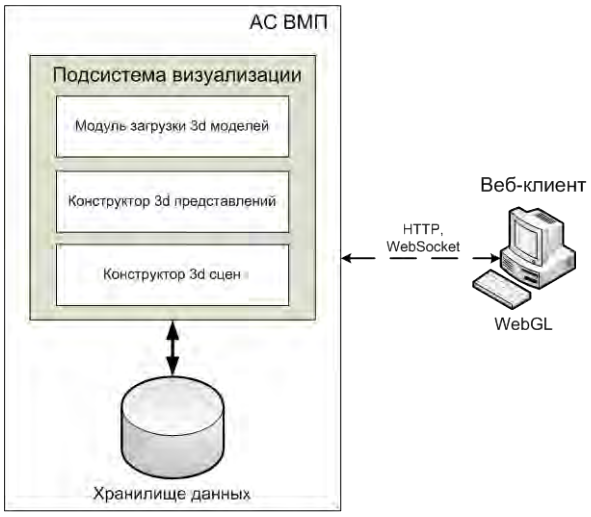


Рис. 1. Структура конструктора построения представлений объектов, сцен и процессов.

Fig. 1. The structure of the implementer for assembling of the objects, scenes and processes

Конструктор 3d представлений — инструмент для сборки визуальных представлений однотипных производственных объектов в системе. Процесс конструирования модели сводится к объединению множества графических объектов в одно глобальное представление (групповой вид), описывающее модель целиком, указанию связей между этими объектами и определению параметров каждого узла. Трехмерное представление, созданное в модуле, в общем случае имеет иерархическую структуру и представляет собой дерево, состоящее из множества узлов. В каждом узле хранятся значения параметров, позволяющих однозначно определить визуальные характеристики соответствующего объекта. Иерархические связи определяют влияние каждого родительского элемента на все связанные с ним дочерние узлы. Модуль позволяет создавать визуальное представление произвольной степени сложности. На рис. 2 представлена трехмерная модель сталевоза конвертерного цеха, собранная в конструкторе. Любое представление реального производственного объекта может быть сохранено в хранилище данных для последующего использования.

Механизм сборки функциональной группы сущностей хорошо подходит для визуализации производственного процесса металлургического предприятия, так как большинство цехов состоит из множества однотипных машин и агрегатов.

Конструктор 3d сцен — инструмент для создания виртуальных производственных площадок (цехов) металлургического предприятия (рис. 3). Сцена соответствует реальной производственной системе и учитывает конфигурацию расположенных в ней агрегатов. Собранная модель цеха располагается в хранилище данных.

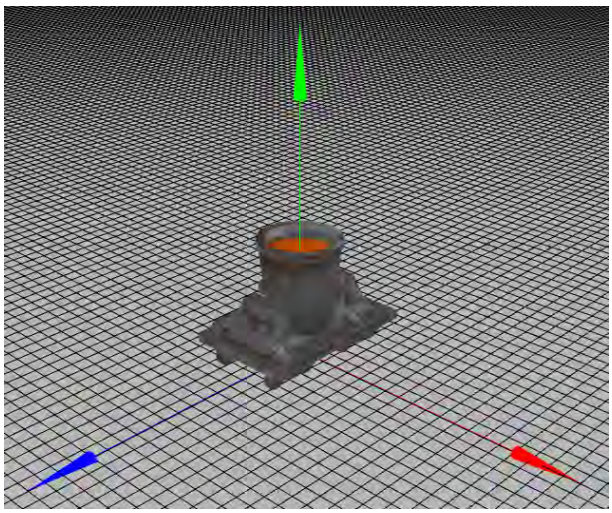


Рис. 2. Модель сталевоза.

Fig. 2.The model of the teeming ladle car

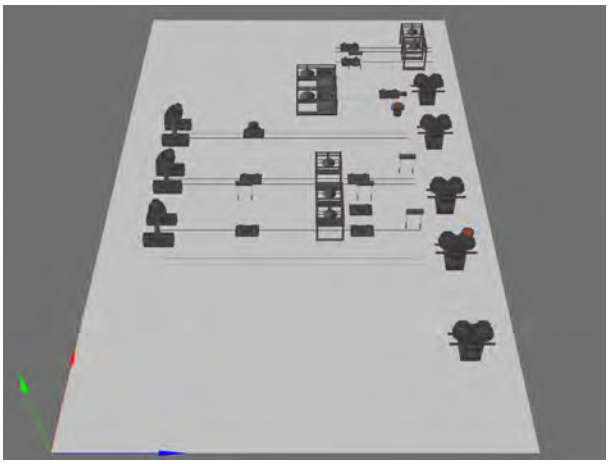


Рис. 3. Модель конвертерного цеха.

Fig. 3. The model of the converter plant

III. Заключение

Разработанный конструктор построения представлений объектов, сцен и процессов для визуализации производственных и логистических данных промышленной системы АС ВМП отвечает всем предъявленным к нему требованиям благодаря применению перспективной веб-технологии трехмерного графического представления информации WebGL.

Работа выполнена в рамках договора № 02.G25.31.0055 (проект 2012-218-03-167) при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

IV. References

[1] Aksyonov K. A., Spitsina I. A., Sysoletin E. G., Aksyonova O. P., Smoliy E. F. Multi-agent approach for the metallurgical enterprise information system development. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. *437-438.*

[2] Kouichi Matsuda, Rodger Lea. *WebGL Programming Guide: Interactive 3D Graphics Programming with WebGL*. Addison-Wesley Professional, *2013. 600 p.*

[3] Gusel'nikov V. S., Komisarenko A. L., Shal'nov M. M. *Modelirovanie priborov, sistem i proizvodstvennyh processov*. Sankt-Peterburg, SPb GU ITMO, *2008. 156* p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE EFFECIENCY OF INTERFIRM COOPERATION IN MICROELECTRONIC INDUSTRY

Bobrihin[3] A. F., Viyuginov[2] V. N., Gorlacheva[4] E. N., Marzhanovsky[4] I. N., Omelchenko[4] I. N., Popov[1] V. V.
1. JSC «Svetlana», Engels Prospect 27, St. Petersburg, 194156, Russia, Tel.(812) 777-64-08, email: svetlana@svetlanajsc.ru
2. «Svetlana-Electronpribor», LC; Engels Prospect 27, St. Petersburg, 194156, Russia, Tel.: +78123850001
3. «SME «Technological Innovation» Ltd. ,Vereyskaya 41, Moscow, 121471, Russia, Tel.: +7(916)1356759
4. Bauman Moscow State Technical University, 2-ya Baumanskaya, 7, Moscow , 107005, Russia Tel.: +7 (499) 2670060, e-mail: egorlacheva@bmstu.Ru

Abstract — The peculiarity of high-tech enterprises is that that their market value is mostly generated by intangible assets: staff knowledge, know-how, technologies, patents, etc. Two types of assets are usually considered: tangible and intangible. Though the tangible assets' evaluation is considered in many papers the evaluation of synergic effects which are a great part of intangible assets is not a focus of these works. The evaluation of synergic effects appeared in the interfirm cooperation of high technology firms is considered. The classification of synergic effects is offered. The calculation algorithm of assets' conditional probability is carried out.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЕЖФИРМЕННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ПРОФИЛЯ

Бобрихин[3] А. Ф., Вьюгинов[2] В. Н., Горлачева[4] Е. Н., Маржановский[4] И. Н., Омельченко[4] И. Н., Попов[1] В. В.
1. ОАО «Светлана», пр. Энгельса, 27,С.-Петербург, 194156, Россия, тел.:(812) 777-64-08, email: svetlana@svetlanajsc.ru
2. ЗАО "Светлана-Электронприбор", проспект Энгельса 27, С.-Петербург, 194156, Россия Тел.: +78123850001
3. ООО «НПП «Технологические инновации», Верейская 41, Москва, 121471, Россия, Тел.: +7(916)1356759
4. МГТУ имени Н.Э.Баумана, ул. 2-я Бауманская 7, Москва, 107005, Россия Тел.: +7(499)2670060, e-mail: egorlacheva@bmstu.ru

Аннотация — В работе рассмотрена оценка синергетических эффектов, возникающих в процессе межфирменного взаимодействия высокотехнологичных компаний. Предложена классификация синергетических эффектов. Разработаны алгоритмы расчета и максимизации условной вероятности активов компаний-партнеров.

I. Введение

В условиях современной экономики конкурентные преимущества предприятия определяются не наличием физических активов и отлаженных процессов производства, снабжения и сбыта, а возможностями создания стоимостных инноваций и их реализации потребителям в форме высокотехнологичной продукции. Это требует пересмотра традиционных подходов к управлению, выработки новых критериев и новой методологии, отвечающих современным требованиям [1].

II. Основная часть

В деловой среде под синергией понимают пользу, полученную от комбинирования двух или более элементов так, что продуктивность этой комбинации выше, чем сумма продуктивностей ее отдельных элементов.

Для характеристики экономической эффективности хозяйственной деятельности инновационного предприятия в работе [1] введены понятия синергетических эффектов первого, второго порядков.

Синергетические эффекты первого порядка отражают превышение прогнозной рыночной стоимости действующего инновационного предприятия над суммарной текущей рыночной стоимостью его активов за вычетом обязательств и обусловлены эффективной организацией внутрифирменных механизмов управления.

Синергетический эффект первого порядка (S_1 - взаимодействие отдельных подразделений в системе предприятия):

$$S_1 = VE - \sum_i VA_i - D \,, \qquad (1)$$

где VE – прогнозная рыночная стоимость действующего инновационного предприятия; VA_i – текущая рыночная стоимость i-го актива предприятия; D – заемный капитал (обязательства) предприятия.

Синергетическим эффектом второго порядка (S_2 – является взаимодействие в корпоративно-интегрированных структурах):

$$S_2 = VC - \sum_j VE_j - c \,, \qquad (2)$$

где VC – прогнозная рыночная стоимость корпорации; VE_j – текущая рыночная стоимость j-го предприятия, входящего в состав корпорации; c – затраты на создание корпорации.

Синергетический эффект третьего порядка (S_3) появляется при горизонтальной кооперации предприятий – стратегический альянс - работающих на рынке одной страны, который представляет собой систему следующего уровня.

Синергетическим эффектом третьего порядка (S_3 является взаимодействие предприятий в стратегическом альянсе):

$$S_3 = VE - \sum_n VC_n - c \,, \qquad (3)$$

где VE – прогнозная рыночная стоимость альянса, VC_n – стоимость n-го предприятия, входящего в альянс, n – количество предприятий, входящий в альянс, c – координационные издержки на поддержание альянса.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Синергетический эффект четвертого порядка (S_4) отражает превышение стоимости международного альянса над суммарной стоимостью альянса предприятий сотрудничающих стран и обусловлен сотрудничеством групп компаний на мировых рынках.

Синергетическим эффектом четвертого порядка (S_4) является взаимодействие групп альянсов на международном уровне:

$$S_4 = VE - (\sum_i VC_i + \sum_j VC_j) - c\ , \qquad (4)$$

где VE – прогнозная рыночная стоимость международного альянса, VC_i – рыночная стоимость группы альянсов i-ой страны, VC_j – рыночная стоимость группы альянсов j-ой страны, c – координационные издержки на международном уровне.

Введенные понятия синергетических эффектов 1-4 порядков позволяют расширить классификацию нематериальных активов и усовершенствовать схему их оценки при расчете рыночной стоимости инновационного предприятия, или проекта реализуемого группой компаний.

Таким образом, в рыночную стоимость предприятия или проекта, который может быть реализован как одним, так и несколькими предприятиями, необходимо включать стоимость нематериальных активов, которые на первый взгляд можно представить следующим образом:

$$C_{HMA}=C_{HMA\ (бух)}+S_1+S_2+S_3+S_4+E, \qquad (5)$$

где C_{HMA} – стоимость нематериальных активов;
$C_{HMA(бух)}$ – стоимость нематериальных активов, (которые далеко не всегда отражаются в бухгалтерской отчетности), однако это может быть сделано в соответствии с методикой, разработанной автором в [1].
S_1, S_2, S_3, S_4 – синергетический эффекты 1-4го порядков, обусловленный взаимодействием отдельных подразделений в системе предприятия;
E – экстерналии (внешние эффекты), частично контролируемые менеджментом предприятия.[1]

Следует заметить, что соотношение (5) дает лишь грубую оценку, т.к. не учитывает вероятностный характер параметров, определяющих стоимость активов. Предприятия, входящие в альянс, работают в общем технико-экономическом пространстве параметров, которые можно разбить на две группы: технические ($\overline{Т}$) и экономические ($\overline{Э}$). Пространства эти пересекаются, как показано на рис.1.

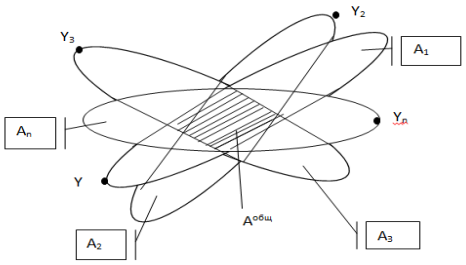


Рис. 1. Граф-схема активов альянса.

Fig.1. Scheme of alliance assets

В случае, если альянсом производится какое-либо изделие, в число параметров Yобщ входят, по крайней мере, технические параметры изделия. Наличие общих параметров, присущих всему альянсу, и независимых параметров, характеризующих одно из предприятий, является причиной коррелированности их активов. В этом случае для расчета вероятности активов альянса нельзя использовать простое перемножение безусловных вероятностей активов отдельных предприятий. Формула для расчета вероятности активов альянса будет выглядеть как:

$$P_a=P_1\cdot P_{2/1}\cdot P_{3/1,2}\cdot\ldots\cdot P_{n/1,\ldots n-1}; \qquad (6)$$

$P_{2/1}$,$P_{3/1,2}$ – условные вероятности активов соответствующих предприятий, сама вероятность P_a будет условной.

Для решения такой задачи предложен алгоритмический метод, позволяющий получить численное значение Ра для любых распределений активов предприятия $\varphi(\overline{Т})$, $\varphi(\overline{Э})$ и наличия корреляционных связей между ними, характеризующихся матрицей коэффициентов корреляции [r_{ij}] [3].

III. Заключение

Для эффективного решения задач по повышению надежности элементной базы полупроводниковой СВЧ электроники и аппаратуры космического назначения образован стратегический альянс из предприятий ООО «НПП «Технологические инновации», ОАО «Светлана», МГТУ им. Н.Э. Баумана, позволяющий получить синергетический эффект и на высоком техническом уровне решать поставленные задачи. Некоторые результаты этой деятельности представлены в работах [4-6]. ООО «НПП «Технологические инновации» специализируется в разработке микроконтроллеров, заказных микросхем. МГТУ им. Н.Э. Баумана занимается исследованием многослойных наноразмерных полупроводниковых резонансно-туннельных гетероструктур, их надежности и применений в радиоэлектронике. ОАО «Светлана» занимается проектированием и производством стойкой компонентной базы СВЧ электроники.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России (Соглашение № 14.574.21.0116, уникальный номер RFMEFI57414XO113).

IV. References

[1] Drogovoz P.A. Value-based management of innovative enterprise / edited by T.G. Sadovskaya. – Moscow, BMSTU, 2007. – 240 p.

[2] Damodaran A. Investment evaluation: Instruments and evaluation methods of any assets – Moscow. – Alpina Business Books, 2008. – 1340 p.

[3] Gudkov A.G., Gorlacheva E.N., Omelchenko I.N. Strategic Technological Alliances // Nonlinear world. – 2011. - #4. – P.43-54.

[4] Vyuginov V.N., Gudkov A.G., Dobrov V.A., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. Account of inheritable characteristics in terms of complex technological optimization of MMIC. 2011 21th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Yechnology” (CriMiCo’2011). Sevastopol, 2011, pp.709

[5] Gudkov A.G., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. Account Application of complex technological optimization for monolithic circuits designing. 200818th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Yechnology” (CriMiCo’2008). Sevastopol, 2008, pp.535-536

[6] Gudkov A.G. Complex technological optimization of microwave devices. 200717th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Yechnology” (CriMiCo’2007). Sevastopol, 2007, pp.521-522

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF AN ADAPTIVE ALGORITHM FOR DETERMINING CRITICAL PARAMETER CHANGES OF ANIMALS IN THE INFORMATION CONTROL SYSTEM OF LIVESTOCK ENTERPRISES

Antonov L. V.
Murom Institute (branch) Federal state budgetary Educatioal Institution of Higher Professional Education "Vladimir State University named after Alexader Grigoryevich and Nickolay Grigoryevich Stoletovs"
23,Orlovskaya street.,Murom, Vladimir reg.
602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77124, e-mail: levantonov@yandex.ru

Abstract — The task of determining the unexpected deviations values from the normal range of the production characteristics are shown in the paper. Algorithm based on the least squares method, which allows to increase the efficiency and accuracy of problematic situations identification in the enterprise developed in the work.

РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА ОТСЛЕЖИВАНИЯ КРИТИЧЕСКИХ ИЗМЕНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЖИВОТНЫХ В ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЖИВОТНОВОДЧЕСКИМ ПРЕДПРИЯТИЕМ

Антонов Л. В.
Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
ул. Орловская, д.23, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77124, e-mail: levantonov@yandex.ru

Аннотация — В статье рассматривается задача своевременного определения резких отклонений значений производственных характеристик от нормальных значений. Разрабатывается алгоритм, на основе метода наименьших квадратов, позволяющий повысить оперативность и точность идентификации проблемных ситуаций на производстве.

I. Введение

Для детального контроля над состоянием животных в автоматизированных системах управления современным животноводческими предприятиями выполняется анализ данных с большого количества датчиков и оборудования. Доильные залы хорошо автоматизированы и роботизированы, что позволяет фермерам принимать правильные управленческие решения, улучшать качество производства и снижать затраты. В большинстве случаев системы автоматизированного доения и управления предприятием включают в себя подсистемы мониторинга состояния животных, в том числе автоматического отслеживания периодов осеменения.

На современных животноводческих предприятиях остро стоит задача определения послеродовой охоты (течки) у коров. Подобные состояния скота необходимо отслеживать на ранних стадиях их возникновения: очень важно как можно раньше отследить этот период, так как в течение него вероятность успешного оплодотворения выше.

Традиционно наступление половой активности животного определяется сравнением уровня гормона прогестерона с допустимым порогом, который обычно составляет 3 нг/мл [1,2]. Данный способ первоначально был предложен в работе [2]. Но проблема заключается в том, что не на всех современных предприятиях имеется возможность идентификации периода для осеменения с помощью гормонального анализа. Эффективность различных типов устройств в плане точности выявления течки составляет от 50 до 91%. Тем не менее, существующие методы и алгоритмы не способны предоставить оператору данные о верно выявленных случаях охоты животного с точностью идентификации более 90% без большого числа ложного срабатывания алгоритма, которое приближается к 50%. Таким образом, необходима разработка алгоритма существенно сокращающего процент случаев ложной идентификации случаев охоты животного.

II. Основная часть

Целью работы является разработка алгоритма автоматического мониторинга периодов охоты на основе анализа значений ежедневной активности коров; исследование алгоритма на реальных производственных данных об активности и его апробация для работы с данными других датчиков для своевременного выявления критических отклонений значений показателей жизнедеятельности в других производственных задачах.

На стабильном участке график ряда значений ежедневной активности можно разложить на две составляющие: тренд и отклонение от тренда. Взаимодействие между собой регулярных составляющих может быть представлено как аддитивная комбинация:

$$Y(t) = T(t) + E(t), \qquad (1)$$

где *Y(t)* – значение активности в день измерения t; *T(t)* – тренд активности в этот день; *E(t)* – отклонение от тренда.

Тренд характеризует основную тенденцию изменения суточной активности животного во времени. Известно, что прямая линия на плоскости определяется двумя параметрами k и b, поэтому с учетом этих

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

приближений, математически тренд будет описан следующей формулой:

$$T(t) = k_t t + b_t, \quad (2)$$

где k_t и b_t- коэффициенты прямой линии-тренда на ретроспективном периоде, заканчивающемся в день t.

Для аппроксимирования функций по значениям временного ряда широко используется метод наименьших квадратов. Применяя его к решаемой задаче, можно найти такие значения коэффициентов k и b, при которых линия тренда будет максимально приближена к точкам значений ряда. Математическим условием реализации метода является минимизация суммы квадратов отклонений ежедневной дистанции от трендовой линии:

$$\sum_t (Y(t) - T(t))^2 \to \min \quad (3)$$

Зная параметры трендовой линии можно предсказать наиболее вероятное значение активности в следующий за текущим отчетный день. Ожидаемое прогнозное значение будет ориентиром для обнаружения предельно высокой или низкой активности. Отклонения, которые не будут считаться допустимыми, предлагаем устанавливать в соответствии с правилом трех сигм относительно статистических характеристик трендовой линии.

Примем за x - текущий день наблюдения за особью. Пусть D - количество дней в ретроспективном периоде. В соответствии с математической моделью был разработан алгоритм поиска всплесков и провалов параметра животного, сигнализирующих о вероятных проблемах с ним в текущий момент времени. Он состоит из следующих этапов:

1. Используя метод наименьших квадратов, определяются коэффициенты k_x и b_x прямой линии - тренда изменения исследуемого параметра на ретроспективном промежутке [x-D, x-1], удовлетворяющие условию (3). 2. Рассчитываются значения функции $T(t) = k_x t + b_x$ на ретроспективном периоде [x-D, x-1]. 3. Из формулы (1) рассчитываются значения функции $E(t)$ на ретроспективном периоде. 4. По формуле (2) определяется ожидаемое прогнозное значение параметра для текущего дня $T(x)$. 5. Оценивается среднеквадратическое отклонение σ значений функции $E(t)$ на ретроспективном периоде. 6. Если $Y(x)$-$T(x)$>3σ, то сигнализируется о всплеске значения параметра. 7. Если $T(x)$-$Y(x)$>3σ, то сигнализируется о резком падении значения параметра.

На рисунке 1 визуально показаны пороги, полученные разработанным адаптивным алгоритмом. Можно наблюдать, что за эти границы выходят только значения сильных всплесков и провалов, характерных для изменения состояния коров.

В исследовании обрабатывались данные, полученные со 100 коров в течение приблизительно 330 дней с датчиков измерения пяти параметров.

Результаты работы алгоритма оценивались по четырем критериям, часто применяемых при сопоставлении экспертных эталонных результатов поиска с алгоритмическими: полнота, точность, F-мера и ошибка идентификации отклонения (таблица 1).

Полнота характеризует способность системы находить критические отклонения параметра, без учета тех, которые система найти не смогла. Точность работы алгоритма показывает способность находить такое же число отклонений, которое указал эксперт. F-мера является гармоническим средним полноты и точности. Ошибка отображает долю неправильно классифицированных алгоритмом отчетов по отношению к их общему числу.

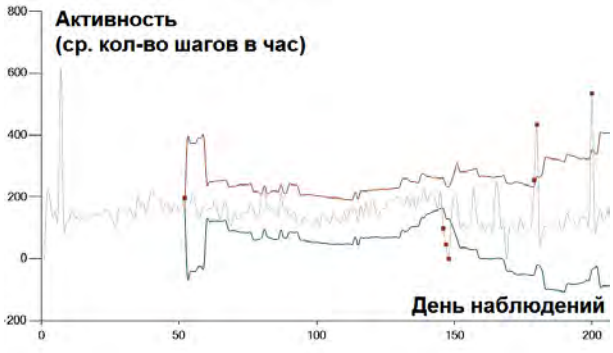


Рис. 1. Результаты работы алгоритма выявления отклонений значений ежедневной активности животного.

Fig. 1. The result of the algorithm to identify deviations of the daily activity of animal

Таблица 1. Экспериментальная оценка алгоритма выявления всплесков.

Table 1. Experimental evaluation algorithm for detection of deviations

Параметр (Parameter)	Полнота (Recall)	Точность (Precision)	F-мера (F-measure)	Ошибка (error)
Среднесуточная активность (Average daily activity)	92,8%	94,9%	93,8%	0,34%
Вес животного (Animal weight)	98,9%	89,7%	94,1%	0,35%
Электропроводность (Conductivity)	98,0%	93,5%	95,7%	0,26%
Время доения (Milking time)	94,9%	97,9%	96,4%	0,23%
Ежедневный надой (Daily milk yield)	94,7%	98,2%	96,5%	0,23%

III. Заключение

В работе получен новый алгоритм идентификации внеплановых всплесков значений параметров производственных данных животноводческого предприятия, основанный на применении правила трех сигм по отношению к разности исходного и аппроксимированного временных рядов. Процент ошибки определения периодов отклонения от нормы составляет менее одного, что в значительной степени ниже показателей систем-аналогов. Численная оценка полноты и точности работы алгоритма больше 90% применительно ко всем параметрам исследования, что является высоким показателем для потенциального внедрения на предприятие.

IV. References

[1] Bulman D.C., Lamming G. E. Milk progesterone levels in relation to conception, repeat breeding and factors influencing acyclicity in dairy cows. *J. Reprod Fertil*, 1978, v. 54, pp. 447-458.

[2] Ismael A., Strandberg E., Kargo M., Fogh A., Løvendahl P. Estrus traits derived from activity measurements are heritable and closely related to the time from calving to first insemination. *Journal of Dairy Science*, 2015, v. 98(5), pp. 3470–3477.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE POSITION INDICATION ALGORITHM FOR MOVING OBJECTS IN DIGITAL IMAGES

Fomin S. P.
Murom Institute (branch) of Vladimir State University the name of Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov
23, Orlovskaya st., Murom, 602264, Russian Federation
Ph.: (49234) 77-1-01, e-mail: oid@mivlgu.ru

Abstract — The paper describes topicality of the development and implementation of the localization character marks on the object being transported by overhead crane. An overview of current algorithms analogues are fully described. A comparative analysis reveals the strengths and weaknesses of the algorithms are presented. Tests of the proposed algorithm under different conditions, which allow to determine performance metrics are produced.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ОБЪЕКТА НА ЦИФРОВОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

Фомин С. П.
Муромский институт (филиал) Государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», г. Муром
Ул. Орловская, д. 23, Муром, Владимирская обл., 602264, Россия
тел.: (49234) 77-1-01, oid@mivlgu.ru

Аннотация — В работе раскрывается актуальность разработки и внедрения системы локализации символьной метки на транспортируемом объекте мостовым краном. Производится обзор актуальных алгоритмов аналогов. Проводится сравнительный анализ, выявляются сильные и слабые стороны алгоритмов. Проводится тестирование предложенного алгоритма в разных условиях, в которых определяются показатели производительности.

I. Введение

Одна из динамично развивающихся направлений являются системы технического зрения (СТЗ), которые используются в самых разный отраслях промышленности и сфер деятельности. Их применение позволяет заменить человека, в условиях его опасности и вредных зон нахождения на предприятии. При этом исключают ряд человеческих факторов, увеличивая эффективность и безопасность системы в целом.

Целью данной работы является сравнительный анализ алгоритмов локализации символьной метки на объекте транспортируемом мостовым краном.

В качестве исследуемого объекта является продукция (слябы) ОАО «Выксунский металлургический завод» (ОАО «ВМЗ»). Идентифицирующиеся заготовки представляют собой металлические слябы длиной от 4 до 7 метров и толщиной до 40 см с закрепленной на боковой стороне маркировкой. Слябы перемещаются с помощью промышленного крана с длиной троллея 32 метра, таким образом, что закрепленный груз может находиться на расстоянии от 3 до 16 метров до ближайшей опоры и на высоте до 8 метров, что значительно затрудняет задачу локализации маркера (рис. 1).

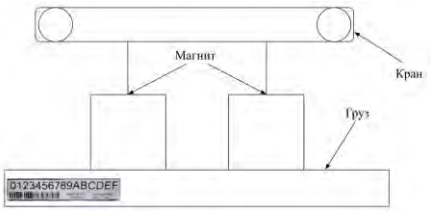


Рис. 1. Схема крана с перемещаемой заготовкой.
Fig. 1. Scheme crane with moving workpiece

Процесс локализации осложняют и другие факторы, такие как: малая освещенность, возможная зашумленность изображения и т.д.

II. Основная часть

Были выделены три алгоритма локализации изображения:

1. Алгоритм поиска максимума кросскорреляционной функции двух изображений(АПМКФ)
2. Обнаружение устойчивых признаков изображения: метод SURF.
3. Обнаружение особых точек и их дескрипторов: метод SIFT.

Сравнение алгоритмов, их характеристики, приведены в таблице ниже.

В ходе анализа были сформированы следующие требования:

– эффективность выше 90%;
– высокое быстродействие, менее 1 секунды;
– возможность локализации непрерывно, в видеопотоке;
– инвариантность масштабам метки;
– невысокая вычислительная сложность алгоритма;
– малые требования к аппаратной части;
– угол наклона метки более 20°.

Для того, чтобы достоверно и быстро идентифицировать переносимое магнитным краном изделие необходимо получить изображение переносимого им груза. Для этого целесообразно локализовать сам магнитный кран, а затем получить изображение переносимого им груза путём вычисления его координат. Для решения поставленной задачи была выбрана маркировка, состоящая из чередующихся горизонтальных черных и белых полос – «Зебра».

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Таблица 1. Сравнительная таблица алгоритмов

Показатель	АПМКФ	SURF	SIFT
Эффективность, в %	87	91	90
Время, в секундах	0,5	1,17	0,78
Инвариантность	Устойчив к масштабированию, средние показатели при зашумленном изображении	Не инвариантен к масштабу, низкие показатели при зашумленном изображении	Устойчив к масштабированию, высокие показатели при зашумленном изображении
Угол наклона метки	Не устойчив к поворотам менее 5°	Слабоустойчив к поворотам менее 15°	Устойчив более 40°
Эффективность при малоконтрастном изображении	Малая эффективность	Средняя эффективность	Высокая эффективность

Работу разработанного алгоритма можно представить последовательностью четырех шагов:

1. Производится поиск максимального всплеска яркости на изображении путем анализа матриц-столбцов яркостей входного изображения с заданным шагом.
2. Найденная матрица-столбец переводится в матрицу яркости с нарастающим итогом, путем интегрирования;
3. Производится дифференцирование значений в получившейся матрице;
4. Находится максимальное значение матрицы.

Результатом работы алгоритма являются координаты расположения метки на изображении. Локализация символьной метки происходит по аналогичному алгоритму, где для поиска максимального всплеска яркости берутся не матрицы-столбцы а матрицы-строк.[5,6] Лабораторная установка является физической моделью системы идентификации производимой продукции (рис. 2).



Рис. 2. Схема макета автоматической системы распознавания (АСР) маркеров на слябе

Макет АСР состоит из следующих модулей:

– ЭВМ(ноутбук).
– Процессор – Core 2 duo (2.2ghz);
– Оперативной память 2gb;
– Графический процессор – интегрированный (gma500);
– Камера. 5 мегапикселей(1280x1024)
– Маркер «Зебра»
– Маркер имеет размер 297мм x 105 мм.

Этапы работы установки:

1. Камера, подключенная к ЭВМ(ноутбуку);
2. Блок получения изображения получает с камеры видеопоток;
3. Из полученного изображения считывается светлотная составляющая;
4. Изображение поступает в блок распознавания первого маркера(зебры);
5. На полученном изображении выделяется область интереса;
6. Осуществляется поиск второго маркера;
7. На экран ЭВМ(ноутбука) производится вывод результата.

Исходя из данных полученных в ходе исследования, построим график идентификации рис. 3:

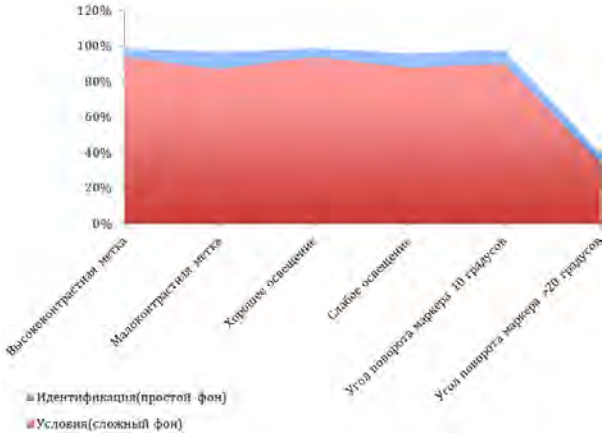


Рис. 3. график идентификации

На основе графика можно судить о высокой эффективности данного алгоритма.

III. Заключение

По результатам исследований, алгоритмы имеют свои преимущества и недостатки, как следствие все они имеют свою область применения, но ни один из алгоритмов не обладает универсальностью. В следствии этого, ни один из рассмотренных алгоритмов не соответствует требованиям, для локализации символьной метки на объекте транспортируемом мостовым краном. Поэтому был разработан собственный метод локализации. Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 13-07-00845 и в рамках финансирования базовой части государственного задания в сфере научной деятельности ВлГУ. Произведены экспериментальные исследования алгоритма, которые показали высокие скорости алгоритма и достоверности локализации символьной метки на объекте транспортируемом мостовым краном.

IV. References

[1] Gruzman I.S. Cifrovaja obrabotka izobrazhenij v informacionnyh sistemah [Текст] 2000, p. 168.
[2] Obnaruzhenie ustojchivyh priznakov izobrazhenija: metod SURF – 2013.URL: http://habrahabr.ru/post/103107/ (15.03.14)
[3] Callmer, J Autonomous Localization in Unknown Environments // 2013. –197 c.
[4] SURF: Speeded Up Robust Features 2013. URL: http://www.vision.ee.ethz.ch/~surf/eccv06.pdf (дата обращения 15.03.14)
[5] Orlov A.A.,Astafiev A.V. Metod obedinenija rezultatov algoritmov cifrovoj lokalizacii simvolnyh markirovok [Scientific and Technical Gazette Volga] 2013. No 6.
[6] Orlov A.A.,Astafiev A.V. Realizacija i primenenie algoritma cifrovoj lokalizacii izobrazhenij simvol'nyh metok na osnove analiza skorosti izmenenija jarkosti [Modern problems of science and education], Murom, 2012. No 6.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MODELLING OF A MASS SERVICE SYSTEM WITH PRIORITIES

Dosanova Sh. H., Karamishev A. S., Samusevich G. A.
Ural federal university named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
«Institute of radioelectronics and information technologies»
32, Mira street, Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russian Federation
Ph.:(343) 3759726, e-mail: rts@rtf.ustu.ru

Abstract — Application of the principles of modeling of dynamic stochastic systems is shown in the course of creation of model of system of mass service with priorities. Single-channel system with two flows of entrance demands. One stream has a relative priority in relation to the second flow of demands. The system has not restrictions on stay of demands in turn and in system. The software product of model of system with use of a universal programming language C ++ is developed. Results of work of model are shown on the given example.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ С ПРИОРИТЕТАМИ

Досанова Ш. Х., Карамышев А. С., Самусевич Г. А.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
«Институт радиоэлектроники и информационных технологий»
32, ул. Мира, г. Екатеринбург, Свердловская обл., 620002, Россия
тел: (343) 3759726, *e-mail: rts@rtf.ustu.ru*

Аннотация — Применение принципов моделирования динамических стохастических систем демонстрируется в процессе создания модели системы массового обслуживания с приоритетами. Одноканальная система с двумя потоками входных заявок. Один поток имеет относительный приоритет по отношению ко второму потоку заявок. Система не имеет ограничений на пребывания заявок в очереди и в системе. Разработан программный продукт модели системы с использованием универсального языка программирования С++. Результаты работы модели демонстрируются на приведенном примере.

I. Введение

Представляется стохастическая модель одноканальной системы массового обслуживания (СМО) с двумя типами входных заявок. Заявки типа I имеют относительный приоритет по отношению к заявкам типа II.

Разрабатываемый программный продукт предназначен для создания двух лабораторных работ:

1. Лабораторная работа для студентов бакалавриата для изучения влияния относительного приоритета на эффективность СМО. Дисциплина – «Основы теории массового обслуживания».

2. Лабораторная работа для студентов магистратуры предполагает изучение принципов моделирования стохастических динамических процессов. Дисциплина – «Методы моделирования и оптимизации».

II. Основная часть

Рассматривается одноканальная система массового обслуживания с приоритетами. Потоки входных заявок и обслуживания являются простейшими. Система имеет раздельные накопители (очереди). Программный продукт предусматривает возможность задавать число входных приоритетных заявок и, следовательно, время работы модели, что позволяет изучать эффективность рассматриваемой системы, как в ходе переходного процесса, так и в установившем режиме ее работы.

Модель характеризуется достаточно большим набором входных и особенно выходных параметров системы. Это позволяет проводить широкий круг исследований в ходе проведения лабораторных работ.

Алгоритм моделирования этой системы использует «принцип последовательной проводки заявок». В этом случае последовательно воспроизводятся истории отдельных заявок в порядке их поступления в систему.

В процессе моделирования рассматриваемой системы необходимо сформировать (с применением датчика случайных чисел) три независимые последовательности квазислучайных чисел с показательным законом распределения, описывающих два входных потока и поток обслуживания заявок [1].

Итак, задается максимально возможное число заявок M. Формируется цикл ($j \in [1,\ldots, M]$), на каждом шаге которого определяется момент времени прихода очередной приоритетной j-ой заявки. Сложнее определяется момент времени прихода очередной неприоритетной ψ-ой заявки. В том случае, когда $\psi>j$ моменты времени прихода неприоритетных заявок приходится вычислять заранее до момента времени t_j.

Если к моменту прихода заявки типа I канал свободен, она встает на обслуживание. Формируется функция ОБС1. С ее помощью определяется момент времени освобождения канала и значения текущих показателей эффективности системы.

Если момент времени прихода заявки типа I больше, а момент времени прихода заявки типа II меньше момента времени освобождения канала от обслуживания предыдущей заявки, то на обслуживание встает заявка типа II. С использованием функции ОБС2 определяется момент времени освобождения канала и значения текущих показателей эффективности системы.

Если моменты времени прихода заявок типа I и типа II больше момента времени освобождения канала от обслуживания предыдущей заявки, то на обслуживание встает та заявка, у которой меньше значение момента времени ее прихода в систему.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Если в момент времени прихода заявки типа любого типа, канал занят, соответствующая заявка попадает в соответствующий накопитель (очередь).

Если после обслуживания заявки типа II канал обслуживания остается свободным, то необходимо проверить, нет ли такой заявки типа I, которая могла бы быть обслужена. Далее продолжается проверка наличия допустимых заявок пока в систему не придет новая заявка [2].

Поскольку моменты времени прихода заявок случайны, то следует учесть, что в какие-то моменты времени число заявок типа II может быть как меньше, так и больше числа заявок типа I. В последнем случае, как уже отмечалось, моменты времени прихода заявок типа II приходится определять заранее до прихода новой заявки типа I.

Итак, по описанному выше достаточно сложному алгоритму определяется, какая из заявок должна поступить на обслуживание, время работы канала и время его простоя. На каждом шаге итерационного процесса осуществляется расчет текущих показателей эффективности системы: значения времен пребывания заявок в очереди, моментов времени окончания обслуживания и времен пребывания заявок в системе [3].

На этом действие цикла заканчивается, определяется время работы модели t_{max}, расчет и вывод на экран дисплея результирующих показателей эффективности системы.

Результирующие показатели эффективности, вычисляются после окончания процесса моделирования для момента времени $t_{max} = t_M$ (т. е. после окончания цикла по *j,* когда *j = M*):

- $P_{\text{обс}} = \frac{c_1 + c_2}{M}$ – вероятность обслуживания;
- $k_{\text{з}} = \frac{T_{\text{обс}}}{T_{\max}}$ – коэффициент загрузки системы;
- $k_{\text{прос}} = \frac{T_{\text{прос}}}{T_{\max}}$ – коэффициент простоя системы;
- $T_{\text{ож}} = T_{\text{ож}}^1 + T_{\text{ож}}^2$ – суммарное время пребывания заявок в очереди;
- $T_{\text{преб}} = T_{\text{преб}}^1 + T_{\text{преб}}^2$ – суммарное время пребывания заявок в системе.

Работа модели системы иллюстрируется на конкретном примере. Приводятся входные данные для модели. Результаты моделирования представлены в таблице 1.

Входные данные:

- число циклов итерационного процесса M=6;
- интенсивность потока обслуживания L3=5;
- интенсивность потока приоритетных заявок L1=3;
- интенсивность потока неприоритетных заявок L2=3.

Таблица 1. Результирующие показатели эффективности системы

Результирующие показатели эффективности системы		
Время работы СМО		
Максимальное число приоритетных заявок	7	6
Номер приоритета заявки	1	2
Число обслуженных заявок	6	6
Время пребывания заявок в канале обслуживания	1.03	1.05
Время пребывания заявок в очереди	0.74	1.74
Время пребывания заявок в системе	1.77	2.79
Время простоя канала обслуживания	0.20	0.20

III. Заключение

1. Анализ показателей эффективности даже для приведенной с небольшим временем работы системы показывает явное преимущество при обслуживании системой заявок I по сравнению с обслуживанием заявок II.

2. Время пребывания приоритетных заявок в очереди в 2 раза меньше чем не приоритетных.

3. Время пребывания приоритетных заявок в системе в 1.5 раза меньше чем не приоритетных.

IV. References

[1] *Советов Б.Я., Яковлев С.А.* Моделирование систем: Учеб. для бакалавров *Б.Я.Советов, С.А.Яковлев:*- М.: Юрайт, 2012. – 343с.:

[2] *Самусевич Г.А.* Основы теории массового обслуживания: Конспект лекции / *Г.А.Самусевич*. Екатеринбург: Изд-во ГОУВПО-УГТУУПИ, 2005.102С.

[3] *Измайлов А.Ф.* Численные методы оптимизации: Учеб. пособие *А.Ф.Измайлов, М.В.Солодов*. – М.:ФИЗМАТЛИТ.2003.-304 с.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE TWO-PHASE SYSTEM OF MASS SERVICE

Temirhankyzy S., Samusevich G. A.
Ural federal university named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
«Institute of radioelektronics and information tehnologies»
32, Mira street, Yekaterinburg, Sverdlovsk reg., 620002, Russia Federation
ph.: (343) 3759726, e-mail: rts@rtf.ustu.ru

Abstract — Summary: is considered the model of two-phase system of mass service with restrictions on time of stay of the demand, both in turn, and in system. The unregulated arrangement of two channels of service. Channels of different productivity (throughput). The simplest, are the entrance stream and streams of service.

ДВУХФАЗНАЯ СИСТЕМА МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

Темирханкызы С., Самусевич Г. А.
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
«Институт радиоэлектроники и информационных технологий»
32, ул. Мира, г. Екатеринбург, Свердловская обл., 620002, Россия
тел: (343) 37597 26, e-mail: rts@rtf.ustu.ru

Аннотация — Рассматривается модель двухфазной системы массового обслуживания с ограничениями на время пребывания заявки, как в очереди, так и в системе. Неупорядоченное расположение двух каналов обслуживания. Каналы разной производительности. Простейшими являются входной поток и потоки обслуживания.

I. Введение

За последние десятилетия в самых разных областях практики возникла необходимость в решении своеобразных вероятностных задач, связанных с работой различных систем, которые можно рассматривать как системы массового обслуживания. Примерами таких систем могут служить: телефонные станции, ремонтные мастерские, билетные кассы, справочные бюро, и т. п. Каждая такая система состоит из какого-то числа обслуживающих единиц, которые называются «каналами» обслуживания. В качестве каналов могут фигурировать: линии связи; лица, выполняющие те ли иные операции; различные приборы и т. п. Системы массового обслуживания могут быть как одно- так и многоканальными. Двухфазная система массового обслуживания предназначены для выполнения некоторого полного цикла обслуживания одной заявки, когда по различным причинам этот цикл целесообразней разделить на две фазы. В качестве подсистем СМО на каждой фазе обслуживания будем рассматривать одно- и многоканальные системы с ограничениями на время пребывания заявки, как в очереди, так и в системе [1].

II. Основная часть

Двухфазная система массового обслуживания, состоит из двух последовательно соединенных отдельных подсистем массового обслуживания, причем входящий поток каждой последующей подсистемы является выходящим потоком предыдущей [2].

Цель моделирования – анализ качества функционирования системы, используя показатели эффективности.

Алгоритм моделирования этой системы использует «принцип последовательной проводки заявок». В этом случае последовательно воспроизводятся истории отдельных заявок в порядке их поступления в систему.

Представляется стохастическая модель двухфазная система массового обслуживания (СМО) с ограничениями на время пребывания заявки, как в очереди, так и в системе. Поток входных заявок и оба потока обслуживания являются простейшими. Имеется возможность задать наибольшее число входных заявок и, следовательно, время работы модели, что позволяет изучать эффективность рассматриваемой системы, как в ходе переходного процесса, так и в установившем режиме ее работы.

Разработанный программный продукт предназначен для создания двух лабораторных работ:

1. лабораторная работа для студентов бакалавриата. Дисциплина – «Основы теории массового обслуживания».

2. лабораторная работа для студентов магистратуры предполагает изучение принципов моделирования стохастических динамических процессов. Дисциплина – «Методы моделирования и оптимизации».

Модель характеризуется достаточно большим набором входных и особенно выходных параметров системы. Это позволяет проводить широкий круг исследований в ходе проведения лабораторных работ.

В процессе моделирования рассматриваемой системы необходимо сформировать с применением датчика случайных чисел три последовательности квазислучайных чисел с показательным законом распределения, описывающих входной поток и два потока обслуживания заявок.

Время ожидания в очереди ограничено величиной $t_{\text{ож max}}$. Если по истечении этого срока заявка не поступила на обслуживание, то она покидает систему не обслуженной. Так же ограничено время пребывания заявки в системе (в очереди и в узле обслуживания) величиной $t_{\text{преб max}}$. Если окажется, что совместное время пребывания заявки в системе превышает указанную величину, то она покидает систему необслуженной.

Задается максимально возможное число заявок *M*. Формируется цикл, на каждом шаге которого определяется момент времени прихода очередной заявки и по определенным правилам определяется номер канала обслуживания этой заявки, время его работы и простоя. Если к моменту прихода заявки

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

оба канала заняты, заявка встает в очередь. Вычисляется значение времени пребывания заявки в очереди, момента времени окончания обслуживания и время пребывания заявки в системе.

Осуществляется проверка действия ограничений и расчет текущих показателей эффективности системы. На этом действие цикла заканчивается, определяется время работы модели, расчет и вывод на экран дисплея результирующих показателей эффективности системы.

Результирующие показатели эффективности, вычисляются после окончания цикла по *j* (когда *j* = *M*) для момента времени $T_{\max} = t_M$.

$P_{\text{обс}} = \frac{b}{M}$ – вероятность обслуживания;

$P_{\text{отк}} = \frac{c+d}{M}$ – вероятность отказов, вызванных ограничением на время пребывания заявки в очереди и на время пребывания заявки в системе;

$k_{\text{з}} = \frac{1}{2}\left[\frac{T^1_{\text{обс}} + T^2_{\text{обс}}}{T_{\max}}\right]$ - коэффициент загрузки системы;

$k_{\text{прос}} = \frac{1}{2}\left[\frac{T^1_{\text{прос}} + T^2_{\text{прос}}}{T_{\max}}\right]$ - коэффициент простоя системы;

$T_{\text{ож}}$ – суммарное время пребывания заявок в очереди.

$T_{\text{преб}}$ – суммарное время пребывания заявок в системе.

В табл.1 приведенные значения входные данных одного из вариантов модели системы.

Таблица 1

Входные данные		
Номер фазы системы	1 фаза	2 фаза
Число циклов итерационного процесса	M=35	M=29
Интенсивность потока обслуживания 1-го канала	μ_1=3	μ_1=2
Интенсивность потока обслуживания 2-го канала	μ_2=3	μ_2=4
Интенсивность потока входных заявок	λ =5	λ =3
Допустимое время пребывания заявки в очереди	$t_{\text{ож.max}}$=0.3	$t_{\text{ож.max}}$=0.3
Допустимое время пребывания заявки в системе	$t_{\text{преб.max}}$=0.7	$t_{\text{преб.max}}$=0.7

В табл. 2 содержит значения результирующих показателей эффективности системы.

Таблица 2

Результирующие показатели эффективности системы		
Номер фазы системы	1 фаза	2 фаза
Число входных заявок	M=35	M=29
Число обслуженных заявок	C[1]=16 C[2]=13	C[1]=9 C[2]=14
Число необслуженных заявок из-за ограничения на время пребывания в очереди	CC[1]=0 CC[2]=1	CC[1]=0 CC[2]=0
Число необслуженных заявок из-за ограничения на время пребывания в системе	d=5	d=6
Суммарное время обслуживания заявок	$T_{\text{обс.}}$= 4,96	$T_{\text{обс.}}$=4.57
Суммарное время каналов обслуживания	$T_{\text{прос.}}$=3,06	$T_{\text{прос.}}$=28.65
Время пребывания заявок в очереди	$T_{\text{ож.}}$=2,005	$T_{\text{ож.}}$=0
Время пребывания заявок в системе	$T_{\text{преб.}}$=11,9	$T_{\text{преб.}}$=9.13
Вероятность обслуживания	$P_{\text{обс}}$=0,83	$P_{\text{обс}}$=0.79

Число входных заявок первый фазы M=35, а второй фазы - Результирующие показатели эффективности системы - M=29, потому что не обслуженными из первой фазы одна заявка ушла из-за ограничения на время пребывания в очереди, а пять заявок ушли из системы из-за ограничения на время пребывания в системе.

III. Заключение

Программа модели двухфазный системы разработана с использованием языка программирования Си++. Работа будет продолжена, чтобы сформировать программный продукт для проведения лабораторных работ. Для этого необходимо сформировать диалоговый режим работы системы.

IV. References

[1] Ю.Тихоненко О. М. Модели массового обслуживания в информационных системах: Учебное пособие для вузов. - Минск: "Технопринт", 2003. - 326 с.

[2] Яковлев С.А. Моделирование систем массового обслуживания: Учеб. пособие/СПбГЭТУ.-СПб. ,1995.

[3] Самусевич Г.А. Основы теории массового обслуживания**:** учебное пособие / Г.А. Самусевич. Екатеринбург: УГТУ–УПИ, 2005. 102 с.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CONTROLLABLE TWIST-REFLECTORS BASED ON STRIP ELEMENT LATTICES CONTAINING PLANAR ELECTRONIC SWITCHES

Kasyanov A. O., Kasyanova A. N., Obukhovets V. A.
Southern Federal University
105/42, B. Sadovaya, Rostov-on-Don,
344006, Russian Federation
Ph.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

Abstract — Multi-elements microstrip reflectarrays have been numerically investigated in this paper. Polarization control is reached due to reconfiguration of an array printed radiators. Topology of microstrip radiators and places of controllable microwave devices have been proposed. Polarizing manipulation has been provided due to designs of controllable twist-reflectors.

УПРАВЛЯЕМЫЕ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОРЫ НА ОСНОВЕ ЛЕНТОЧНЫХ ПЕЧАТНЫХ РЕШЕТОК С ПОВЕРХНОСТНО-ОРИЕНТИРОВАННЫМИ УПРАВЛЯЮЩИМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНОГО ТИПА

Касьянов А. О., Касьянова А. Н., Обуховец В. А.
Южный Федеральный университет
ул.Б.Садовая, 105/42, Ростов-на-Дону, 344006, Россия
тел.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

Аннотация — Представлены результаты численного исследования реконфигурируемых ленточных микрополосковых дифракционных решеток как управляемых твист-рефлекторов, полученные на основе комплекса вычислительных программ, реализующих математическую модель печатной решетки, построенную на базе метода интегральных уравнений.

I. Введение

Известно, что твист-рефлекторы могут выступать, не только как вспомогательные элементы антенных систем, но и применяться при решении задач радиомаскировки [1]. На их основе можно разрабатывать радиолокационные покрытия с изменяемыми свойствами для того, чтобы исказить радиолокационный образ объектов или снизить их радиолокационную заметность [2]. В этом случае в конструкцию твист-рефлектора вводятся управляемые элементы, в качестве которых могут выступать полупроводниковые СВЧ-диоды или микроэлектромеханические ключи (MEMS).

II. Принцип построения управляемого твист-рефлектора на основе включения СВЧ-диодов состав ленточной печатной решетки

Способностью преобразовывать поляризацию поля ленточной микрополосковой решеткой можно управлять. Для этого введем в конструкцию ленточной решетки поверхностно-ориентированные СВЧ-диоды переключательного типа. Схематическое изображение включения управляемых элементов в состав ленточной решетки представлено на рис. 1.

Состояние СВЧ-диода («открыт»/«закрыт») будем моделировать значением усредненного поверхностного импеданса участка поверхности решетки Z_d, соответствующего месту включения такого поверхностно-ориентированного управляемого элемента. Рассмотрим управляемую электродинамическую структуру, представляющую собой решетку широких лент, в зазорах между которыми на расстоянии $2d$ друг от друга включены поверхностно-ориентированные СВЧ-диоды по схеме, изображенной на рис. 1.

Если предположить, что в том случае, когда диоды заперты, поверхностный импеданс Z_d эквивалентных им участков стремится к бесконечности, то частотные характеристики элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) такой решетки будут близки к изображенным на рис. 2,б в [3]. Когда же диоды открыты, поверхностный импеданс Z_d эквивалентных им участков стремится к нулю.

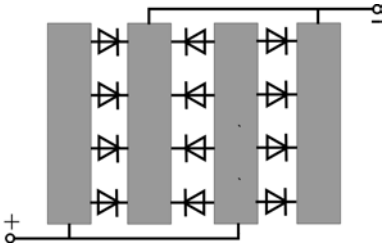


Рис. 1. Схема включения переключательных СВЧ-диодов в состав ленточной решетки.

Fig. 1. The circuit of switching MW-diodes connection in structure of a strip elements reflectarray

III. Результаты численного исследования

На рис. 2 приведены рассчитанные частотные характеристики (ЧХ) элементов ПМР этой электродинамической структуры для случая, когда входящие в её состав СВЧ-диоды находятся в открытом состоянии. Как и в примере, приведенном на рис. 2, б в [3], расчеты выполнены в поляризационном базисе, повернутом относительно собственного на угол 45°. Как видно из сравнения графиков кривых, изображенных на рис. 2, б в [3] и рис. 2, при отпирании диодов рассматриваемая структура переходит в новое электродинамическое состояние, характеризующееся изменением частоты f_0, на которой при отражении от решетки происходит преобразование поляризации поля падающей на неё волны. По сравнению со случаем запертых диодов в новом состоянии, когда диоды открыты, частота f_0 возросла почти на треть.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

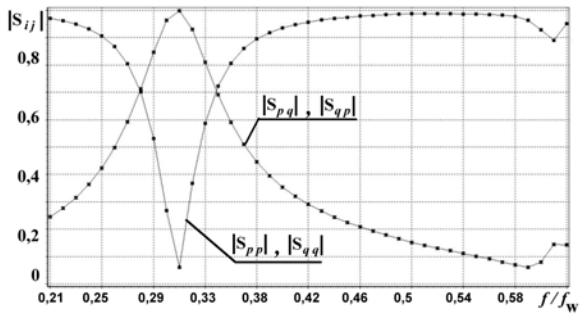


Рис. 2. Частотные характеристики модулей элементов ПМР решетки лент, реконфигурируемой по схеме, изображенной на рис.1 (диоды открыты).

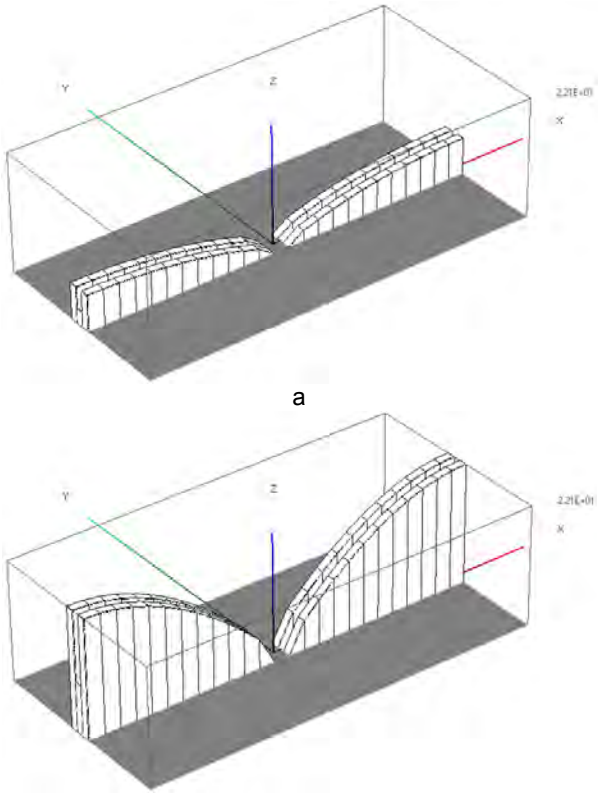
Fig. 2. The relationships between polarization scattering matrix elements of a controllable printed strip lattice and incident wave frequency (diodes are opened)

Кроме того, как показано на рис. 2, в окрестности частоты f_0 частотные зависимости элементов ПМР решетки имеют достаточно ярко выраженный резонансный характер. Это означает, что, изменяя электродинамическое состояние такой управляемой дифракционной решетки, можно получить бинарную поляризационную модуляцию (манипуляцию) поля отраженной от неё волны [4].

На рис. 3 приведены распределения основных составляющих векторов поверхностных магнитных токов в щелевых излучателях, образовавшихся в зазорах между ленточными проводниками управляемой отражательной решетки. Рассматриваемая электродинамическая структура находится в состоянии, при котором СВЧ-диоды, включенные между широкими лентами, открыты. На рис. 3, а показано распределение тока на частоте 0,75 f_0, а на рис. 3, б – на частоте 1,03 f_0. Сравнивая между собой эти распределения, видим, что преобразование поляризации происходит при резонансе магнитных токов (напряжений) в щелях. При этом нужно отметить, что, как показали расчеты, на резонансной частоте при выбранных параметрах фазы напряженностей электрического поля, переизлученного щелевыми излучателями, совпадают с фазой поля падающей на решетку волны, в то время как электрическое поле волны, отраженной от ленточных проводников решетки, противофазно полю падающей волны.

IV. Заключение

Представлены результаты численного исследования реконфигурируемых ленточных микрополосковых решеток как управляемых твист-рефлекторов, полученные на основе программного комплекса, реализующего математическую модель печатной решетки, построенную на базе метода интегральных уравнений. В результате проведенных исследований установлено, что преобразование поляризации происходит при резонансе магнитных токов в зазорах между микрополосковыми элементами (МПЭ) твист-рефлектора. При этом двум стационарным состояниям управляемого твист-рефлектора соответствуют различные распределения магнитного тока апертуры отражательной решетки, выполняющей функции поляризационного манипулятора.



а

б

Рис. 3. Распределение x – й составляющей вектора поверхностного магнитного тока в зазорах между ленточными проводниками, зашунтированными СВЧ-диодами согласно схеме, изображенной на рис. 1, для случая «открытых» диодов:
а – на частоте 0,75 f_0, б – на частоте 1,03 f_0.

Fig. 3. The distribution of surface magnetic current on slots between strip conductors of a lattice with crosspiecies according to circuit, shown in Fig. 1. The case of x – component of current vector, when diodes are opened: a – an incident wave frequency is equal 0,75 f_0, б – an incident wave frequency is equal 1,03 f_0

V. References

[1] V.V.*Tsvetnov, V.P.Demin, A.I.Kupriyanov* Electronic warfare activity: radio-masking and noise protection*. – M. : Ed. MAI, 1999. – 240 p.* (in Russian).

[2] B.M.Petrov, *A.I.Semenikhin,* Controllable impedance covers and structures*// Foreign radioelectronics. 1994. N 6. P. 9 – 16.*

[3] *A.Kasyanov., V.Lobach, V.Obukhovets,* Development of the twist-reflectors based on strip element lattices as a technological decision of polarization transformation problem. *– In this volume of the conf. "CriMiCo'2015" Proceedings.* (in Russian).

[4] A.O.Kasyanov, Twist-reflectors based upon microstrip arrays. 22nd Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012). 10-14 September, Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2012. – P.443-444. (in Russian).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF THE TWIST-REFLECTORS BASED ON STRIP ELEMENT LATTICES AS A TECHNOLOGICAL DECISION OF A POLARIZATION TRANSFORMATION PROBLEM

Kasyanov A. O., Lobach V. T., Obukhovets V. A.
Southern Federal University
105/42, B. Sadovaya, Rostov-on-Don,
344006, Russian Federation
Ph.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

Abstract — Multi-elements microstrip reflectarrays have been numerically investigated in this paper. Such lattices can be twist-reflectors. The opportunity of creation a twist-reflectors which are convenient for making is shown. Such microstrip reflectarrays are a technological decision of a polarization transformation problem. A number of constructive decisions with purpose of technological twist-reflectors creation is offered.

СОЗДАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧНЫХ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОРОВ НА ОСНОВЕ ЛЕНТОЧНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК

Касьянов А. О., Лобач В. Т., Обуховец В. А.
Южный федеральный университет
ул. Б. Садовая, 105/42, Ростов-на-Дону, 344006, Россия
тел.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

Аннотация — Представлены результаты численного исследования возможностей изменения поляризации поля, отраженного многоэлементной ленточной микрополосковой отражательной решеткой, демонстрирующие возможность создания технологичных твист-рефлекторов. Предложены конструктивные решения по построению таких рефлекторов на основе дифракционных решеток печатных лент.

I. Введение

Твист-рефлекторы [1] – это устройства, изменяющие поляризацию поля при отражении. Они неизменно вызывают интерес разработчиков, поскольку позволяют создавать антенные системы с расширенными возможностями (совмещенные антенны, двухчастотные и др.).

Известно [2], что традиционной конструктивной реализацией твист-рефлектора является частопериодическая дифракционная решетка над проводящим экраном. При такой схеме построения толщина такого твист-рефлектора составляет $\lambda/4$. Более технологичным является твист-рефлектор, выполненный в виде печатной дифракционной решетки.

II. Принцип построения твист-рефлектора в виде ленточной решетки

Построение твист-рефлектора в виде печатной схемы позволяет уменьшить его толщину [3]. В этом случае в качестве элементов частопериодической решетки твист-рефлектора могут выступать, как показано на рис. 1, а и рис. 1, б, ленточные проводники. При этом частотой, на которой проявляется твист-эффект, можно управлять, меняя только ширину ленточных проводников w и оставляя неизменной периодичность их расположения, которую будем характеризовать величиной шага решетки – d. Чем шире ленты, тем ниже частота преобразования поляризации. Это объясняется структурой поля в подложке такой печатной дифракционной решетки. Как показано на рис. 1, а и рис. 1, б (показаны только силовые линии напряженности электрического поля), в случае нормального падения на решетку локально плоской волны электромагнитное поле в подложке представляет собой стоячую волну, узлы которой периодически располагаются в параллельных плоскостях, ортогональных экрану и проходящих вдоль осей ленточных проводников (на рис. 1,б они обозначены пунктиром).

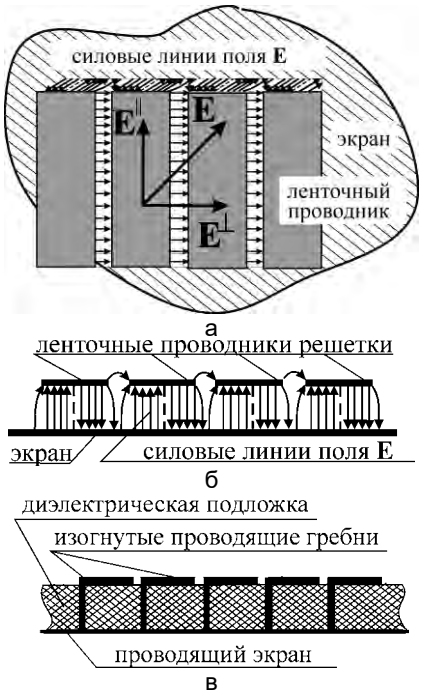


Рис. 1. Возбуждение плоской волной решетки ленточных проводников, расположенных на диэлектрической подложке, к теневой стороне которой примыкает проводящий экран.

Fig. 1. Plane wave excitation of an etched strips lattice on a dielectric substrate which has a conducting screen

Такое распределение аналогично структуре поля в гребенчатой направляющей системе, изображен-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ной на рис. 1, в. Как видно из рисунка, гребни такого волновода изогнуты. Благодаря этому, образуется лабиринтная структура, что и позволяет уменьшить толщину подложки. Для демонстрации справедливости утверждения о том, что применение печатных решеток при построении твист-рефлекторов позволяет уменьшить толщину подложки, обратимся к приведенным на рис. 2 результатам расчета.

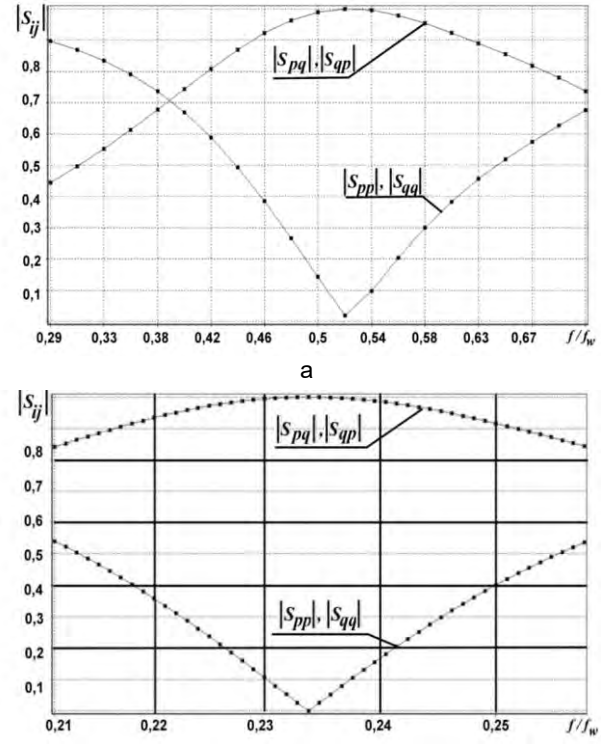


Рис. 2. ЧХ модулей элементов ПМР ленточных микрополосковых дифракционных решеток: а – случай «узких» лент; б – случай «широких» лент.

Fig. 2. The relationships between polarization scattering matrix elements of lattices and inc. wave frequency а – case of «narrow» strips; б – case of «wide» strips

Расчеты выполнены с помощью разработанной авторами математической модели многоэлементной микрополосковой отражательной антенной решетки.

III. Математическая модель

Для получения строгого решения задачи возбуждения многоэлементной микрополосковой решетки локально-плоской волной применялся метод интегрального уравнения. При составлении системы интегральных уравнений задачи использована лемма Лоренца в интегральной форме. Полученная система приведена нами в [4]. Численное решение выполнено методом Галеркина. При этом в качестве базисных функций для поверхностных плотностей электрических и магнитных токов выбраны функции подобластей, каждая из которых имеет вид треугольной призмы ("rooftop functions"). Получаемая в результате система линейных алгебраических уравнений относительно комплексных амплитуд базисных функций токов решалась методом Гаусса. Более подробно математическая модель рассмотрена в [4]. Рассмотрим результаты численного исследования ленточных микрополосковых дифракционных решеток как твист–рефлекторов, полученные на основе комплекса вычислительных программ, реализующих описанную математическую модель.

IV. Результаты математического моделирования

На рис. 2 показаны частотные зависимости элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) S_{pq} двух ленточных решеток с один и тем же шагом и разными значениями относительной ширины ленточных проводников $\delta = w/d$: графики на рис. 2, а для δ = 0,4 и графики на рис. 2, б для δ = 0,88. Представленные на рис. 2 результаты получены в линейном поляризационном базисе, повернутом на угол 45° относительно собственного поляризационного базиса. Обе решетки расположены на фторопластовой подложке и имеют толщину 0,24 d .

Для решетки узких лент (параметр δ имеет меньшее значение) преобразование поляризации происходит на более высокой частоте, а для решетки широких лент (параметр δ имеет большее значение) частота преобразования поляризации поля падающей волны при отражении оказывается ниже. Это видно из сравнения приведенных на рис. 2 частотных характеристик элементов ПМР двух ленточных решеток одинаковой периодичности – d . Очевидно, что аномалия Вуда для обеих решеток проявляется на одной и той же частоте f_W . Как видно из рис. 2, после того, как ширина лент возросла в 2,2 раза, частота преобразования снизилась примерно в 2,25 раза.

V. Заключение

В результате проведенных численных исследований установлено, что электромагнитное поле в подложке печатной отражательной решетки твист-рефлектора представляет собой стоячую волну, узлы которой располагаются в центрах микрополосковых элементов (лент). Это позволило установить связь между конструктивными параметрами решетки и характеристиками рассеяния печатного твист-рефлектора – чем больше относительная ширина микрополосковых элементов (лент) решетки, тем ниже частота преобразования поляризации.

VI. References

[1] Microwaves scanning antennas — *Trans. from English. / Editors: G.T. Markov, A.F. Chaplin, Vol.1–3. - Moscow.: Soviet radio, 1966-1971.* (in Russian).

[2] *G.T. Markov, D.M. Sazonov, Antennas. Moscow, Ed. " Svyaz' "*, 1975. (in Russian)

[3] *A.O.Kasyanov,* Twist-reflectors based upon microstrip arrays. *22nd Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012). 10-14 September, Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2012.* – P.443-444. (in Russian).

[4] *Kasyanov A.O., Obukhovets V.A.* Current control in a microstrip array with loaded elements. Radioengineering – 1995. – No.12. P.32-36. (in Russian).

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

APPLICATION OF RECONFIGURABLE PRINTED ARRAYS FOR TWIST-REFLECTORS CREATION WITH CONTROLLABLE POLARIZATION

Kasyanov A. O., Kasyanova A. N.
Southern Federal University
105/42, B. Sadovaya, Rostov-on-Don,
344006, Russian Federation
Ph.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

Abstract — The problem of microstrip diffraction arrays application is considered as converters of electromagnetic waves polarization and polarizing modulators. The given results can be used for choosing the most of rational EM structure geometry variant at decision of particular problems by antennas engineering. Some numerical results presented prove the possibility of a printed reflectarrays application as smart covers microwave modules.

ПРИМЕНЕНИЕ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ СОЗДАНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОРОВ

Касьянов А. О., Касьянова А. Н.
Южный Федеральный университет
ул. Б. Садовая, 105/42, Ростов-на-Дону, 344006, Россия
тел.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

Аннотация — Рассмотрены возможности применения реконфигурируемых микрополосковых отражательных антенных решеток для создания технологичных управляемых твист-рефлекторов. На основе проведенного математического моделирования, позволившего определять распределения полей на конструктивных элементах реконфигурируемых отражательных решеток, выработаны рекомендации по построению технологичных управляемых твист-рефлекторов.

I. Введение

В работах [1] и [2] рассмотрено построение твист–рефлекторов на основе решеток печатных лент. Такие твист-рефлекторы являются технологичными, имеют привлекательные массо-габаритные характеристики и при включении СВЧ-диодов между ленточными проводниками решеток могут выполнять функции отражателей с управляемой поляризацией. Следует заметить, что возможные конструкции таких поляризаторов не ограничиваются решетками, составленными из проводящих лент. Усложнение топологии элемента решетки открывает дополнительные возможности по построению технологичных управляемых твист-рефлекторов.

II. Построение управляемого твист-рефлектора на основе печатной решетки с переключательными СВЧ-диодами

В случае решетки узких лент, имеющих такую же периодичность расположения, как и в решетке широких лент, для включения СВЧ-диодов требуется усложнять топологию ленточных проводников, вводя дополнительные печатные шлейфы. Как показано на рис. **1**, а, эти шлейфы являются разомкнутыми и включаются поперек ленточным проводникам микрополосковой отражательной решетки без СВЧ-диодов. Видим, что в узких зазорах, образовавшихся между разомкнутыми концами встречно-включенных шлейфов, напряженность электрического поля максимальна. Очевидно, что для эффективного управления характеристиками рассеяния такой решетки целесообразно включать управляющие элементы (СВЧ-диоды) именно в этих местах. Схематическое изображение подключения диодов в такой управляемой микрополосковой отражательной решетке показано на рис. **1**, б.

Убедиться в правильности выбора этой схемы позволяет рассчитанное распределение основной составляющей вектора напряженности электрическо-

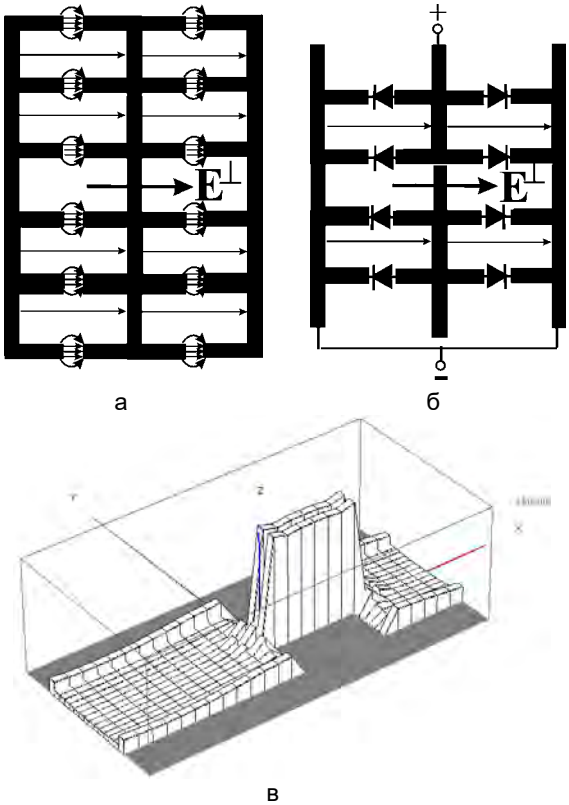


Рис. 1. Схематическое изображение фрагмента ленточной решетки с поперечными разомкнутыми шлейфами – а; схема включения диодов в состав решетки – б; распределение x -й составляющей вектора поверхностного магнитного тока апертуры – в.

Fig. 1. The schematic image of a strip lattice with the cross-section opened loops – a; the circuit of MW-diodes inclusion into RAA – б; x – component of a vector of a surface magnetic current distribution in aperture – в

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

го поля ($E_{\perp}$) в апертуре ленточной решетки со шлейфами, приведенное на рис. **1**, в. Как видно из рис. **1**, в, в зазорах между разомкнутыми концами встречно-включенных шлейфов напряженность электрического поля может достигать большой величины. Интересно отметить, что и в этом случае фаза поверхностного магнитного тока в зазорах между шлейфами (там, где он принимает наибольшее значение по абсолютной величине) на частоте преобразования поляризации поля совпадает с фазой основной составляющей вектора напряженности электрического поля падающей на решетку волны, в то время как электрическое поле волны, отраженной от проводящих лент со шлейфами, противофазно падающему полю.

На рис. **2** показаны частотные зависимости элементов поляризационной матрицы рассеяния S_{pq} управляемой печатной отражательной решетки, элементами которой являются ленточные проводники с поперечными шлейфами, в зазоры между которыми включены управляемые элементы – поверхностно-ориентированные СВЧ-диоды переключательного типа. Частотные характеристики рассчитаны при нормальном падении в линейном поляризационном базисе, повернутом на угол 45° относительно собственного, для случая, когда диоды заперты. Параметры решетки $d = 12{,}5$ мм, $\varepsilon_R = 2$, $\delta = 0{,}6$; величина зазора между разомкнутыми концами шлейфов составляет 0,2 δ и толщина подложки $t = 3$ мм.

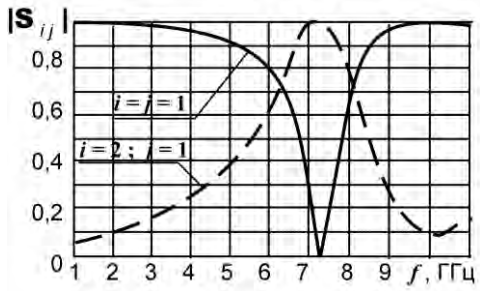


Рис. 2. Частотные характеристики элементов ПМР ленточной решетки с поперечными разомкнутыми шлейфами.

Fig. 2. Frequency dependences of polarizing scattering matrix elements of a strip lattice with the transverse opened loops

Как видно из графиков, в этом случае $f_0 \approx$ $\approx$ 7,28 ГГц. Для случая, когда диоды в этой решетке находятся в открытом состоянии, такая отражательная решетка практически не преобразует поляризацию нормально падающей на нее плоской волны. Как показали расчеты, в этом случае уровень поляризационных потерь при отражении составляет примерно минус 20 дБ. Таким образом, изменение состояния управляемого элемента позволяет в окрестности частоты f_0 управлять поляризацией поля отраженной от такой реконфигурируемой решетки волны. Реконфигурирование печатных элементов решетки оказывает существенное влияние на распределения поверхностного магнитного тока в ее апертуре. Убедиться в этом позволяет сравнение распределений, приведенных на рис. **1**, в и рис. **3**.

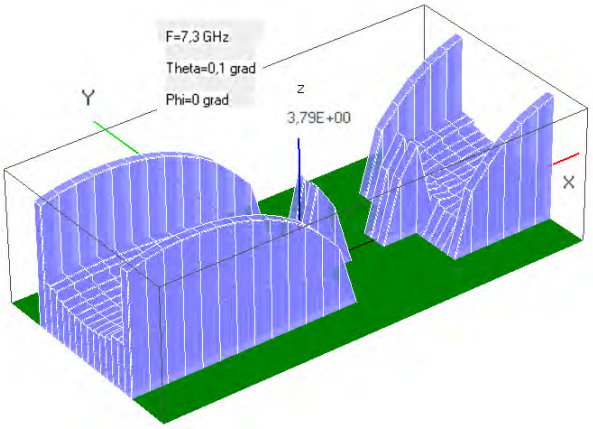


Рис. 3. Распределение x -й составляющей вектора поверхностного магнитного тока апертуры решетки с открытыми диодами.

Рис. 3. x – component of a vector of a surface magnetic current distribution in aperture of an array with opened microwave-diodes

На рис. 3 приведено распределение основной составляющей вектора плотности магнитного тока в случае, когда диоды, включенные в зазоры между шлейфами, находятся в открытом состоянии. Видим, что при отпирании диодов область, в которой магнитный ток апертуры принимает наибольшие значения, перемещается из зазоров между разомкнутыми концами шлейфов в зазоры между ленточными проводниками. Следует отметить, что в этом случае, так же как и в конструкции управляемого поляризатора на основе решетки «широких» лент, рассмотренной нами в [2], преобразование поляризации происходит при резонансе поверхностных магнитных токов (напряжений) в щелях.

III. Заключение

На основе проведенных численных исследований характеристик микрополосковых решеток, включая распределения поверхностных магнитных токов в зазорах между печатными проводниками, предложены места установки СВЧ-диодов для наиболее эффективного управления степенью преобразования поляризации посредством реконфигурирования элементов решеток, а именно, в зазорах между разомкнутыми концами поперечных шлейфов.

IV. References

[1] *A.Kasyanov., V.Lobach, V.Obukhovets,* Development of the twist-reflectors based on strip element lattices as a technological decision of polarization transformation problem. – *25 Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". 16–12 September, Sevastopol, Crimea,* Russia*, 2015.*

[2] *A.O.Kasyanov, A.N.Kasyanova, V.A.Obukhovets,* Controllable twist-reflectors based on strip element lattices, which are contained planar electronic switches. –*25 Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 16–12 Sept., Sevastopol, Crimea,* Russia*, 2015.*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

FREQUENCY-SELECTIVE SURFACES, WHICH CONSIST OF PRINTED DIPOLES WITH VARIABLE INCLINATION, AS CONTROLLABLE TWIST-REFLECTORS WITH MEMS-SWITCHES

Kasyanov A. O.
Southern Federal University
105/42, B.Sadovaya, Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation
Ph.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

Abstract — It is known, the frequency-selective surfaces (FSS), which consist of dipoles, can be reconfigurated by a variation of its dipoles inclination. The project of a controllable twist-reflector is considered in this paper. The major part of such twist-reflector is FSS, which contains inclined dipole and MEMS. The results of such reflectarrays numerical simulations are presented in this paper.

УПРАВЛЯЕМЫЙ ТВИСТ-РЕФЛЕКТОР НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИЗМЕНЯЕМЫМ ПОСРЕДСТВОМ МЭМС-КЛЮЧЕЙ УГЛОМ НАКЛОНА ВИБРАТОРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Касьянов А. О.
Южный Федеральный университет
ул.Б.Садовая, 105/42, Ростов-на-Дону, 344006, Россия
тел.: (863) 4322626, e-mail: kasyanovao@sfedu.ru

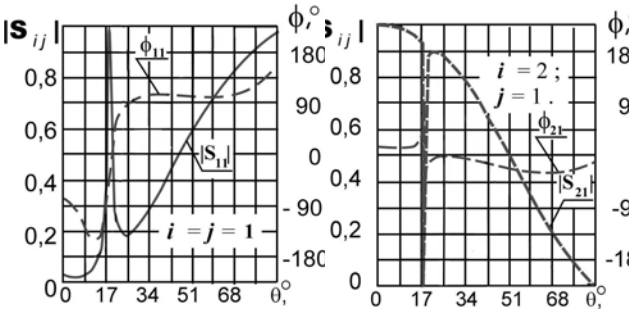
Аннотация — Известное техническое решение по реконфигурированию вибраторных элементов частотно-избирательных поверхностей путем переключения их углов наклона с помощью МЭМС-ключей применено для построения управляемых твист-рефлекторов на основе вибраторных отражательных решеток с изменяемым углом наклона элементов.

I. Введение

В работе [1] рассмотрена возможность построения управляемых твист-рефлекторов на основе печатных отражательных антенных решеток (ОАР). Результаты исследований, представленные в [1], ограничивались случаем нормального падения возбуждающей решетку волны. Ниже показано, что результаты исследования режимов рассеяния волн подобными ОАР при наклонном падении представляют интерес при создании управляемых твист-рефлекторов с низким энергопотреблением (предлагаемые структуры строятся на основе МЭМС).

II. Эффект аномального рассеяния волн печатной ОАР при наклонном падении

При наклонном падении на электродинамическую структуру (ЭДС), описанную в [1], волны параллельной поляризации степень преобразования поляризации монотонно убывает за исключением узкого углового сектора в окрестности некоторого критического угла падения θ_0, при котором поворота плоскости поляризации не происходит. Как показано на рис. 1, где приведены рассчитанные на частоте f_0 угловые зависимости S_{pq} ЭДС, описанной в [1], для анализируемой структуры угол аномального рассеяния составляет $\theta_0 \approx 19°$. На рис. 1, а показаны угловые зависимости модуля и фазы диагонального элемента S_{11}, а на рис. 1, б – недиагонального элемента S_{21} ПМР этой решетки. При этом графики, изображенные сплошным линиями, соответствуют модулям $|S_{pq}|$, а изображенные пунктиром – фазам $\phi_{pq} = \arg(S_{pq})$ элементов ПМР такого твист-рефлектора. Как видно из графиков, аномальное рассеяние в окрестности угла θ_0 имеет общие черты с другим эффектом – эффектом «ослепления», появляющимся, как при сканировании лучом в фазированных антенных решетках, так и при наклонном падении волн, возбуждающих частотно-избирательные поверхности.



а б

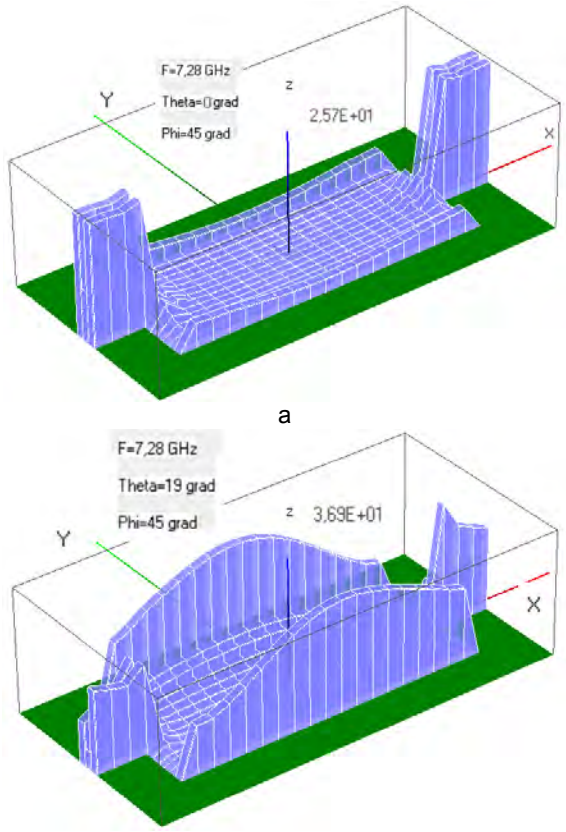
Рис. 1. Угловые зависимости элементов ПМР твист-рефлектора на основе микрополосковой решетки, рассчитанные на частоте f_0: а – S_{11}; б – S_{21}.

Fig. 1. The relationships between polarize scattering matrix elements and incident angles of EM waves RAA excited at frequency f_0: а – element S_{11}; б – S_{21}

Интересно отметить, что при наклонном падении под углом θ_0 волны длиной $\lambda_0 = c/f_0$ на решетку, СВЧ-диоды которой заперты, распределение поверхностного тока в ее апертуре оказывается аналогичным распределению в решетке с открытыми диодами, т.е. область, в которой магнитный ток апертуры принимает наибольшие значения, перемещается из зазоров между разомкнутыми концами шлейфов в зазоры между ленточными проводниками. В справедливости этого утверждения позволяют убедиться графики распределений основной составляющей вектора поверхностного магнитного тока апертуры такой решетки, показанные на рис. 2.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Известны методы реконфигурирования элементов частотно-избирательных поверхностей, когда управление характеристиками рассеяния достигается за счет изменения их углов наклона [2].



а

б

Рис. 2. Распределение X - составляющей вектора поверхностного магнитного тока апертуры решетки ленточных проводников с разомкнутыми поперечными шлейфами на частоте f_0 для параллельной поляризации в повернутом на угол 45° поляризационном базисе: а – при нормальном падении; б – при наклонном падении под углом θ_0.

Fig. 2. The surface current distribution (X - component of magnetic current) of a reflectarray aperture. It is considered microstrip lattice (strips with crossed stubs, which are opened) @ frequency f_0 in case of parallel polarization, turned polarizing basis, angle of this turn is equal 45°: а – at normal incidence; б – inclined plane wave incidence at angle θ_0 into printed RAA aperture

III. Поляризационный манипулятор, управляемый посредством МЭМС-ключей

Возможность такого реконфигурирования решетки показана на рис. 3 для случая ЧИП, составленной из печатных вибраторов.

Применительно к рассматриваемой конструкции твист-рефлектора без диодов это означает, что на его основе можно построить управляемый поляризационный манипулятор. Для этого потребуется изменять угол наклона $\gamma_я$ элементарных ячеек печатной решетки этого твист-рефлектора так, чтобы он принимал значения 0° и θ_0. В настоящее время имеется возможность изменять $\gamma_я$ в ключевом режиме, например, посредством МЭМС-ключей [3].

Таким образом, на основе рассмотренного выше примера конструктивной реализации печатного твист-рефлектора без диодов, можно построить управляемый посредством MEMS поляризационный манипулятор.

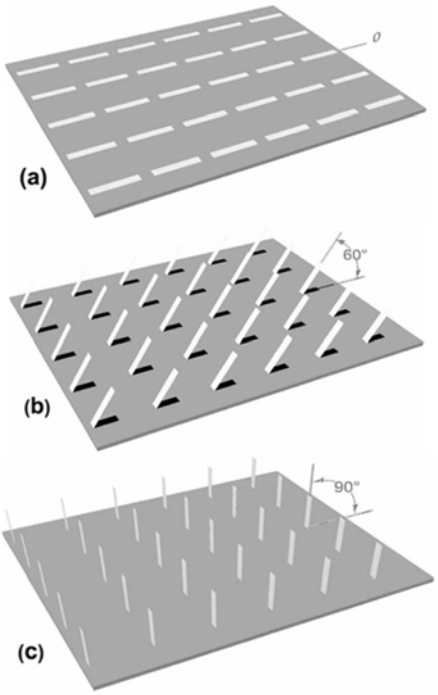


Рис. 3. Фрагмент вибраторной ЧИП с реконфигурированием элементов за счет изменения их углов наклона $\gamma_я$ [3]: а – $\gamma_я$ = 0°; б – $\gamma_я$ = 60°; в – $\gamma_я$ = 90°.

Fig. 3. The RFSS, which consist of inclined dipoles. The reconfiguration occurs by variation of inclination angle $\gamma_я$ [3]: а – $\gamma_я$ = 0°; б – $\gamma_я$ = 60°; в – $\gamma_я$ = 90°

IV. Заключение

Численно выявлен эффект аномального рассеяния волн ОАР твист-рефлектора при наклонном падении на нее возбуждающей волны, характеризующийся резким ростом потерь при переходе на ортогональную поляризацию в узком угловом секторе. Установлена аналогия между изменениями в распределениях тока при реконфигурировании переизлучателей решетки, посредством СВЧ-диодов, и за счет изменения их углов наклона, посредством MEMS. На основе анализа полученных численных данных о свойствах реконфигурируемых ОАР даны рекомендации по построению управляемых твист-рефлекторов с характеристиками улучшенными в части снижения требований по энергопотреблению.

V. References

[1] *A.O.Kasyanov., A.N.Kasyanova,* Application of reconfigurable printed arrays for twist-reflectors creation with controllable polarization. *– 25 Int. Crimean Conference "MW&Telecom. Tech.". 16–12 September, Sevastopol, Crimea,* Russia*, 2015.*

[2] *J.P.Gianvittorio, J.Zendejas, Y.Rahmat-Samii, J.Judy,* "Reconfigurable MEMS-enabled frequency selective surfaces", *Electronics Letters, Vol. 38, December 2002, pp. 1627-1628.*

[3] J.Zendejas, J.Gianvittorio, Y.Rahmat-Samii, J.W.Judy, Magnetic MEMS Reconfigurable Frequency-Selective Surfaces //Journal of microelectromechanical systems, vol. 15, No. 3, June 2006, pp. 613-623.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE INFLUENCE OF THE NEAR-FIELD OSCILLATIONS IN THE COLLIMATOR OPERATING AREA ON THE ANTENNA ELECTRICAL PARAMETERS MEASUREMENT ACCURACY

Mitrokhin V. N., Mozharov E. O., Rusov Yu. S.
Bauman Moscow State Technical University
RL1, 5, 2nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: (7 499) 2636568, e-mail: eduardmozharov@yandex.ru

Abstract — The influence of amplitude and phase electromagnetic field distribution in the reflector collimator operating area on the aperture antenna electrical characteristics measurement accuracy is considered. The results of comparison of the Ka-band different aperture size antennas radiation patterns measured in the far-field and in the collimator are presented.

ВЛИЯНИЕ ОСЦИЛЛЯЦИЙ ПОЛЯ В РАБОЧЕЙ ОБЛАСТИ КОЛЛИМАТОРА НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

Митрохин В. Н., Можаров Э. О., Русов Ю. С.
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
РЛ1, д. 5, ул. 2-я Бауманская, Москва, 105005, Россия
тел.: (7 499) 2636568, e-mail: eduardmozharov@yandex.ru

Аннотация — Рассмотрено влияние неравномерностей амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля в рабочей области зеркального коллиматора на точность измерения электрических характеристик апертурных антенн. Представлены результаты сравнения диаграмм направленности антенн Ка-диапазона волн с различным размером апертуры, измеренных в дальней зоне и в коллиматорном стенде.

I. Введение

При создании антенн требуется оценивать их электрические характеристики, которые традиционно определяются в дальней зоне устройства. При значительном размере апертуры антенны расстояние до ее дальней зоны ограничивает возможности измерения характеристик. Для исследования антенн в этом случае широко используются стенды с зеркальными коллиматорами [1].

На неоднородность электромагнитного поля в рабочей области коллиматора влияет в первую очередь форма отражателя. К качеству поверхности отражателя коллиматора, выполняемого чаще всего в виде параболоида вращения, предъявляются высокие требования: среднеквадратическое отклонение (СКО) поверхности не должно превышать λ/100, где λ – длина волны в свободном пространстве, для создания рабочей области с осцилляциями амплитудно-фазового распределения поля не более ± 0,5 дБ по амплитуде и ± 12,5° по фазе [1]. Например, у «Коллиматора-М» [2] при СКО неровностей зеркала коллиматора λ/150 осцилляции амплитуды поля в рабочей области составляют ± 0,5 дБ, а у коллиматора «МАК-5» [3] при величине СКО λ/70 неоднородность амплитуды поля не превышает ± 1 дБ. Представляет интерес исследование влияния определенных конструкцией коллиматора неоднородностей поля в его рабочей области на измеренную диаграмму направленности (ДН) антенны.

II. Основная часть

Рассматривается лабораторная установка для проведения расширенного комплекса антенных измерений, построенная на основе коллиматора, выполненного по классической схеме зеркальной антенны с размерами отражателя 1 м х 1 м и вынесенным облучателем. На рис. 1 приведена компоновка измерительной установки, где введены следующие обозначения: 1 – зеркальный коллиматор, 2 – опорно-поворотное устройство (ОПУ), 3 – безэховая камера (БЭК).

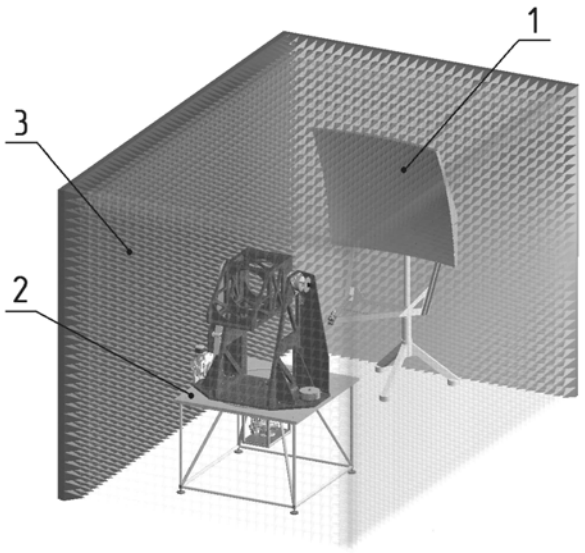


Рис. 1. Стенд для проведения расширенного комплекса антенных измерений.

Fig. 1.The facility for the extended range antennas measurements

Основные технические характеристики измерительного стенда:

– диапазон рабочих частот от 14 ГГц до 40 ГГц;

– поляризация поля линейная или эллиптическая;

– сектор измерений ± 180 градусов в азимутальной плоскости и ± 90 градусов в угломестной плоскости;

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

– рабочая область – цилиндр диаметром 330 мм и длиной 400 мм при осцилляциях амплитуды и фазы поля до ± 1,2 дБ и ± 8° соответственно.

На рис. 2 представлена лабораторная установка в режиме измерения диаграммы направленности фазированной антенной решетки (ФАР).



Рис. 2. Испытание ФАР в безэховой камере.

Fig. 2. The phased array antenna measurements in the compact range

В состав передающей части лабораторного стенда входит генератор высокочастотных сигналов, волноводный тракт и облучатель зеркала коллиматора. В рабочей области коллиматора создается электромагнитное поле с плоским волновым фронтом, имитирующее условие дальней зоны для исследуемой антенны. Приемная часть стенда состоит из размещенной на ОПУ исследуемой антенны, фидерной линии и регистрирующего устройства.

На рис. 3 представлены диаграммы направленности ФАР Ka-диапазона волн с диаметром раскрыва 33λ.

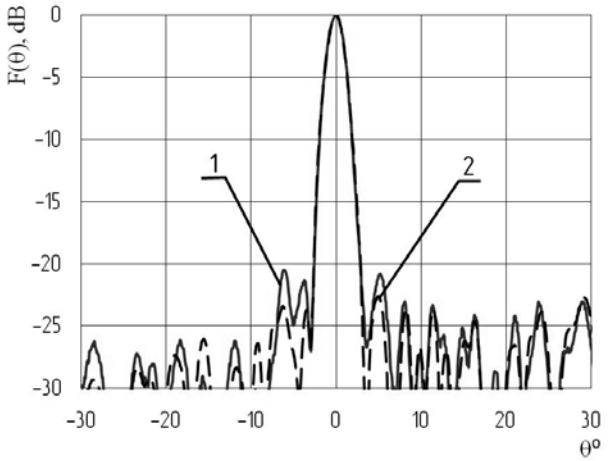


Рис. 3. ДН ФАР: 1 – измеренная в дальней зоне; 2 – измеренная в БЭК.

Fig. 3. The phased array antenna radiation pattern: 1 – measured in the far-field; 2 – measured in the compact range

Измеренные в коллиматоре и дальней зоне ДН ФАР, показанные на рис. 3, имеют следующие различия:

– в ширине главного лепестка по уровню минус 3 дБ не более 0,5%;

– в боковых лепестках по уровню минус 25 дБ не более 2 дБ.

На рис. 4 приведены ДН конической рупорной антенны Ka-диапазона волн с диаметром раскрыва 8λ. Диаграммы направленности 2 и 3 измерены в коллиматоре при разных положениях антенны в пределах рабочей области коллиматора.

Анализ рис. 4 позволяет сделать следующие выводы:

– различие в ширине главного лепестка по уровню минус 3 дБ диаграмм направленности, измеренных в коллиматоре и дальней зоне, не превышает 1,1%, а различие в боковых лепестках по уровню минус 25 дБ не превышает 3 дБ;

– ДН, измеренная в коллиматоре, зависит от положения исследуемой антенны в рабочей области;

– ошибка измерения параметров ДН антенны меньшего диаметра в коллиматоре превышает соответствующую ошибку для антенны большего диаметра.

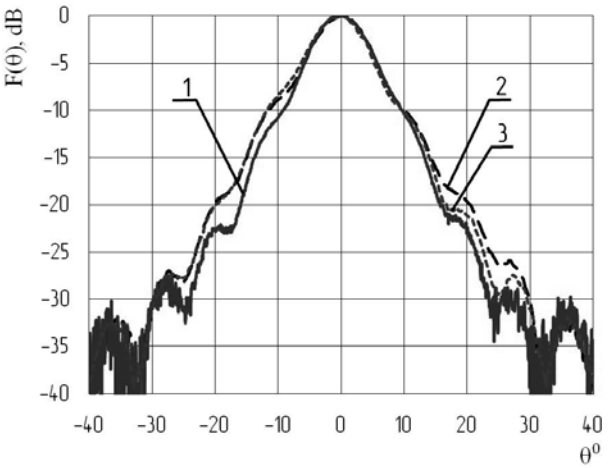


Рис. 4. ДН конической рупорной антенны: 1 – измеренная в дальней зоне; 2, 3 – измеренные в БЭК.

Fig. 4. The conical horn radiation pattern: 1 – measured in the far-field; 2, 3 – measured in the compact range

III. Заключение

Проведенные исследования показали, что рассматриваемый коллиматорный стенд позволят проводить измерение диаграмм направленности антенн с размером апертуры до 300 мм. При этом ДН, измеренные на коллиматорном стенде при неравномерности амплитуды поля до ± 1,2 дБ и погрешностях фазового распределения до ± 8° в его рабочей области, отличаются от ДН антенны в дальней зоне по ширине главного лепестка по уровню половинной мощности не более чем на 1,1%, а по уровню первых боковых лепестков – не более чем на 3 дБ.

IV. References

[1] Bahrah L.D., Kremenckij S.D., Kurochkin A.P., Usin V.A., Shifrin Ja.S. *Metody izmerenija parametrov izluchajushhih sistem v blizhnej zone* [The measurement methods of radiating systems parameters in the near-field region]. *Leningrad, Nauka*, 1985. 272 p.

[2] Vechtomov V.A., Golubcov M.E., Mozharov Je.O. Zerkal'nyj kollimator millimetrovogo diapazona voln // *Vestnik MGTU im. N.Je. Baumana. Ser. Priborostroenie,* 2012, No 7, pp. 303-311.

[3] Balabuha N.P., Zubov A.S., Solosin V.S. *Kompaktnye poligony dlja izmerenija harakteristik rasseivanija* [Compact ranges for measuring dispersion] / pod. obshh. red. N.P. Balabuhi. M.: Nauka, 2007. 266 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ELECTRODYNAMIC SIMULATION OF THE WAVEGUIDE FERRITE PHASE SHIFTER TAKING INTO ACCOUNT MANUFACTURE AND ASSEMBLY MISTAKES

Krekhtunov V. M., Komissarova E. V.
Bauman Moscow State Technical University
5, 2nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: (499) 2677596, e-mail: mc_ken@list.ru

Abstract — Based on solving the problem of diffraction of electromagnetic waves on the stepped waveguide transition from radiator to ferrite phase shifter designed the algorithm of calculation of the scattering matrix elements, taking into account on-device manufacture and sinfulness assembly. The technologically resulting from air and adhesive joints is the introduction of additional steps in the switch, with parameters of the clearances. On the basis of numerical analysis are recommendations to limit the gap and thickness RDP values of materials of adhesives.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНОГО ФЕРРИТОВОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С УЧЕТОМ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ И СБОРКИ

Крехтунов В. М., Комиссарова Е. В.
Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская,5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
тел.: (499) 2677596, e-mail: mc_ken@list.ru

Аннотация — На основе решения задачи дифракции электромагнитных волн на ступенчатом волноводном переходе от излучателя к ферритовому фазовращателю разработан алгоритм расчета элементов матрицы рассеяния, учитывающий погрешности изготовления и сборки устройства. Наличие технологически обусловленных воздушных и клеевых зазоров учитывается введением в переход дополнительных ступеней с параметрами материалов зазоров. На основе численного анализа даются рекомендации по ограничению толщин зазоров и значениям диэлектрических проницаемостей материалов клеев.

I. Введение

Высокие электрические характеристики многоэлементных фазированных антенных решеток (ФАР), комплектуемых из серийно выпускаемых элементов, гарантируется лишь при обеспечении технологически обоснованных допусков на их изготовление и сборку. Эта проблема успешно решается в X-диапазоне [1]. Однако ситуация существенно усложняется в миллиметровом диапазоне волн, особенно в его коротковолновой части. В W-диапазоне частот [2, 3], погрешности базирования элементов в раскрыве ФАР, разброс размеров деталей волноводных ферритовых фазовращателей (ВФФВ) и элементов ФАР, клеевые и воздушные зазоры уже не являются пренебрежимо малыми по сравнению с длиной волны.

Так, ошибки базирования элементов ФАР относительно плоскости раскрыва в 0,1 мм при отражательной схеме построения [2] приводят к погрешности фазирования порядка 45°.

Поэтому представляет интерес анализ влияния разного рода погрешностей изготовления и сборки устройств на их характеристики. При этом достоверные результаты могут быть получены лишь при использовании расчетно-аналитических методик, базирующихся на электродинамических моделях высокого уровня для разрабатываемых устройств.

II. Основная часть

Как правило, детали волноводных ферритовых фазовращателей, такие как ферритовый стержень, ферритовые скобы магнитопровода и согласующие элементы, соединяются клеевым способом. Кроме того, с целью обеспечения условия собираемости устройства предусматриваются технологические зазоры. Влияние воздушных и клеевых зазоров на характеристики устройства должно быть исследовано на электродинамическом уровне и на основе этого могут быть даны практические рекомендации на их допустимые параметры.

На рис. 1 изображен исследуемый волноводно-диэлектрический переход. Здесь обозначено: 1 – волновод излучателя; 2 и 3 – согласующие диэлектрические вставки; 4 – ферритовый стержень; Δ_1, Δ_2, Δ_3 – толщины возможных воздушных и клеевых зазоров, введенных в расчетную электродинамическую модель. Ставится задача нахождения коэффициента отражения R волны рабочего типа в волноводе 1 и коэффициента прохождения T волны в волноводе 4.

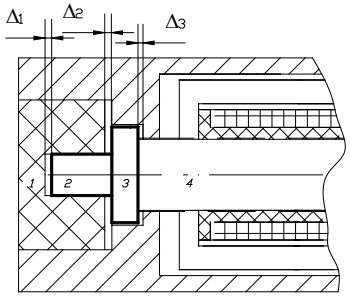


Рис. 1. Волноводно-диэлектрический переход.
Fig. 1.Waveguide dielectric junction

Задача дифракции электромагнитных волн на ступенчатом волноводном переходе решается методом Трефтца [4]. Поперечные составляющие полей $\bar{E}$ и $\bar{H}$ в частичных областях представляются в виде разложений по поперечным векторным функциям $\bar{e}_{q_n}(x,y)$ и $\bar{h}_{q_n}(x,y)$ собственных волн соответствующих волноводов.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\begin{cases} \bar{E}_{\perp_n}(x,y,z_n) = \sum\limits_{q_n=1}^{\infty} \left\{ A_{\tilde{q}_1} \cdot \delta_{\tilde{q}_1 q_n} \cdot e^{-i\beta_{\tilde{q}_1} z_1} + \right. \\ \left. \left(A_{q_n} \cdot e^{-i\cdot\beta_{q_n}\cdot z_n} \cdot (1-\delta_{1n}) + B_{q_n} \cdot e^{i\cdot\beta_{q_n}\cdot z_n} \cdot (1-\delta_{4n}) \right) \right\} \cdot \bar{e}_{q_n}(x,y); \\ \bar{H}_{\perp_n}(x,y,z_n) = \sum\limits_{q_n=1}^{\infty} \left\{ A_{\tilde{q}_1} \cdot \delta_{\tilde{q}_1 q_n} \cdot e^{-i\beta_{\tilde{q}_1} z_1} + \right. \\ \left. \left(A_{q_n} \cdot e^{-i\cdot\beta_{q_n}\cdot z_n} \cdot (1-\delta_{1n}) - B_{q_n} \cdot e^{i\cdot\beta_{q_n}\cdot z_n} \cdot (1-\delta_{4n}) \right) \right\} \cdot \bar{h}_{q_n}(x,y). \end{cases} \quad (1)$$

Здесь A_{q_n} и B_{q_n} - искомые комплексные амплитуды волн в области n с номером q_n; β_{q_n} - коэффициент распространения; δ_{pq} - символ Кронекера; $\tilde{q}_1$ - номер падающей волны в области 1.

Искомые поля $\bar{E}_{\perp_n}(x,y)$ и $\bar{H}_{\perp_n}(x,y)$ должны удовлетворять условиям непрерывности в области S_n и на фланце $\Delta S_n = S_{n+1} - S_n$.

$$\left.\begin{array}{l} \bar{E}_{\perp_{n+1}}(x,y) = \bar{E}_{\perp_n}(x,y) \\ \bar{H}_{\perp_{n+1}}(x,y) = \bar{H}_{\perp_n}(x,y) \end{array}\right\} \text{ при } (x,y) \in S_n, \quad (2)$$

$$\bar{E}_{\perp_{n+1}}(x,y) = 0 \text{ при } (x,y) \in \Delta S_n. \quad (3)$$

После выполнения процедуры проекционного сшивания полей в плоскостях стыков волноводов по методике [4], задача нахождения коэффициента отражения R и прохождения T сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений порядка, определяемого числом волн, учитываемых в областях.

Численная реализация разработанного алгоритма расчета выполнена для ВФФВ W-диапазона частот, в котором учтен слой клея толщиной $\delta=\Delta_3$, соединяющий торец ферритового стержня с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_ф=15$ и диэлектрическую вставку 3 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=10$. Параметры ступенчатого перехода без слоя клея оптимизированы из условия его согласования на средней частоте рабочего диапазона.

На рис. 2 и 3 представлены коэффициенты отражения и прохождения электромагнитной волны через ступенчатый волноводно-диэлектрический переход в зависимости от относительной толщины слоя клея δ/λ, рассчитанные для различных значений диэлектрической проницаемости материала клея $\varepsilon_к=1{,}0$ – линия 1 (воздушный зазор), $\varepsilon_к=2{,}5$ – линия 2, $\varepsilon_к=3{,}8$ – линия 3, $\varepsilon_к=5{,}0$ – линия 4.

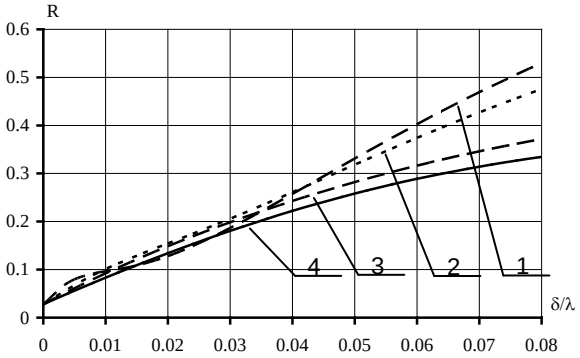


Рис. 2. Коэффициент отражения волны к-H_{10} в зависимости от относительной толщины клеевого зазора.

Fig. 2. Characteristic curve of k-H_{10} *wave reflection index with glue relative thickness*

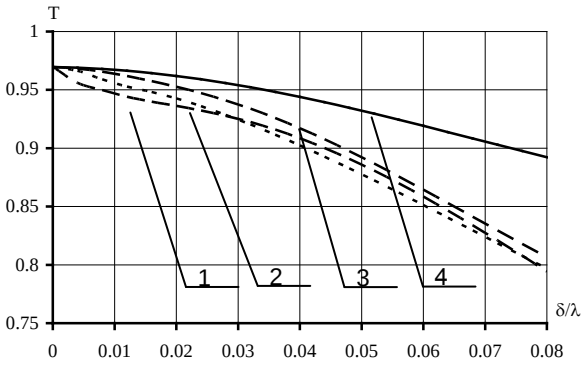


Рис. 3. Коэффициент прохождения волны к-H_{10} в зависимости от относительной толщины клеевого зазора.

Fig. 3. Characteristic curve of k-H_{10} *wave transmission index with glue relative thickness*

Из приведенных данных следует, что при увеличении толщины слоя клея и уменьшении диэлектрической проницаемости его материала уменьшается значение коэффициента прохождения и увеличивается коэффициент отражения волны рабочего типа.

III. Заключение

1. Разработанный электродинамический алгоритм расчета ступенчатого волноводного перехода позволяет анализировать влияние воздушных и клеевых зазоров на характеристики ВФФВ и для конкретного диапазона частот назначать допустимые толщины зазоров и диэлектрические проницаемости материалов клеев.

2. При клеевом соединении деталей ВФФВ необходимо минимизировать толщину слоя клея до практически реализуемой из технологических соображений и использовать в качестве наполнителя материал с параметрами диэлектрической вставки.

3. В случае, когда реальные технологически обусловленные параметры воздушных и клеевых зазоров выходят за рекомендуемые пределы, ступенчатые переходы в ВФФВ и элементах ФАР [5] необходимо рассчитывать с учетом реальных параметров зазоров.

IV. References

[1] *Bounkin B.V., Lemansky Alexander A.* Experience of development and industrial production of X-band passive phased arrays./ International Conference on Radar, Paris, 3-6 May, 1994.

[2] Jelement fazirovannoj otrazhatel'noj antennoj reshetki: pat. 2474018. Rossija / *E.V. Komissarova, V.M. Krehtunov. Zajavl.* 30.12.2010; Opubl. 27.01.2013. Bjul. №3.

[3] *Krehtunov V.M., Andropov E.V., Komissarova E.V.* Volnovodnyj ferritovyj fazovrashhatel' dlja FAR na chastotu 94 GGc // Antenny. Vyp. 8(54). 2001. S. 28-33.

[4] *Nikol'skij V.V.* Variacionnye metody dlja vnutrennih zadach jelektrodinamiki. M.: Nauka, 1967. 460 s.

[5] Kovissarova E.V. The design of microwave phased array antenna elements with increased operating speed and decreased power consumption. 2013 23rd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013). Sevastopol, 2013, pp. 576-577.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SLOT STRIPLINE ANTENNA WITH A JUMP IN THE SLOT RADIATORS WIDTH FOR HIGH ACCURACY GLONASS/GPS POSITIONING

Shepov V. N.[1], Vladimirov V. M.[2], Markov V. V.[1]
[1]*Krasnoyarsk Scientific Center of the Russian Academy of Sciences, Siberian Branch*
[2]*SPC "Electron"*
Akademgorodok 50, Krasnoyarsk, 660036, Russia
Ph.: (391) 2905494, e-mail: shepov@ksc.krasn.ru

Abstract — New radiators for slot stripline leaky-wave circularly polarized antennas have been developed. The main technical characteristics of the antennas with the new radiators have been studied theoretically. It is shown that the jump in the slot width performed in a specific way decreases the axial ratio, increases the cross-polarization suppression and improves the phase center stability. The antennas are intended for the high accuracy GLONASS/GPS positioning in three frequency bands: *L*1, *L*2, and *L*3.

ЩЕЛЕВАЯ ПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА СО СКАЧКОМ ШИРИНЫ ЩЕЛЕВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ДЛЯ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ ГЛОНАСС/GPS

Шепов В. Н.[1], Владимиров В. М.[2], Марков В. В.[1]
[1]*Красноярский научный центр СО РАН*
[2]*ООО НПФ «Электрон»,*
Академгородок 50, Красноярск, 660036, Россия
тел.: (391) 2905494, e-mail: shepov@ksc.krasn.ru

Аннотация — Разработаны новые излучатели щелевых полосковых антенн вытекающей волны круговой поляризации со скачком ширины щелей. Проведены теоретические исследования основных технических характеристик антенн с новыми излучателями. Показано, что выполненный определенным образом скачок ширины щелей в излучателе антенны уменьшает коэффициент эллиптичности, увеличивает подавление кроссполяризации и повышает стабильность фазового центра. Антенны предназначены для высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS в трех частотных диапазонах: *L*1, *L*2, и *L*3.

I. Введение

Излучатели щелевых полосковых антенн вытекающей волны с правой круговой поляризацией, предназначенных для высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS, постоянно совершенствуются [1]. В [2] для улучшения коэффициента эллиптичности и подавления кроссполяризации предложены излучатели с дополнительными щелями, электрическая длина которых выполняется меньше электрической длины основных щелей излучателя. Дополнительные щели не соединены с основными и расположены определенным образом [3-7].

В настоящей работе описываются новые излучатели щелевых полосковых антенн вытекающей волны круговой поляризации со скачком ширины щелей. Теоретически исследуется влияние введения нерегулярности ширины щели на коэффициент эллиптичности, подавление кроссполяризации и стабильность фазового центра антенны.

II. Основная часть

На рис. 1 показана верхняя сторона расчетной модели щелевой полосковой антенны вытекающей волны с правой круговой поляризацией со скачком ширины щелей в излучателе.

Излучатель антенны спроектирован на диэлектрической подложке с двусторонней металлизацией (1). Толщина подложки равна 1.524 мм, диаметр 145 мм, диэлектрическая проницаемость 3.3. В металле верхней стороны подложки выполнены щели (2). Они выполнены в виде отрезков спиралей, начинающихся в центральной области антенны (3) и заканчивающихся на ее краю. Щели выполнены на волновой моде колебаний H волны.

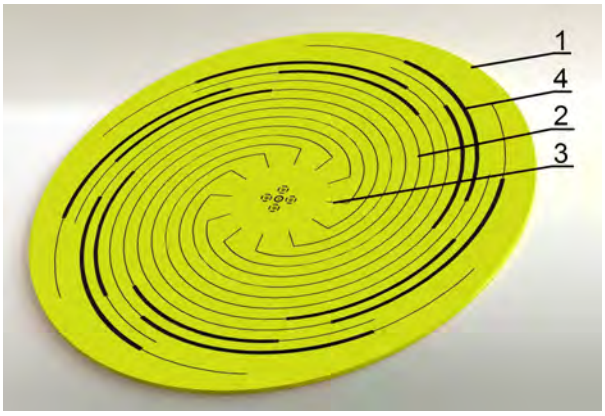


Рис. 1. Верхняя сторона излучателя антенны.

Fig. 1. The front side of the antenna radiator

Электрические длины щелей настроены на диапазоны рабочих частот антенны – *L*1 (ГЛОНАСС/GPS), *L*2 (ГЛОНАСС/GPS), *L*3 (ГЛОНАСС). Скачок ширины щелей выполнен в одной из пучностей высокочастотного электрического поля *H* волны, расположенной дальше от центра антенны (4). Для приема СВЧ сигнала с круговой поляризацией щели закручены по спирали вокруг геометрического центра излучателя.

Для подавления заднего лепестка ДН и многолучевой интерференции в данной антенне применен плоский малогабаритный проводящий экран. Выбор такого экрана обусловлен дальнейшим применением антенны в малоэлементной антенной решетке.

На рис. 2 приведена рассчитанная ДН антенны в вертикальной плоскости на частоте 1602 МГц, где 1 -

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

правая, 2 - левая круговая поляризация. Из рис. 2 видно, что ДН широкоугольная, с резким спадом. Падение коэффициента усиления антенны от зенита к горизонту составляет около 11 дБ.

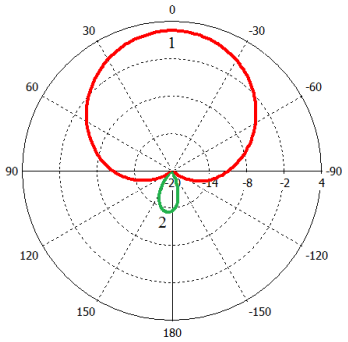


Рис. 2. Рассчитанная ДН антенны.

Fig. 2. The calculated radiation pattern of the antenna

На рис. 3 приведено графическое представление изменения локального фазового центра антенны (*PCV*) в диапазоне углов Θ = ± 90° и φ = 360° на частоте 1.602 ГГц. Из рис. 3 видно, что *PCV* составило менее 2.5 мм.

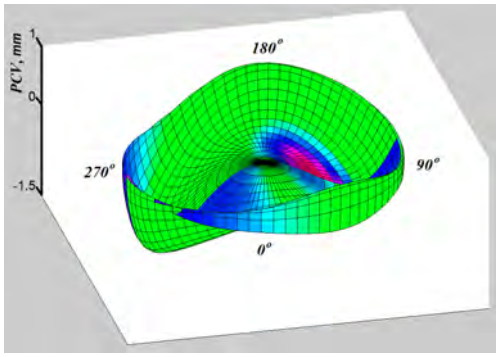


Рис. 3. Изменения локального фазового центра антенны.

Fig. 3. The variation of the local phase center of the antenna

На рис. 4 представлены рассчитанные зависимости коэффициентов эллиптичности (AR) и уровней подавления кроссполяризации (X-pol) от угла возвышения Θ, где Θ = 0 – зенит ДН антенны, (1, 2) - излучатель без скачка, (3, 4) – излучатель со скачком ширины щелей, (1, 3) - частота 1.227 ГГц, (2, 4) – частота 1.246 ГГц.

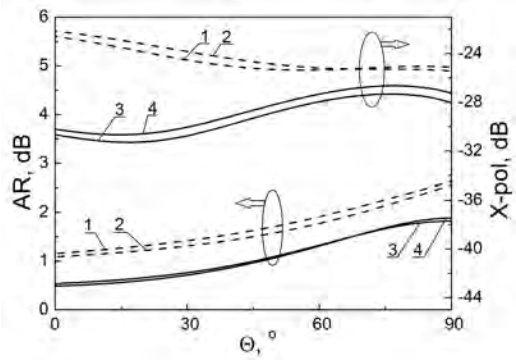


Рис. 4. Зависимости коэффициентов эллиптичности и уровней кроссполяризации от угла Θ.

Fig. 4. The dependence of the axial ratio and cross-polarization levels on the angle Θ

Из рис. 4 видно, что в зените ДН на частоте 1.2276 ГГц AR уменьшился с 1.2 дБ до 0.6 дБ, на частоте 1.246 ГГц с 1.1 дБ до 0.5 дБ. В других частотных диапазонах (*L*1 и *L*3) эффект улучшения AR подобен. Подавление кроссполяризации на обеих частотах диапазона *L*2 увеличилось с 22 дБ до 30 дБ в зените ДН. В диапазонах частот *L*1 и *L*3 увеличение подавления кроссполяризации подобно. Наблюдаемое улучшение AR в разработанной антенне говорит о более качественном приеме навигационных сигналов с правой круговой поляризацией. Увеличение подавления кроссполяризации в антенне с новым излучателем позволяет уменьшить влияние на результаты измерений отраженных от окружающей местности навигационных сигналов, изменивших поляризацию с правой круговой на левую круговую.

Рассчитанный КСВ антенны в диапазоне частот 1.19 – 1.615 (ГГц) не превышает 1.5.

III. Заключение

Наблюдаемое улучшение технических характеристик антенны с новым излучателем связано с более равномерным распределением сверхвысокочастотного электрического поля в щелях. Следует отметить, что расширение щелей в области пучности высокочастотного магнитного поля *H*-волны на концах щелей в центральной части излучателя приводит к снижению уровня подавления кроссполяризации, что обусловлено излучением подводящей микрополосковой линии (МПЛ) сквозь щели. Поэтому в области связи щелей с подводящей МПЛ ширина щелей должна оставаться минимально возможной для согласования волновых сопротивлений щелей с МПЛ.

Работа выполнена при поддержке ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы», Соглашение № 14.604.21.0038.

IV. References

[1] Rao B. Rama, Kunysz W., Fante R., McDonald K. GPS/GNSS Antennas (GNSS Technology and Applications). Norwood, Artech House, 2012. 420 P.

[2] Владимиров В.М., Шепов В.Н., Крылов Ю.В.., Марков В.В. Патент на изобретение RUS 2504055. Щелевая полосковая антенна вытекающей волны с круговой поляризацией. Опубл. 10.08.2012.

[3] Vladimirov V. M., Shepov V. N. Patch slot antenna with circular polarization for the high-accuracy positioning using GNSS signals. 2013 23rd Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology’’ (CriMiCo’2013) Sevastopol, 2013, pp. 596 – 597.

[4] Vladimirov V.M., Kondratyev A.S., Krylov Y.V., Markov V.V., Fedotov P.M., Shepov V.N. Shhelevaja poloskovaja antenna vytekajushhej volny s dopolnitel'nymi shheljami s maloj elektricheskoj dlinoj [Slot strip leaky wave antenna with additional slots with small electrical length]. *Antenny,* 2012, No 11, pp. 12 – 17.

[5] Vladimirov V.M., Kondratyev A.S., Krylov Y.V., Markov V.V., Fedotov P.M., Shepov V.N. Navigation characteristics of the slot strip leaky-wave antenna. *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 55, No 8, pp. 951–955.

[6] Vladimirov V.M., Markov V.V., Shepov V.N. Patch slot leaky-wave right-hand circular polarization antenna with additional spiral slots in the radiator. 2013 11th Int. Conf. on “Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services” (TELSIKS), Serbia, 2013. pp. 429 – 432.

[7] Vladimirov V. M., Fateyev Yu. L., Shepov V. N. Tri-band active patch slot antennas for angular observations using GLONASS/GPS signals 2013 23rd Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013) Sevastopol, 2013, pp. 594 – 595.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CIRCULAR PATCH ANTENNA EIGENMODES

Bankov S. E., Davydov A. G., Samkov S. V.
Moscow Design Bureau "Kompas"
B. Tatarskaya str., 35/5, Moscow, 115184, Russian Federation
Ph.: (495) 9531430, e-mail: sbankov@yandex.ru

Abstract — Results of eigenmode investigation of a circular patch antenna are presented. The antenna is intended for use in anti-jamming and direction finding systems. The antenna is analyzed with help of an approximate resonator model. It is demonstrated numerically that the proposed antenna may form radiation pattern with null in the required direction. Three dominant eigenmodes may be tuned to have identical resonance frequencies and Q-factors close to Q-factor of a conventional patch antenna.

СОБСТВЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ КРУГЛОЙ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ

Банков С. Е., Давыдов А. Г., Самков С. В.
Московское конструкторское бюро «Компас»
Ул. Б. Татарская, д. 35, стр. 5, Москва, 115184, Россия
тел.: (495) 9531430, e-mail: sbankov@yandex.ru

Аннотация — Представлены результаты исследования собственных колебаний круглой печатной антенны, предназначенной для применения в приемных системах с функциями помехоподавления и пеленгации. Исследование спектра собственных колебаний проводится при помощи приближенной резонаторной модели, позволяющей определять резонансные частоты, добротности и диаграммы направленности колебаний. Показано существование в исследуемой антенне осесимметричного колебания, обеспечивающего выполнение указанных функций в достаточно широкой полосе частот.

I. Введение

Задачи помехоподавления и фазовой пеленгации в последнее время приобретают особую актуальность [1]. Обычно они решаются при помощи решеток, содержащих не менее трех, чаще всего печатных, антенн (ПА). Поскольку расстояние между ними выгодно выбирать близким к половине длины волны в свободном пространстве, то подобные системы имеют габаритные размеры, во многих случаях неприемлемые. Их уменьшение может быть достигнуто за счет применения ПА специального типа – многомодовых ПА (МПА), в которых одинаковые резонансные частоты имеют не менее трех собственных колебаний с ортогональными диаграммами направленности (ДН).

В квадратной и круглой ПА два основных колебания имеют одинаковые резонансные частоты. Их ДН можно назвать суммарными. Они имеют максимум вдоль оси антенны и отличаются поляризацией излучения. Для решения отмеченных выше задач необходимо на той же частоте возбудить в МПА третье колебание, имеющее симметричное относительно оси антенны поле и ДН разностного типа, с нулем вдоль оси МПА.

В данной работе рассматривается МПА круглой формы, изображенная на рис. 1.

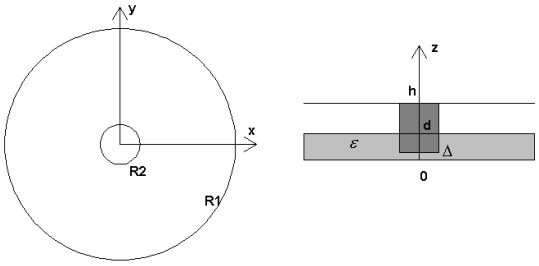


Рис. 1. Многомодовая антенна

Целью нашего исследования было решение следующих задач: оценка возможности подавления помех и фазовой пеленгации при помощи МПА, оценка возможности одновременной настройки симметричного и несимметричных колебания на одну частоту, оценка добротности симметричного колебания и методов ее уменьшения.

Перечисленные задачи решались при помощи приближенной резонаторной модели [2], позволяющей дать качественную оценку исследуемой МПА при приемлемых временных затратах.

II. Помехоподавление и фазовая пеленгация при помощи МПА

В рамках резонаторной модели поле излучения МПА приближенно заменялось полем кольцевых магнитных токов, текущих по металлическому экрану, на котором она расположена. Такая модель позволяет найти парциальные ДН собственных колебаний МПА.

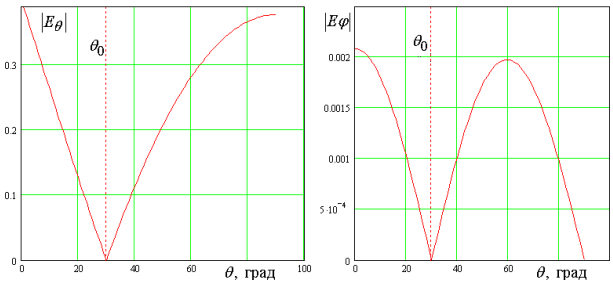


Рис. 2. Формирование нулей ДН МПА

Задача помехоподавления состоит в создании линейной комбинации парциальных ДН, имеющей нуль в заданном направлении, которое определяется углами φ_0,θ_0. При этом нуль должен быть обеспечен для волн двух ортогональных поляризаций. Численно было показано, что МПА обеспечивает формирование нуля для произвольного направления в полупространстве над экраном. На рис. 2 показаны типичные нормированные ДН по двум компонентам поля. Видно, что они имеют нули при заданном угле места $\theta_0=30^0$.

Фазовая пеленгация основана на измерении фаз с различных выходов антенной системы и формировании из них так называемой пеленгационной харак-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

теристики [3], которая представляет собой функцию углов падения волны, возбуждающей МПА.

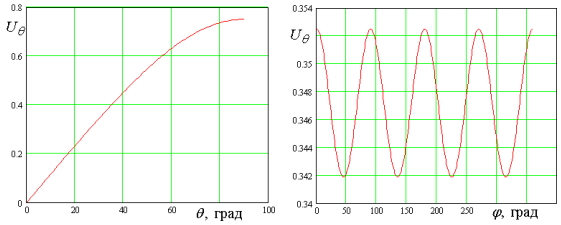


Рис. 3. Пеленгационные характеристики МПА

Численно было показано, что пеленгационная характеристика в азимутальной плоскости U_φ весьма близка к идеальной (линейной). Типичная пеленгационная характеристика в угломестной плоскости U_θ показана на рис. 3. Она близка к линейной при сравнительно малых углах θ. При приеме волн, распространяющихся вдоль горизонта, линейность нарушается. Также видно, что данная характеристика зависит, хотя и незначительно, от угла φ.

III. Настройка собственных колебаний МПА

На первом этапе исследования собственных колебаний рассматривалась МПА со сплошным цилиндром без зазора (Δ=0).

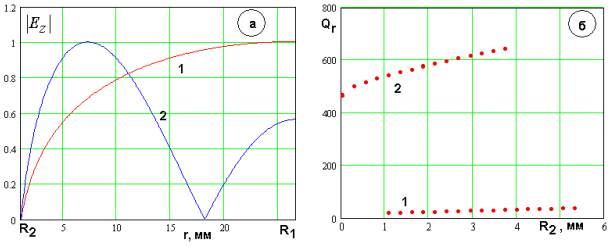


Рис. 4. Характеристики симметричных колебаний

Расчеты показали, что на резонансные частоты, совпадающие с частотами несимметричных колебаний, могут быть настроены симметричные колебания 1 и 2, отличающиеся структурой полей (кривые 1 и 2 на рис. 4 а). Предпочтительным является колебание 1, не имеющее вариаций поля по радиусу, так как его добротность излучения Q_r много меньше (см. рис. 4б) добротности второго колебания. Причем при некоторых параметрах она может быть даже меньше добротности несимметричного колебания.

Интересно также, что симметричное колебание 1 может существовать в МПА без диэлектрического заполнения. При этом ее размеры существенно меньше размеров традиционной ПА без диэлектрика, настроенной на ту же частоту.

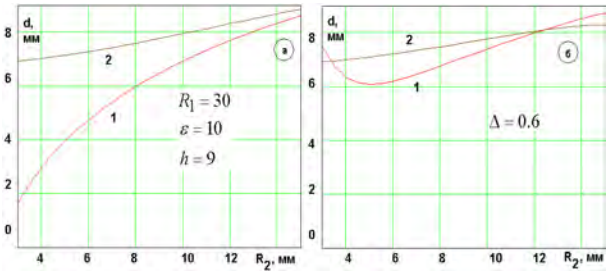


Рис. 5. Настройка колебаний МПА

Недостатком МПА без зазора оказалась сложность одновременной настройки симметричных и несимметричных колебаний на одну частоту. На рис. 5 а, б показана зависимость толщины диэлектрика d от радиуса цилиндра R_2, обеспечивающая настройку МПА на частоту f=1.6 ГГц. Кривые 1 и 2 соответствуют симметричному и несимметричному колебаниям. Видно, что при Δ=0 (рис. 5 а) кривые 1 и 2 не имеют точек пересечения, а при Δ=0.6 они пересекаются в двух точках, что говорит о возможности настройки всех колебаний на одну частоту.

Следует отметить, что наличие зазора ухудшает параметры симметричного колебания, в частности увеличивает его добротность. На рис. 6 показана зависимость радиационной добротности симметричного (кривая 1) и несимметричного колебаний (кривая 2) от радиуса R_2. Видно, что добротность симметричного колебания больше, чем у несимметричного, хотя и остается на приемлемом для многих приложений уровне.

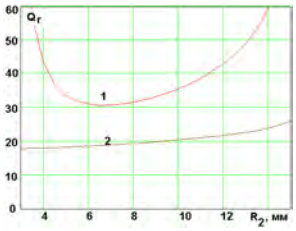


Рис. 6. Добротность колебаний МПА

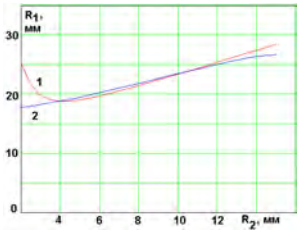


Рис. 7. Настройка МПА с однородной средой

Наличие неоднородного диэлектрического заполнения не всегда удобно с конструктивной точки зрения. Поэтому в работе рассматривалась возможность создания МПА, заполненной средой с постоянной диэлектрической проницаемостью.

Численные исследования показали, что настройка МПА со сплошным диэлектриком возможна за счет вариации ее размеров R_1, R_2, Δ. На рис. 7 показана зависимость радиуса R_1 от R_2 при настройке всех колебаний антенны на частоту f=1.6 ГГц, ε=10. Кривые 1 и 2, соответствующие симметричному и несимметричным колебаниям, имеют необходимые точки пересечения. Однако следует отметить, что при этом добротность симметричного колебания дополнительно возрастает по сравнению с другими рассмотренными случаями.

IV. Выводы

Проведенное исследование показало возможность решения задач помехоподавления и фазовой пеленгации при помощи ПА с тремя рабочими колебаниями. Показана возможность настройки всех колебаний МПА круглой формы на одну частоту и достижения приемлемых значений их добротностей.

V. References

[1] P. Misra and P. Enge. Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance. Ganga-Jamuna Press, Lincoln, MA, 2004.

[2] Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь. 1986.

[3] Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы. Томск: Изд-во ТУСУР. 2002.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MULTIMODE PATCH ANTENNA

Bankov S. E., Davydov A. G., Kurushin A. A., Papilov K. B.
Moscow Design Bureau "Kompas"
B. Tatarskaya str., 35/5, Moscow, 115184, Russian Federation.
Ph.: (495) 9531430, e-mail: sbankov@yandex.ru

Abstract — Investigation and design of a multimode printed antenna is considered. It is demonstrated with help of numerical simulation that in the proposed antenna three dominant eigenmodes may be tuned to have identical resonance frequencies and Q-factors close to Q-factor of a conventional patch antenna. Application of three ports provides well matching and independent excitation of eigenmodes.

МНОГОМОДОВАЯ ПЕЧАТНАЯ АНТЕННА

Банков С. Е., Давыдов А. Г., Курушин А. А., Папилов К. Б.
Московское конструкторское бюро «Компас»
Ул. Б. Татарская, д. 35, стр. 5, Москва., 115184, Россия
тел.: (495) 9531430, e-mail: sbankov@yandex.ru

Аннотация — Рассматривается исследование и проектирование многомодовой печатной антенны. Показано при помощи численного моделирования, что в предложенной антенне три основные собственные колебания могут быть настроены на одну частоту и иметь добротность, близкую к добротности традиционной печатной антенны. Показано, что применение трех портов обеспечивает хорошее согласование антенны и возможность независимого возбуждения собственных колебаний.

I. Введение

Задачи помехоподавления и фазовой пеленгации в последнее время приобретают особую актуальность в связи с развитием систем спутниковой навигации [1]. Обычно данные задачи решаются при помощи решеток, содержащих, как правило, не менее трех антенн, в качестве которых чаще всего используют печатные антенны. Поскольку расстояние между антеннами выгодно выбирать примерно равным половине длины волны в свободном пространстве, то подобные системы в дециметровом диапазоне имеют во многих случаях неприемлемые габаритные размеры. Уменьшение размеров может быть достигнуто за счет применения печатных антенн специального типа – многомодовых печатных антенн (МПА), в которых одинаковые резонансные частоты имеют не менее трех собственных колебаний с ортогональными диаграммами направленности (ДН).

В данной работе рассматривается МПА, изображенная на рис. 1.

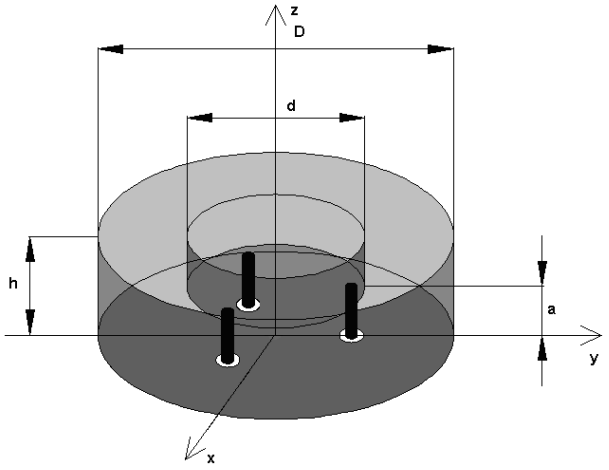


Рис. 1. Многомодовая антенна

Она представляет собой печатную антенну круглой формы, у которой в центре выполнено цилиндрическое углубление. Наряду с двумя традиционными колебаниями, поле которых зависит от азимутального угла как cosφ и sinφ, МПА имеет осесимметричное колебание. Углубление в центре используется для настройки резонансных частот МПА на заданную рабочую частоту.

II. Методика исследования и оптимизации МПА

Исследование МПА проводилось в несколько этапов. На первом этапе антенна рассматривалась как многополюсник СВЧ с тремя входами. Рабочим режимом функционирования антенны является ее одновременное возбуждение волнами разных амплитуд, падающими на разные входы антенны. Этот режим отличается от стандартного режима возбуждения антенны по одному входу. Для него были получены условия излучения максимальной мощности, которые использовались далее для настройки антенны. Они отличаются от стандартных условий согласования антенны по ее входам.

На следующем этапе проводилось компьютерное моделирование и оптимизация МПА. При этом использовался метод конечных элементов в частотной области (МКЭ) [2]. Основная задача электродинамического моделирования состояла в настройке резонансных частот собственных колебаний на одну частоту и согласование МПА при одновременном возбуждении всех ее входов разными комбинациями падающих волн.

III. Условия оптимальной настройки МПА

МПА имеет несколько входов и является СВЧ многополюсником, который описывается матрицей рассеяния S. В работе показано, что максимальная энергия падающей на МПА волны выделяется на ее входах, если МПА согласована во всех режимах возбуждения собственных колебаний. Под таким режимом понимается возбуждение антенны комбинацией падающих на входы волн U_{in}, n=1,2,3, при которой в МПА существует одно собственное колебание.

В МПА, показанной на рис. 1, имеются три такие комбинации:

$$U_{in1}=\exp(2in\pi/3),\ U_{in2}=\exp(-2in\pi/3),\ U_{in3}=1. \qquad (1)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

В работе показано, что согласование в режимах (1) сводится к минимизации следующих двух комбинаций элементов матрицы рассеяния:

$$S_{11}\text{-}S_{12},\ S_{11}\text{+}2S_{12}. \qquad (2)$$

Условия (2) использовались при электродинамическом моделировании МПА.

IV. Электродинамическое моделирование МПА

Электродинамическая модель (см. рис. 2) имела ряд особенностей. Источники возбуждения МПА имели вид сосредоточенных портов с сопротивлением 50 Ом. Численные эксперименты показали, что достижение согласования по двум критериям, сформулированным в разд. III, затруднительно без использования дополнительных элементов. В качестве такого элемента использовалось металлическое кольцо и металлический цилиндр в центре МПА.

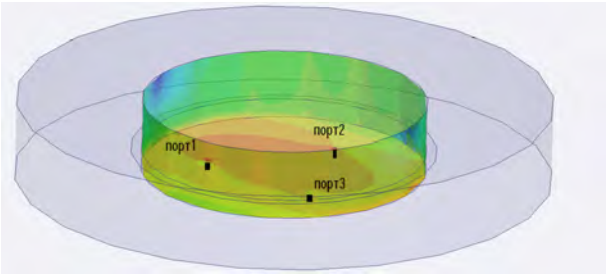


Рис. 2. Модель МПА

Целью численных экспериментов была настройка резонансных частот собственных колебаний на рабочую частоту МПА, равную 1.5 ГГц, а также согласование МПА по критериям (2).

На рис. 3,4 показаны результаты оптимизации МПА, выполненной из диэлектрика с диэлектрической проницаемостью 10.

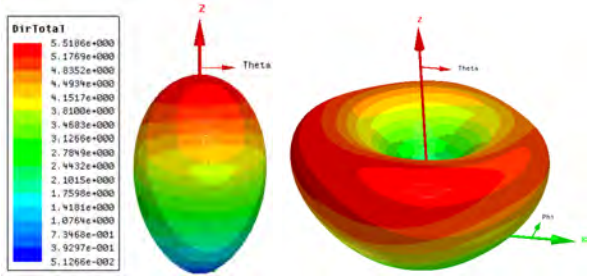


Рис. 3. ДН собственных колебаний МПА

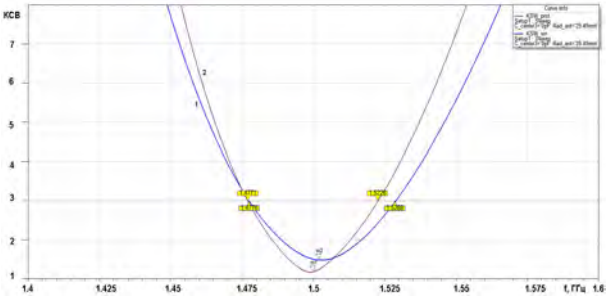


Рис. 4. КСВ МПА при возбуждении собственных колебаний

На рис. 3 показаны ДН собственных колебаний, а на рис. 4 частотные зависимости КСВ осесимметричного колебания (кривая 1) и колебания с круговой поляризацией (кривая 2). Видно, что МПА хорошо согласована и имеет ДН требуемого вида.

В работе рассматривался ряд модификаций базового варианта МПА, изображенного на рис. 1, которые имеют улучшенные конструктивно-технологические характеристики. В частности, исследовалась возможность устранения зазора между углублением и нижним экраном с переносом портов в периферийную часть антенны. Исследование показало, что при этом затрудняется одновременная настройка резонансных частот всех трех собственных колебаний, а также повышается сложность обеспечения необходимых входных импедансов.

Исследовалась антенна с элементом возбуждения, расположенным в ее центре. Такое размещение порта весьма удобно, так как он селективно возбуждает осесимметричное собственное колебание и при этом не взаимодействует с несимметричными колебаниями, имеющим нули электрического поля в центре МПА. Недостатком центрального возбуждения МПА является сложность согласования, которое невозможно без применения внешних согласующих элементов: сосредоточенных или распределенных емкостей и индуктивностей, которые сужают полосу рабочих частот устройства и являются источником дополнительных тепловых потерь.

Важным этапом исследования МПА является анализ устойчивости ее характеристик к изменениям геометрических параметров. Достаточно сложная форма антенны затрудняет металлизацию ее поверхностей. Поэтому актуальным является анализ влияния на параметры МПА зазоров между диэлектриком и металлом на боковой поверхности углубления.

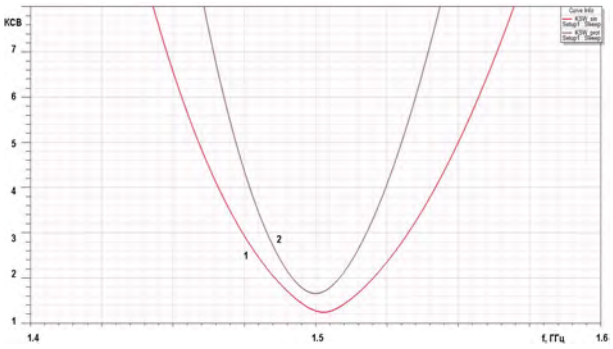


Рис. 5. КСВ МПА при наличии зазоров

Расчеты показали, что наличие зазоров между цилиндрическими поверхностями диэлектрика и металла оказывает незначительное влияние на характеристики антенны. На рис. 5 приведена частотная зависимость КСВ при возбуждении симметричного колебания (кривая 1) и несимметричного колебания (кривая 2) при весьма большом зазоре 0.5 мм. Видно, что резонансные частоты практически не изменились. Незначительно ухудшилось согласование МПА с несимметричным колебанием.

V. References

[1] P. Misra and P. Enge. Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance. Ganga-Jamuna Press, Lincoln, MA, 2004.

[2] Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А. Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS. М.: Оркада. 2012.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF CURVATURE ON THE CHARACTERISTICS OF THE CONFORMAL MICROSTRIP ANTENNA

Kisel N. N., Grishchenko S. G., Derachits D. S.
Southern Federal University, Institute of Radioengineering System and Control
GSP-17A, 44, Nekrasovsky, Taganrog, Rostov reg.
347928, Russian Federation
Ph.: +7(8634)371883, e-mail: nnkisel@sfedu.ru, grishchenko@sfedu.ru, derachitc@mail.ru

Abstract — Studies on the characteristics of the conformal microstrip antenna disposed on a cylindrical surface are carried. Generalized effect depending on the radius of curvature of the antenna resonance frequency for the antenna at a different orientation on the cylindrical surface are obtained. It is shown that the curvature of the surface significantly affects the VSWR and Return Loss. CAD Software FEKO was used for 3-electromagnetic design.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КРИВИЗНЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНФОРМНОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ

Кисель Н. Н., Грищенко С. Г., Дерачиц Д. С.
Южный федеральный университет, Институт радиотехнических систем и управления
пер. Некрасовский 44, Таганрог, Ростовская обл., 347928, Россия
тел.: +7(8634)371883, e-mail: nnkisel@sfedu.ru, grishchenko@sfedu.ru, derachitc@mail.ru

Аннотация — В работе выполнено исследование влияние кривизны на характеристики микрополосковой антенны. Получены обобщенные зависимости радиуса кривизны антенны на резонансную частоту при различной ориентации антенны на цилиндрической поверхности. Показано, что кривизна поверхности, на которой расположена антенна, существенно влияет на КСВН и обратные потери. Для 3D-моделирования использован пакет FEKO.

I. Introduction

Currently, much attention is paid to the development of the integrated antenna devices processing and signal conversion, and antennas, placed the object's surface and form repeating units of the object. the so-called conformal microstrip printed antennas. In general, the antenna on a flat surface or piecewise planar may also be attributed to the conformal because it takes the shape of the surface.

II. Main Part

The cylindrical surface is a basic curved surface for conformal antennas. Cuts from the cylindrical surfaces of the structure designed for aircraft or ground vehicle (fuselage, cabin, edge surfaces).

One possible approximation of conformal antennas is the approximation of conformal structure locally flat structure, and then use the known methods of modeling planar antennas. Such an approach is possible, if the radius of curvature of the structure is very large. However, the smaller the radius of the antenna properties are beginning to differ materially from its flat counterpart, and so the shape of the antenna must be strictly taken into account. To analyze and optimize performance conformal antennas and power circuits accurate 3D-electromagnetic simulation is particularly important [1-3].

An example of cylindrical conformal antenna are shown in Fig. 1.

Flat microstrip antenna transformed into an antenna on a cylindrical surface by the following rule model 1: the width of the antenna $L=r_1 \cdot \varphi_1$, W - length remains unchanged (Fig.1,a) or Model 2: the length of the antenna $W=r_1 \cdot \varphi$, L width remains unchanged (Fig.1,b).

The rectangular microstrip is considered, antenna is excited by coaxial cable. Optimizing the design of the planar antenna is made by the criterion of ensuring a minimum standing wave ratio (VSWR), using a three-dimensional electromagnetic simulation package FEKO [4-6].

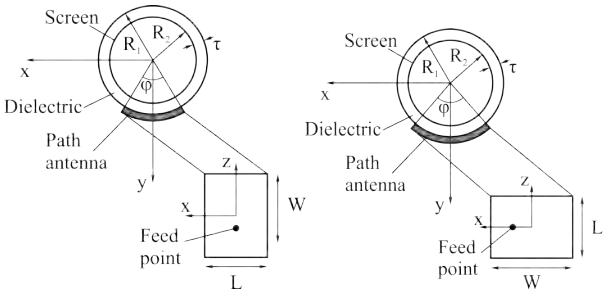


Fig. 1. Cylindrical microstrip antenna 1: model 1, model 2.

Рис. 1. Цилиндрическая микрополосковая антенна: модель 1, модель 2

Further characteristics test results of conformal microstrip antenna (MPA) (model 1, model 2) are shown for various radii of curvature (Fig. 2).



Fig. 2. Model conformal microstrip antenna in FEKO.

Рис. 2. Модели конформной микрополосковой антенны в FEKO

For the conformal microstrip antenna investigation of the reflection coefficient, VSWR, input impedance of the antenna are performed when changing the radius of the cylindrical surface of 30 mm to 100 mm (Fig. 3,4).

As can be seen from the analysis of the frequency dependence of return loss Return Losses and standing wave ratio VSWR model 2, with a decrease in the curvature of the resonant frequency of the antenna shift to-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ward higher frequencies. This change is not so large, and a radius of 30 mm at the resonant frequency of 1.575 GHz is reached, and at 100 mm - 1.555 GHz for the planar antenna - 1.548 GHz.

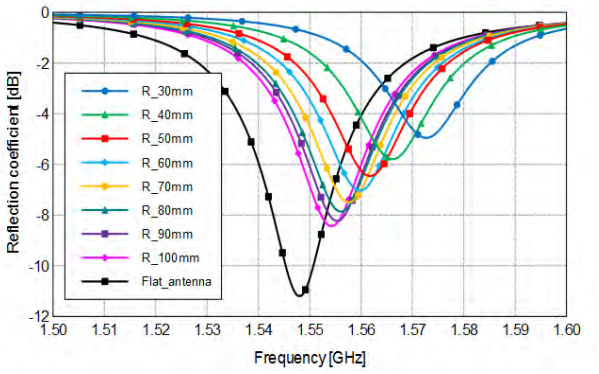


Fig. 3. The frequency dependence of Return Losses conformal antenna (model 2)

Рис. 3. Частотная зависимость обратных потерь конформной антенны (модель 2)

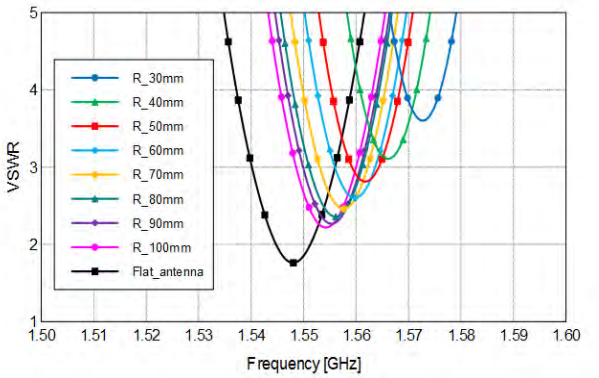


Fig. 4. Frequency dependence of conformal antenna VSWR (model 2).

Рис. 4. Частотная зависимость КСВН конформной антенны (модель 2)

Note that there is a high sensitivity to the curvature of parameters such as return loss, VSWR, which at the same variations of curvature change for the coefficient of reflection from -11 dB for the planar antenna to -5 dB for the antenna with a radius of curvature of 30 mm (Fig. 3) for the VSWR from 1.8 to 3.7 (Fig. 4).

Consequently, for conformal microstrip antenna power supply point, optimal in terms of minimum VSWR does not coincide with the case of the planar antenna and depends on the radius of curvature. Similar patterns are obtained for model 1. However, the resonant frequency for that pattern with decreasing radius of curvature is displaced downward frequency. Figure 5 provides a summary of the resonant frequency of the antenna depending on the radius of curvature of: curve 1 – conformal antenna with curvature of the size W (model 2), curve 2 - flat antenna, curve 3 - conformal antenna with curvature of size L (model 1).

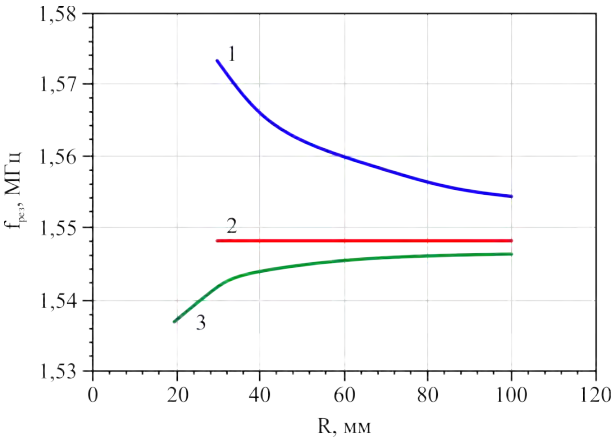


Fig. 5. Dependence of the resonant frequency of the antenna of the radius of curvature R.

Рис. 5. Зависимость резонансной частоты антенны от радиуса кривизны R

III. Conclusion

Thus, studies of characteristics of a conformal rectangular antenna, disposed on the cylindrical surface are given as generalized effect depending on the radius of curvature of the antenna resonance frequency of the antenna at different orientations are obtained. It is shown that the curvature of the antenna significantly affect VSWR and return loss for both models.

IV. References

[1] Samir Dev Gupta, MC Srivastava, Amit Singh Design and Performance Analysis of Cylindrical Microstrip Antenna and Array using Conformal Mapping Technique//International Journal of Communication Engineering Applications-IJCEA. 2011. Vol. 2, p.166-180.

[2] Ali Elrashidi, Khaled Elleithy, Hassan Bajwa Input Impedance, VSWR and Return Loss of a Conformal Microstrip Printed Antenna for *TM01* Mode Using Two Different Substrates// International Journal of Networks and Communications 2012, N2(2): p.13-19.

[3] Ruying SunThe Computer Simulation of Radiation Pattern for Cylindrical//Modern Applied Science Conformal Microstrip Antenna/ 2009 Vol.2. N10. p. 96-100.

[4] Kisel, N.N., Grishchenko, S.G., Derachits, D.S. Simulation of an analog phase shifter//CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 6959571, p. 653-654.

[5] Kisel N.N. Modelirovanie prikladnyh zadach jelektrodinamiki i antenn na supervychislitel'noj sisteme v pakete FEKO: Uchebnoe posobie. – Taganrog: Izd-vo JuFU. 2013. – 326 p.

[6] Kisel N.N., Grishchenko S.G., Cardos D.A. Optimizacija parametrov kombinirovannoj mikropoloskovoj antenny// Izvestija Juzhnogo federal'nogo universiteta. Tehnicheskie nauki. 2012. № 11 (136). p. 25-31.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ELECTROMAGNETIC SCREENS WITH EXTENDED FUNCTIONAL PROPERTIES

Budai A. G., Knysh V. P., Maly S. V., Rudnitsky A. S.
Belarusian State University
4, Nezavisimosti avenue, 220030, Minsk, Belarus
Ph.: (375) 172095903, e-mail: maly@bsu.by

Abstract — Numerically investigated the reflective properties of periodic arrays of stripe elements located on the metallized dielectric substrate. It was established that such structures can be used to convert the polarization and spatial spectrum of the reflected electromagnetic field.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЭКРАНЫ С РАСШИРЕННЫМИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ СВОЙСТВАМИ

Будай А. Г., Кныш В. П., Малый С. В., Рудницкий А. С.
Белорусский государственный университет
пр. Независимости,4, Минск, 220030, Беларусь
тел.: (375) 172095903, e-mail: maly@bsu.by

Аннотация — Численно исследованы отражательные свойства периодических решеток из полосковых элементов, расположенных на металлизированной диэлектрической подложке. Установлено, что такие структуры могут использоваться для преобразования поляризации и пространственного спектра отраженного электромагнитного поля.

I. Введение

Частотно-избирательные поверхности (ЧИП) широко используются на практике в качестве частотных и поляризационных фильтров, элементов антенных обтекателей, укрытий, зеркальных антенн [1, 2]. Важным свойством ЧИП является возможность преобразования поляризации рассеянного на ней электромагнитного поля [3,4].

Периодические решетки из металлических элементов, расположенных на металлизированной диэлектрической подложке, используются на практике в качестве импедансных поверхностей, ультратонких радиопоглощающих покрытий.

В докладе рассмотрены потенциальные возможности таких структур для создания экранов, обеспечивающих преобразование поляризации и пространственного спектра отраженного электромагнитного поля.

II. Основная часть

В рамках вычислительного эксперимента, базирующегося на методе минимальных автономных блоков [5,6], исследованы отражательные свойства электромагнитных экранов, представляющих собой плоские периодические решетки из металлических полосковых элементов, расположенных на поверхности металлизированной подложки, как показано на рис. 1,3.

Установлено, что структура, представленная на рис. 1 позволяет изменять плоскость поляризации и эллиптичность отраженного электромагнитного поля. Элемент решетки состоит из двух прямоугольных проводящих пластин с размерами 8.25x1.5x0.1 мм. Толщина диэлектрического слоя равна 0.5 мм. Диэлектрическая проницаемость материала подложки равна $\varepsilon = 2$. Периоды решетки равны $D_x = D_y = 15$ мм.

Рассмотрен случай нормального падения на решетку плоской линейно поляризованной электромагнитной волны. Плоскость поляризации параллельна одному из полосковых элементов периодической решетки. На рис. 2 представлены частотные зависимости модулей коэффициентов отражения. Индекс «1» соответствует основной поляризации, а индекс «2» – перпендикулярной.

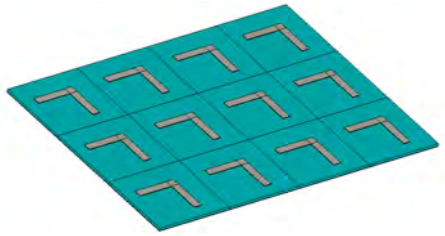


Рис. 1. Отражательная решетка из комбинированных полосковых элементов.

Fig. 1. Reflective grating from elements of the combined type

Установлено, что на резонансной частоте осуществляется поворот плоскости поляризации отраженной волны на 90^o. На частотах выше и ниже резонансной отраженная волна имеет элиптическую поляризацию. Таким образом, перестройкой частоты можно изменять эллиптичность и поляризацию отраженной электромагнитной волны.

Достоинством рассматриваемой структуры является ее сверхмалая волновая толщина и технологичность. Эффект поворота и преобразования поляризации обусловлен взаимной компенсацией электромагнитной волны, отраженной от проводящей поверхности, и волны, переизлученной полосковыми элементами, параллельными основной плоскости поляризации.

Эффект компенсации отраженного поля в зеркальном направлении может использоваться для пространственного перераспределения электромагнитного излучения в ненулевые распространяющиеся пространственные гармоники.

Рассмотрим периодическую решетку из параллельных проводящих полосковых элементов прямоугольной формы, расположенных на диэлектрической подложке параллельно проводящему экрану, как показано на рис. 3.

Размеры полоскового элемента решетки – 15x1.5x0.1 мм. Полоски находятся на поверхности металлизированной диэлектрической подложки тол-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

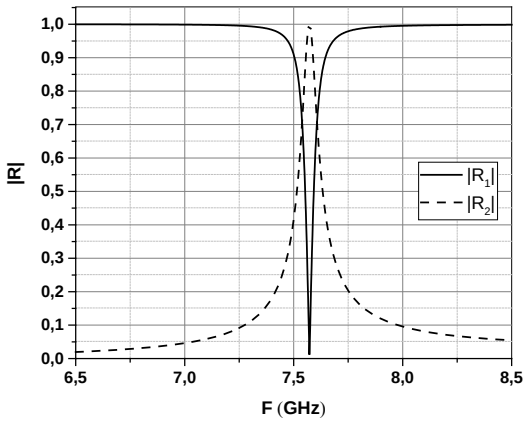


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента |R|:
1 - основная поляризация;
2 - ортогональная поляризация.

Fig. 1. Frequency dependence of |R |:
1 - the basic polarization;
2 - orthogonal polarization

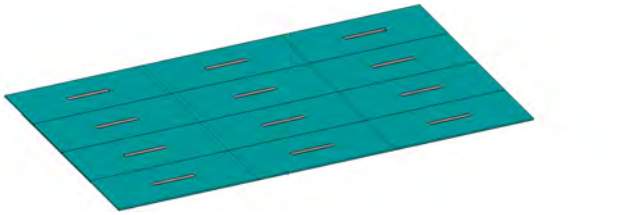


Рис. 3. Решетка прямоугольных полосковых элементов над проводящим экраном.

Fig. 1. Grating of rectangular strip elements over the conducting screen

щиной 0.5 мм. Диэлектрическая проницаемость материала подложки равна $\varepsilon = 2$. Периоды решетки равны $D_x = 20мм$, $D_y = 50мм$. На решетку падает плоская линейно поляризованная электромагнитная волна нормально к ее поверхности. Плоскость поляризации параллельна полоскам.

На рис. 4 представлены частотные зависимости модулей амплитуд пространственных гармоник рассеянного решеткой электромагнитного поля. С учетом соотношения конструктивных параметров решетки и длины волны, а также направления падения в отраженном поле помимо основной (зеркальной) гармоники могут существовать две дополнительные гармоники, распространяющиеся под углом $\pm 60^o$ к нормали к экрану (на резонансной частоте).

На резонансной частоте наблюдается существенное подавление обратного рассеяния и перераспределение энергии отраженного поля в ± 1 гармоники.

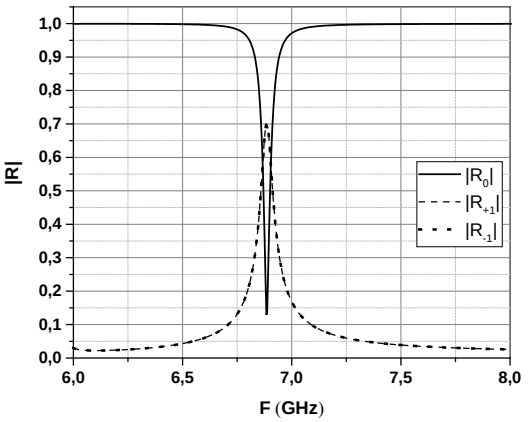


Рис. 4. Частотная зависимость амплитуд гармоник рассеянного поля.

Fig. 4. The frequency dependence of the amplitudes harmonics of the scattered field

Таким образом, установлено, что решетки из резонансных полосковых элементов могут использоваться в качестве устройств для преобразования поляризации и спектра отраженного электромагнитного поля. Указанные эффекты наблюдаются и при наклонном падении волны на экран.

III. Заключение

1. Периодические решетки из комбинированных полосковых элементов, расположенных над проводящим экраном, обеспечивают поворот плоскости поляризации на 90^o и могут использоваться для управления элиптичность отраженного поля.

2. Периодические решетки из параллельных прямоугольных полосковых элементов, расположенных на тонкой диэлектрической металлизированной подложке, обеспечивают возможность перераспределения отраженного поля в незеркальные пространственные гармоники.

IV. References

[1] K. Wu. Frequency Selective Surface and Grid Array. New York: Wiley, 1995.
[2] B. A. Munk, Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. New York: Wiley Interscience, 2000.
[3] S. A. Winkler, W. Hong,M. Bozzi, and K.Wu, Polarization rotating frequency selective surface based on substrate integrated waveguide technology," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 4, pp. 1202–1213, Apr. 2010.
[4] Budai A.G., Knysh V.P., Maly S.V., Rudnitsky A.S. Cha-stotno-selektivnye jekrany na osnove svjazannyh polos-kovyh rezonatorov // Trudy 7-j Mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskoj konferencii «Priborostroenie – 2014», Minsk, 2014, pp. 262-263.
[5] Nikolskii V.V., Nikolskaya T.I. Decompositional approach to problems of electrodynamics. Moscow, "Nauka", 1983.
[6] Maly S.V. // Mathematical Methods in Electromagnetic Theory: Proc. of VI International Conf., Lviv, September 10-13, 1996, pp. 490-492.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE DUAL-BAND MONOPULSE ANTENNA ARRAY OF A SECONDARY SURVEILLANCE RADAR

Kondratieva S. G., Shmachilin P. A.
Moscow Aviation Institute (National Research University)
4, Volokolamsk h., Moscow.
125993, Russian Federation
*Ph.: +7 (*916) 586-44-32*, e-mail:* shmachilin@yandex.*ru*

Abstract — The article discusses development of a dual frequency monopulse antenna array of surveillance radar L-band. Issues of development combined antenna element and integral dual-frequency microwave distribution system are considered. Demonstrated the possibility the synthesis of unified microwave excitation system of aperture antenna array on two frequency bands using a multi-parameter optimization algorithm.

ДВУХДИАПАЗОННАЯ МОНОИМПУЛЬСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА СИСТЕМЫ ВТОРИЧНОГО ОБЗОРНОГО РАДИОЛОКАТОРА

Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А.
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»
Волоколамское шоссе, д. 4, г. Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия
тел.: +7 (916) 586-44-32, e-mail: shmachilin@yandex.ru

Аннотация — Рассматриваются вопросы разработки антенного полотна и системы возбуждения для двухчастотной антенной решётки системы вторичного радиолокатора. Показана возможность расчёта и оптимизации единой возбуждающей распределительной СВЧ-системы для двух частотных диапазонов.

I. Введение

Развитие современных радиолокационных систем идёт по пути расширения рабочей полосы частот используемых СВЧ сигналов, что ужесточает требования к антенным системам. С другой стороны, развитие современных систем САПР и сред автоматизированного моделирования даёт возможность решать всё более сложные электродинамические задачи за меньшее время, что в инженерном плане позволяет решить ряд конструкторских задач, которые были ранее неразрешимы в силу своей алгоритмической сложности.

Одной из подобных задач является разработка малогабаритной двухчастотной антенной решётки, устанавливаемой на наземном мобильном комплексе вторичного радиолокатора. Исходя из требований стандарта ИКАО [1] для систем вторичных радиолокаторов такая система должна работать в двух частотных диапазонах 20 и 30 см, в полосе порядка 5% (для каждого) и при этом обеспечивать режим моноимпульсной пеленгации в азимутальной плоскости, косекансную диаграмму направленности (ДН) в угломестной плоскости при жёстких ограничениях по УБЛ (-20дБ в плоскости горизонта и -24дБ излучение в направлении земли угломестной плоскости). При этом согласование по входу должно быть обеспечено не уже КСВ < 1.5 в секторе азимутального электрического сканирования ±45°.

II. Основная часть

Решение поставленной задачи целесообразно разделить на несколько этапов. На первом этапе исходя из требований к частотному диапазону, согласованию по входу и сектору сканирования был проведён обзор вариантов построения и определена конструкция антенного элемента решётки (рис.1).

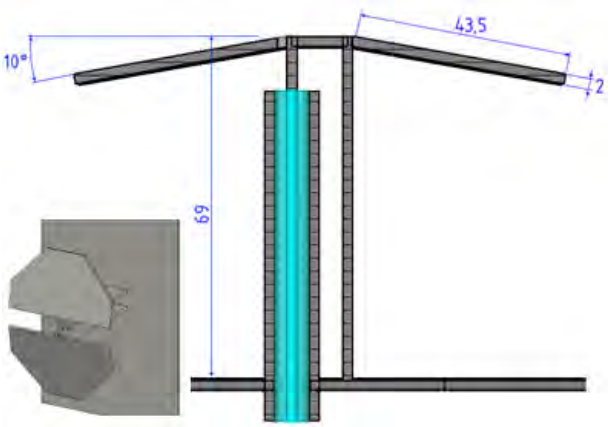


Рис. 1. Модифицированный широкополосный пластинчатый вибраторный излучатель.

Fig. 1. The modified plate broadband dipole radiators

Конструкция излучателя получена в прцоессе многопараметрической оптимизации конструкции плоского вибраторного излучателя в условиях малоэлементной решётки.

Второй этап разработки системы затрагивает вопросы синтеза СВЧ-распределительной системы. Сложность разработки заключается в том, что делитель мощности должен обеспечивать формирование амплитудно-фазового распределения (АФР) в апертуре такого вида, которое обязано обеспечить заданные характеристики ДН одновременно на двух рабочих частотах при сохранении КСВ на входе не больше 1.5 в каждом из рабочих диапазонов частот. Для получения требуемой топологии схемы деления можно воспользоваться алгоритмами оптимизации. Для этого изначально рассчитывается классическая схема деления мощности на центральной частоте. На основе данной схемы строится многопараметри-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ческая модель, параметры которой будут первым приближением процесса оптимизации. Для установки критериев оптимизации необходимо определить выходные характеристики численной модели. Ими будут, на первом этапе, АФР для каждого из частотных диапазонов, которые можно определить на основе матрицы S-параметров СВЧ-устройства. На втором этапе процесса оптимизации определяются критерии по характеристикам направленности, которые могут быть определены на основе рассчитанных АФР.

На основе вышеизложенного была построена численная модель трёх СВЧ-делителей: делителя суммарного канала, делителя разностного канала и делителя, формирующего АФР косекансной ДН в вертикальной плоскости. На рис.2 приведены результаты оптимизации по ДН моноимпульсной схемы деления мощности в горизонтальной плоскости.

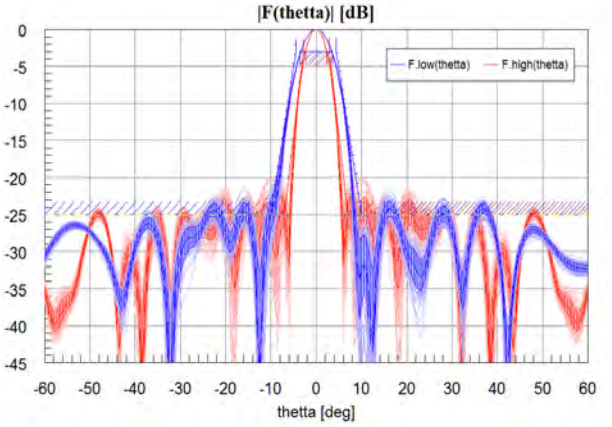


Рис. 2. ДН суммарного канала моноимпульсной ДН.

Fig. 2. Summary channel of monopulse beam pattern

Как можно видеть, результат оптимизации схемы делителя позволил получить ДН суммарного канала требуемой формы с заданным УБЛ. Тоже самое следует и для разностного канала рис. 3.

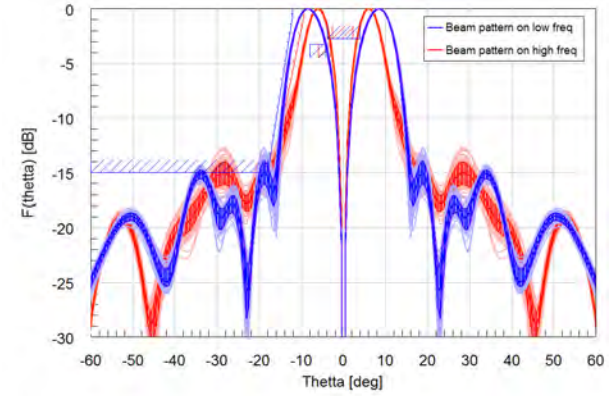


Рис. 3. ДН разностного канала моноимпульсной ДН.

Fig. 3. Difference channel of monopulse beam pattern

Синтез косекансной ДН в вертикальной плоскости дополнительно осложняется ограничением на число элементов эквивалентной апертуры. Для формирования косеканса доступна решётка лишь с 8-ю излучателями. В следствии жёстких требования к уровню излучения в сторону земли синтез ДН классическими методами не даёт желаемого результата. На рис. 4. Приведена ДН делителя, формирующего АФР в вертикальной плоскости.

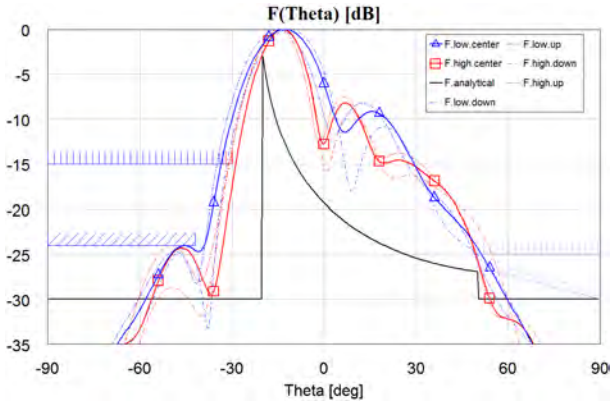


Рис. 4. ДН решётки в вертикальной плоскости.

Fig. 4. Beam-pattern in the vertical plane

Таким образом, в полученной схеме деления мощности в вертикальной плоскости достигается низкий уровень излучения в направлении земной поверхности и отсутствие «слепых» зон в рабочем секторе углов.

III. Заключение

1. Применение современных САПР и алгоритмов многопараметрической оптимизации даёт возможность разрабатывать СВЧ-устройства, способные сохранять свои рабочие характеристики в широкой полосе частот.

2. В результате моделирования и оптимизации получены топологии схем деления мощности для малогабаритной антенной решётки, формирующие суммарно-разностную ДН в горизонтальной плоскости с УБЛ не хуже -24дБ и косекансную ДН в угломестной плоскости с уровнем излучения в сторону земной поверхности не более -24дБ.

3. Получена конструкция широкополосного излучателя антенной решётки с согласованием по входу не хуже КСВ<1.5 в условиях взаимодействия и при электрическом сканировании в секторе углов ±45°

Работа выполнена при частичной поддержке Программы ОФН РАН «Современные проблемы радиофизики».

IV. References

[1] ICAO Doc 9684 — Manual of the Secondary Surveillance Radar (SSR) Systems.

[2] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток. Учеб. пособие для ВУЗов / Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко, В.С. Филиппов и др. *Под ред. Д.И. Воскресенского* 3-е изд., доп. и пере-раб. – М.: Радиотехника 2003. -632с.

[3] Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. *Международная организация гражданской авиации.* Издание третье — 2004 г.

[4] *Abdul-Aziz A. Abdul-Aziz, Hanna A. Kamala.* Sector synthesis of antenna array using genetic algorithm. // Journal of theoretical and applied information technology, 2005.- pp. 160-169.

[5] *Касьянов А. О., Обуховец В. А., Мушников В. В.* Результаты численного и экспериментального исследований широкополосных печатных излучателей антенных решёток. Антенны, 2007 г. № 5 (120), с. 9 – 15.

[6] *Овчинникова Е. В, Кондратьева С.Г.* Многофункциональная антенная решётка для бортовой РЛС. Труды 7-й международной молодёжной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011», Севастополь, 2011 г.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE ANALYSIS OF SPATIAL EXCITATION OF A LARGE FLAT PERIODIC ANTENNA ARRAY

Krekhtunov V. M., Budkin A. A., Alikin K. A.
Bauman Moscow State Technical University
5/1, ul. Baumanskaya 2-ya, Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: (903) 5144015, e-mail: krehtunov@bk.ru

Abstract — The spatial excitation efficiency of large antenna array is investigated in mind directivity patterns of feeder and irradiators taking their interaction in array into account. The solution of the diffraction problem for plane waves, incident on an infinite array from directions corresponding to their positions in array is applied. In the result of analysis, the system's geometry providing optimization excitation efficiency is determined.

АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ ПЛОСКОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Крехтунов В. М., Будкин А. А., Аликин К. А.
Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
2-я Бауманская ул., д.5, стр.1. Москва, 105005, Россия
тел. (903) 5144015, e-mail: krehtunov@bk.ru

Аннотация — Для многоэлементной плоской антенной решетки исследуется эффективность ее пространственного возбуждения, учитываются диаграмма направленности облучателя и диаграммы направленности излучателей, найденные с учетом взаимного влияния элементов в антенной решетке. При анализе используется решение задачи дифракции плоских волн, падающих на антенную решетку с определенных направлений, определяемых положением излучателей в раскрыве антенной решетки. В результате численного анализа находится геометрия антенной системы, обеспечивающая оптимальное пространственное возбуждение антенной решетки.

I. Введение

Фазированные антенные решетки (ФАР) проходного типа с пространственным возбуждением широко используются в современных радиотехнических системах [1]. Их коэффициенты усиления для излучателей разных типов хорошо изучены [2, 3], однако эффективность пространственного возбуждения многоэлементных ФАР облучателями изучена недостаточно полно, отсутствуют рекомендации по выбору параметров системы возбуждения. Это отчасти объясняется сложностью анализа возбуждения решетки излучателей сферической волной облучателя. В связи с этим разрабатывается алгоритм расчета эффективности возбуждения антенной решетки и решается задача оптимизации параметров с целью получения максимальной эффективности возбуждения. Представляет интерес сравнение антенных решеток и зеркальных антенн по эффективности пространственного возбуждения.

II. Основная часть

На рис. 1 показана геометрия проходной ФАР с пространственным возбуждением облучателем, включающей решетку приемных излучателей и решетку апертурных излучателей. Для расчета ее коэффициента усиления необходимо знать амплитуды возбуждения излучателей и коэффициент полезного действия (КПД) системы возбуждения, учитывающий переливание энергии за края раскрыва антенной решетки и рассогласование ее элементов с возбуждающими волноводами.

Эффективность возбуждения антенной решетки оценивается параметром $\mu = \nu \cdot \eta$, где ν - коэффициент использования площади раскрыва антенны, η - КПД системы возбуждения. Предполагается, что потери в элементах ФАР не учитываются и в антенной решетке имеются пассивные излучатели, устраняющие «краевые эффекты».

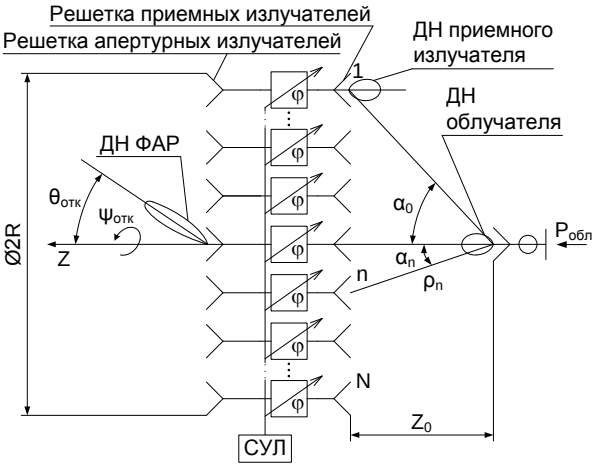


Рис. 1. Геометрия фазированной антенной решетки с пространственным возбуждением.

Fig. 1. Space fed phased array antenna configuration

Исследование эффективности возбуждения выполнено для антенной решетки волноводно-диэлектрических излучателей [4], расположенных в узлах сетки с гексагональной ячейкой с шагом $d_0 = 0{,}68\lambda$, где λ – длина волны. При числе излучателей $N \approx 400$, эффективный диаметр раскрыва $2R \approx 15\lambda$.

При расчете эффективности возбуждения антенной решетки диаграмма направленности облучателя аппроксимируется функцией $F_{обл}(\alpha, \psi) = \cos^m \alpha$ при $0 \le \alpha \le \pi/2$.

Коэффициент полезного действия системы возбуждения рассчитывается по формуле

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\eta = \frac{\sum_{n=1}^{N} P_n}{P_{обл}} = \sum_{n=1}^{N} G_{обл}(\alpha_n, \psi_n, \lambda) \cdot S_n \cdot \frac{1}{4\pi\rho_n^2}, \quad (1)$$

где $G_{обл}(\alpha_n, \psi_n, \lambda)$ – коэффициент усиления облучателя, ρ_n – расстояние от фазового центра облучателя до n-го элемента с эффективной площадью раскрыва

$$S_n = G_n(\alpha_n, \psi_n, \lambda) \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}. \quad (2)$$

Коэффициент усиления излучателя в бесконечной периодической антенной решетке рассчитывается по формуле [3]

$$G_n(\alpha_n, \psi_n, \lambda) = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_0 \left(1 - \left|\Gamma_n(\alpha_n, \psi_n, \lambda)\right|^2\right) \cos\alpha_n, \quad (3)$$

где $\Gamma_n(\alpha_n, \psi_n, \lambda)$ – коэффициент отражения, определяемый при решении задачи дифракции плоской волны, падающей на антенную решетку с направления, характеризуемого углами α_n и ψ_n, S_0 – площадь одной ячейки антенной решетки.

На рис. 2 показано геометрическое тело модели фрагмента антенной решетки из среды HFSS, используемой при решении задачи дифракции методом конечных элементов [5].

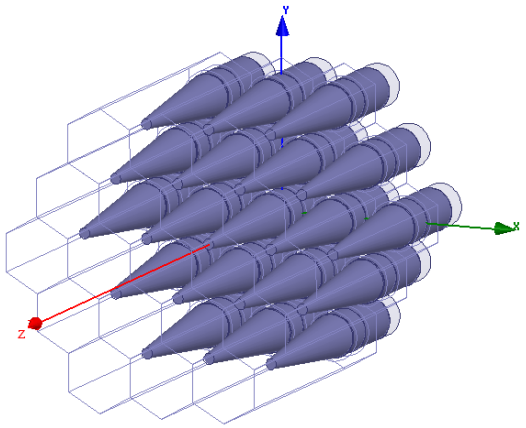


Рис. 2. Геометрическое тело модели фрагмента антенной решетки из среды HFSS.

Fig. 2. HFSS model of the antenna array fragment

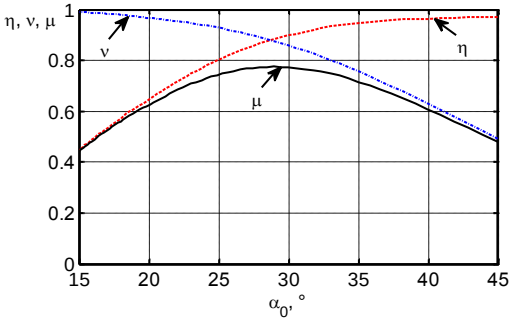
Коэффициент использования площади раскрыва антенной решетки рассчитывается по формуле

$$\nu = \frac{1}{N} \frac{\left|\sum_{n=1}^{N} \sqrt{P_n}\right|^2}{\sum_{n=1}^{N} P_n}, \quad (4)$$

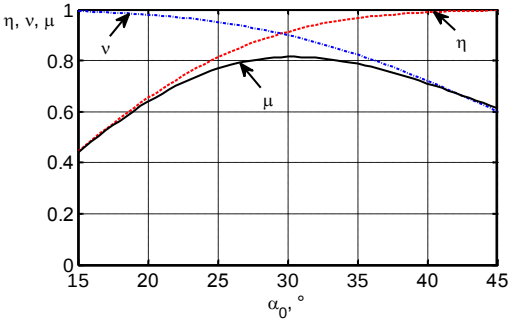
По найденным численным значениям ν и η рассчитывается коэффициент возбуждения антенной решетки μ.

На рис. 3а приведены рассчитанные зависимости параметров ν, η и μ от угла облучения α_0 при m = 8. Из рис.3а следует, что зависимость μ от α_0 принимает максимальное значение $\mu_{max} \approx 0{,}77$ при угле облучения $\alpha_0 \approx 27°$.

На рис.3б для сравнения приведены аналогичные зависимости, рассчитанные для параболической зеркальной антенны с диаметром раскрыва 2R. Известно, что при принятой аппроксимации диаграммы направленности облучателя при любом значении m существует оптимальная геометрия, при которой эффективность возбуждения параболической зеркальной составляет μ_{max} = 0,82.



a)



b)

Рис. 3. Зависимости от угла облучения α_0 параметров ν, η и μ для антенной решетки (b) и апертурной антенны (b).

Fig. 3. Energy efficiency η, antenna efficiency ν and excitation efficiency μ dependencies on illumination angle α_0 for antenna array (a) and aperture antenna (b)

III. Заключение

1. Фазированная антенная решетка по эффективности возбуждения при прочих равных условиях проигрывает зеркальной параболической антенне.

2. Для антенной решетки также существуют оптимальные соотношения параметров $F_{обл}(\alpha, \psi)$, Z_0 и 2R, при которых эффективность возбуждения достигает μ_{max} = 0,77.

3. Установлено, что изменение длины диэлектрических излучателей в диапазоне L = (1…2)λ мало влияет на эффективность возбуждения.

IV. References

[1] Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna arrays. *International Conference on Radar*. Paris, 1994. A.3. Antenna design. pp. 20-24

[2] *Ustrojstva SVCh i antenny. Proektirovanie fazirovannyh antennyh reshetok* / Pod red. D.I. Voskresenskogo [Microwave devices and antennas. Design of phased array antennas / ed. D.I. Voskresenskij]. Moscow, Radiotehnika, 2012. 744 p.

[3] Amitay N., Galindo V., Wu C.P. *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*. New York, Wiley-Interscience, 1972. 443 p.

[4] *Рошаль Л.Б. Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю.* Патент 2325741 (РФ). Элемент фазированной антенной решетки. Опубл. в Б.И., 2008. № 15.

[5] Krekhtunov V.M., Budkin A.A., Komissarova E.V. EM wave diffraction on bivariate periodical waveguide dielectric antenna array radiation elements. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo 2014)*. Sevastopol, 2014, pp. 535-536.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CAPABILITIES OF THE BEAM CONTROL SYSTEM INTEGRATION INTO A MILLIMETER WAVE BAND PHASED ARRAY ANTENNA CURTAIN

Golubtsov M. Ye., Nefedov S. I., Pushkov A. S., Bavarsky S. P., Rusov Yu. S.
Bauman Moscow State Technical University
RL1, 5, 2nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Phone.: +7 (495) 632-29-92, e-mail: niiretsec62@mail.ru

Abstract — The approach of creating the phased array antenna with spatial excitation and wide-angle electrical beam scanning capabilities, which antenna curtain includes control elements of waveguide ferrite phase shifters, is suggested and the respective methodology is suited out. The Ka-band phased array antenna curtain with the integrated beam control system driver and the electrical beam scanning sector of ±45° typical design are described.

ВОЗМОЖНОСТИ ИНТЕГРИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ В ПОЛОТНО ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Голубцов М. Е., Нефедов С. И., Пушков А. С., Баварский С. П., Русов Ю. С.
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
РЛ1, д. 5, ул. 2-я Бауманская, Москва, 105005, Россия
тел.: +7 (495) 632-29-92, e-mail: niiretsec62@mail.ru

Аннотация — Предложена концепция и разработана методология создания фазированных антенных решеток с пространственным возбуждением и широкоугольным электрическим сканированием луча, полотно которых включает в себя элементы управления волноводными ферритовыми фазовращателями. Приведено описание типовой конструкции полотна фазированной антенной решетки Ка-диапазона с интегрированными драйверами системы управления лучом и сектором электрического сканирования луча не менее ±45°.

I. Введение

Фазированные антенные решетки (ФАР) в настоящее время являются одним из основных видов антенн с электрическим сканированием луча. Для интенсивно осваиваемого миллиметрового диапазона длин волн такие антенны выполняются, как правило, на базе интегрированных элементов ФАР, включающих в себя, например, волноводные ферритовые фазовращатели и волноводно-диэлектрические излучатели [1]. Сектор сканирования луча ФАР определяется поперечными размерами элементов и типом размещением их в раскрыве антенны. При этом общие габариты антенной системы зависят не только от конструкции раскрыва ФАР, но также и от размеров и расположения системы управления лучом (СУЛ).

В связи с непрерывно возрастающими требованиями не только к электрическим параметрам антенных систем, но и к снижению трудоемкости их изготовления, а также уменьшению их массогабаритных характеристик, представляет интерес проблема размещения элементов системы управления фазовращателями непосредственно в полотне ФАР.

II. Основная часть

Рассматривается проблема создания ФАР миллиметрового диапазона с пространственным возбуждением и электрическим сканированием луча в секторе не менее ±45° с размещением основных элементов системы управления лучом непосредственно в конструктиве полотна антенной решетки.

Проходная антенная решетка (АР) построена на интегрированных элементах ФАР Ка-диапазона волн, работающих на волнах с круговой поляризацией поля [2]. Он содержит волноводный ферритовый фазовращатель, а также входной (приемный) и выходной (апертурный) волноводно-диэлектрические излучатели. Элемент ФАР, применяемый в рассматриваемой антенной системе с интегрированной системой управления лучом, имеет следующие габаритные и электрические параметры: диаметр – не более 0,55λ (λ – средняя длина волны рабочего диапазона), длина порядка 6,4λ, максимальное вносимое ослабление во всех фазовых состояниях фазовращателя – не более 2,0 дБ, время переключения – не более 100 мкс при вносимом фазовом сдвиге от 0 до 400°.

Одной из задач, решаемых при создании многоэлементных плоских ФАР с пространственным возбуждением, является вывод за пределы АР управляющих силовых цепей, соединяющих элементы решетки с внешним блоком СУЛ. Эта проблема решалась, например, размещением элементов ФАР сантиметрового диапазона в модулях, устанавливаемых в несущую конструкцию с выводом информационных и силовых линий на боковую поверхность полотна антенной решетки [1]. В ФАР миллиметрового диапазона целесообразно объединять их элементы в линейные модули [3] на основе тонких печатных плат, которые являются несущим основанием и обеспечивают размещение необходимого количества проводников. Полотно антенны формируется в виде наборного пакета линейных модулей ФАР.

Система управления лучом ФАР обеспечивает поэлементное управление фазовращателями. Установка необходимого фазового состояния осуществляется путем подачи на обмотку фазовращателя двух разнополярных импульсов напряжения, первый из которых является импульсом сброса, а второй – импульсом установления требуемого фазового сдвига. При этом учитываются значения начальной фазы и крутизны фазовой характеристики каждого элемента ФАР. СУЛ также несет функции контроля работоспособности фазовращателей по

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

целостности магнитной системы, обрыву и короткому замыканию обмотки управления.

Традиционная конструкция блока СУЛ основана на печатных платах, к которым выводятся все проводники управления элементами ФАР [4], при этом объем жгутов прямо пропорционален числу фазовращателей. Платы СУЛ располагаются вне полотна ФАР в виде отдельного блока или вокруг области распространения электромагнитных волн облучателя при применении проходной схемы облучения.

Кардинальным путем улучшения массогабаритных характеристик ФАР и снижения трудоемкости изготовления является установка основных элементов СУЛ – накопительных емкостей и импульсных ключей, непосредственно в раскрыв ФАР, на основания линейных модулей. При этом требуется сохранение малого шага расположения элементов ФАР, достаточного для обеспечения необходимого сектора электрического сканирования луча.

Для управления элементами ФАР Ka-диапазона с широкоугольным сканированием луча разработана специализированная микросхема драйвера, состоящая из силовых ключей, обеспечивающих коммутацию накопительных емкостей с формированием разнополярных импульсов управления, и цифрового модуля, отвечающего за прием данных о длительностях импульсов управления, обработку синхросигналов, выработку контрольной информации. Драйвер обеспечивает управление одновременно двумя фазовращателями. Заложенные схемотехнические решения позволяют реализовывать токи импульсов управления до 300 мА и длительности импульсов в сотни микросекунд с точностью установки не хуже 0,3 мкс. Развитая цифровая часть драйвера обеспечивает адаптивное управление ферритовым фазовращателем с использованием частных циклов петли гистерезиса для общего уменьшения энергопотребления ФАР. Габариты и конструктив микросхемы драйвера позволяют устанавливать его на многослойной печатной плате основания линейного модуля между элементами ФАР с шагом антенной решетки вплоть до 0,6λ, что может обеспечить сектор сканирования луча до ±60°.

Расположение драйвера, накопительных емкостей и токоограничивающего сопротивления в пространстве между элементами проходной ФАР показано на рис. 1 (средний элемент удален для наглядности). Линейные модули ФАР подключаются к объединительной плате питания и управления посредством кабель-шлейфа, разъем для которого расположен на краях оснований модулей. Кабель-шлейф модуля содержит всего 8 проводников информационных и силовых цепей, независимо от количества элементов в нем. Объединительные платы питания и управления обеспечивают сокращение объема и массы внешнего блока СУЛ не менее чем на порядок, а существенное уменьшение объема проводников по периметру ФАР позволяет более эффективно использовать отводимую для антенной системы площадь.

Разработанные элементная база и методология конструирования плоских многоэлементных ФАР позволяет создавать проходные и отражательные антенные решетки с количеством элементов до нескольких десятков тысяч. На рис. 2 приведен вид ФАР с диаметром раскрыва около 32λ, содержащей более двух тысяч элементов.

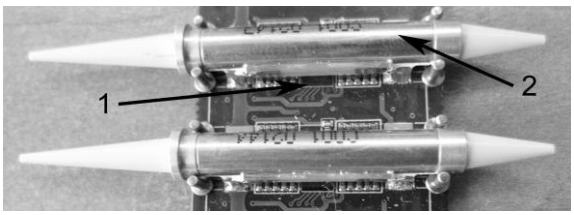


Рис. 1. Драйвер и элемент ФАР в линейном модуле: 1 – микросхема драйвера, 2 – элемент ФАР.

Fig. 1. The driver and the phased array antenna element in the linear module: 1 – the driver chip, 2 – the phased array antenna element



Рис. 2. Полотно ФАР Ka-диапазона волн.

Fig. 2. The Ka-band phased array antenna curtain

III. Заключение

Приведена концепция построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона длин волн с интегрированной в полотно ФАР системой управления лучом, обеспечивающих широкоугольное однолучевое электрическое сканирование луча в секторе не менее ±45°.

Предложенные схемно-конструкторские решения позволяют проектировать антенные системы с применением однотипных конструктивных узлов и решений в широком диапазоне размеров и формы раскрыва ФАР, открывает возможности для разработки модельного ряда технологичных в изготовлении антенн в сжатые сроки. Размещение элементов управления фазовращателями непосредственно в полотне ФАР и использование унифицированных компонентов обеспечивает минимальные массогабаритные характеристики и энергопотребление антенных систем.

IV. References

[1] Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna arrays. *International conference on radar*, Paris,1994. pp. 20-24.

[2] *Голубцов М. Е., Русов Ю. С., Крехтунов В. М., Нефедов С. И., Фирсенков А. И.* Патент 2461931 (РФ). Элемент проходной фазированной антенной решетки. Опубл. в Б. И., 2012. № 26.

[3] *Русов Ю. С., Голубцов М. Е., Крехтунов В. М., Нефедов С. И.* Патент 2461930 (РФ). Модуль проходной фазированной антенной решетки. Опубл. в Б. И., 2012. № 26.

[4] Golubtsov M.Ye., Rusov Yu.S., Krekhtunov V.M., Nefedov S.I. Implementation features of pass type Ka-band wide-angle scanning phased array antennas. *2014 24 Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*, Sevastopol, 2014, pp. 505-506. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959500

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

PHASE MICROWAVE ANTENNA ARRAYS SYNTHESIS BASED ON GENETIC ALGORITMS IMPLEMENTATION

Averina L. I.[1], Nikitenko E.P.[1], Mihin A.Ju.[1], Leschinskiy A. A.[2]
[1] *Joint-stock company «Concern «Sozvezdie»*
Plehanovskaja str., 14, Voronezh, 394018, Russian Federation
[2] *Voronezh State University*
Universitetskaya sq., 1, Voronezh, 394006, Russian Federation

Abstract — The application of genetic algorithms for solution of problems of phase synthesis of microwave antenna arrays taking into account mutual influence of elements is considered. Preferences of these algorithms are demonstrated by the example of two problems: synthesis of wideband antenna array and synthesis of antenna array with specified radiation pattern.

ФАЗОВЫЙ СИНТЕЗ СВЧ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

Аверина Л. И.[1], Никитенко Е. П.[1], Михин А. Ю.[1], Лещинский А. А.[2]
[1] *АО «Концерн «Созвездие»*
ул. Плехановская, 14, г. Воронеж, 394018, Россия
[2] *Воронежский государственный университет*
Университетская пл., 1, г. Воронеж, 394026, Россия

Аннотация — Рассмотрено применение генетических алгоритмов для решения задач фазового синтеза СВЧ антенных решеток с учетом взаимного влияния элементов. Показаны возможности алгоритма на примере задач синтеза сканирующей широкополосной антенной решетки и синтеза антенной решетки с заданной диаграммой направленности.

I. Введение

При разработке современных радиотехнических систем возникает необходимость синтеза диаграмм направленности (ДН) фазированных антенных решеток (ФАР), имеющих сложную форму и неоднородное амплитудно-фазовое распределение по элементам, что часто представляет собой сложную оптимизационную задачу минимизации целевой функции многих переменных. Решение подобных задач требует применения мощных вычислительных алгоритмов, в частности, генетических, которые проявляют себя наилучшим образом в приложении к проблемам синтеза антенных устройств.

В данной работе рассматривается применение генетических алгоритмов для синтеза широкополосных плоских косоугольных СВЧ антенных решеток с расстоянием между элементами порядка $\lambda/5$.

II. Основная часть

Генетические алгоритмы относятся к эвристическим алгоритмам случайного поиска, позволяющим эффективно использовать накопленную в процессе работы информацию. Эвристические алгоритмы широко применяются для решения задач высокой вычислительной сложности, где невозможен простой перебор вариантов или иные методы решения.

В генетических алгоритмах используются методы, основанные на механизмах естественного отбора – скрещивания, мутации и наследования, которые применяются при формировании вектора возможных решений задачи. Главное достоинство алгоритмов случайного поиска заключается в переборе большого числа направлений поиска возможных решений, что позволяет использовать их для решения многомерных задач, с которыми не справляются детерминированные алгоритмы [1]. В задачах, решаемых в данной работе, генетические алгоритмы применяются для поиска минимума целевой функции, которая требует многократного вычисления в разных точках в ходе каждой итерации.

Одной из задач, решаемых в данной работе, является задача синтеза СВЧ широкополосной сканирующей ФАР. Диаграмма направленности антенной решетки имеет вид [2]

$$\Phi(\varphi) = \sum_{n=1}^{N} \dot{D}_n(\varphi) A_n e^{j\psi_n}, \qquad (1)$$

где $D_n(\varphi)$ – комплексная ДН отдельного излучателя с учетом его геометрического расположения в решетке, A_n, ψ_n – амплитудные и фазовые коэффициенты решетки соответственно.

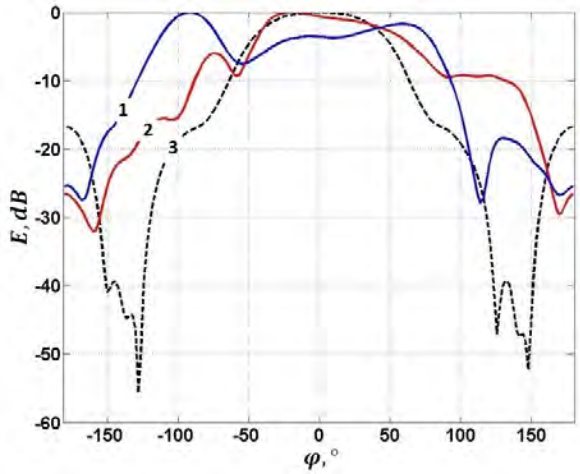


Рис. 1. Диаграмма направленности элемента, расположенного в центре решетки (1), на ее краю (2) и элемента в свободном пространстве (3).

Fig. 1. Radiation pattern (RP) of the element located at the center of the antenna array (1) at its edge (2) and RP of the element in the free space (3)

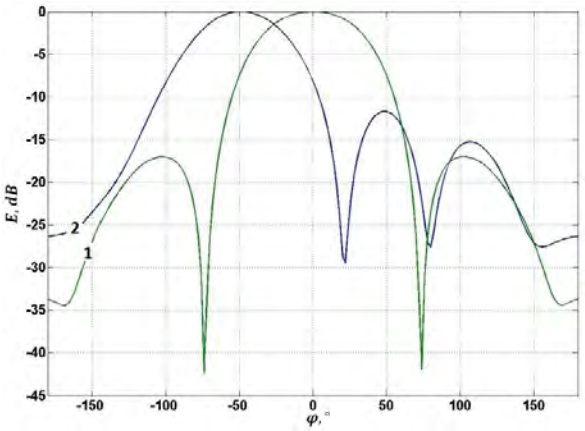
На первом этапе решения было произведено электродинамическое моделирование методом конечного элемента (FEM) трехмерной структуры косоугольной ФАР с количеством элементов N=12 и рас-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

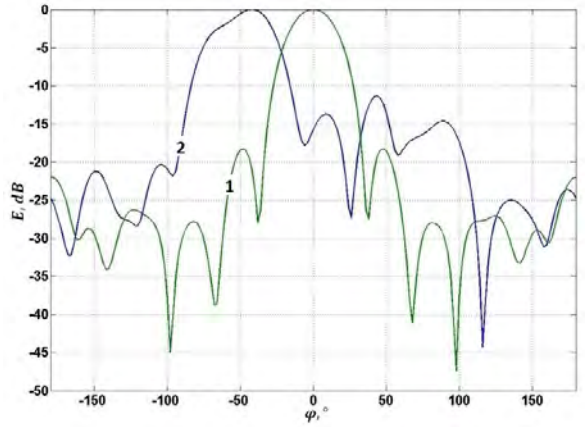
стоянием между элементами порядка λ/5. Полученная модель позволила учесть взаимное влияние антенных элементов, возникающее вследствие сравнительно близкого расположения излучателей друг относительно друга. На рис.1 приведены полученные ДН. Видно, что диаграммы направленности отдельного элемента в составе решетки имеют существенные различия в сравнении с ДН этого же элемента в свободном пространстве. Следовательно, использование в дальнейших расчетах стандартных формул [3] для нахождения фазовых коэффициентов не приведет к желаемым результатам.

В данной работе поиск фазовых коэффициентов при заданных амплитудных коэффициентах производился путем минимизации генетическим алгоритмом, реализованным в среде MATLAB, функции (2) среднеквадратического отклонения диаграммы направленности вида (1) от искомого распределения R(φ), в качестве которого использовалась синфазная ДН смоделированной антенной решетки, математически сдвинутая на необходимый угол сканирования φ_0

$$F = \sqrt{\sum_i |E(\varphi_i) - R(\varphi_i)|^2}. \qquad (2)$$



а)



б)

Рис. 2. Синфазная ДН (1) и полученная ДН антенной решетки, сфазированной под углом φ_0=-50º (2) а) нижняя рабочая частота; б) верхняя рабочая частота.

Fig. 2. Cophased RP (1) and the RP of the antenna array, phased angle φ_0 = -50º (2) a) lower operating frequency; б) upper operating frequency

Суммирование проводилось по множеству узловых точек, в которых уклонение диаграммы направленности должно быть минимальным. Полученные ДН изображены на рис.2.

Видно, что по мере возрастания рабочей частоты широкополосной ФАР в режиме без сканирования происходит сужение главного лепестка ДН. Так, при переходе на среднюю частоту рабочего диапазона, что соответствует увеличению частоты на величину порядка λ/2, произошло сужение на α≈25º. Таким образом, еще одной задачей, для решения которой были применены генетические алгоритмы, является задача синтеза антенной решетки с заданной шириной главного лепестка диаграммы направленности.

В данном случае, в качестве искомого распределения R(φ), используемого в минимизируемой генетическим алгоритмом целевой функции (2), использовалась диаграмма направленности антенной решетки, полученная на нижней частоте рабочего диапазона. Фазовые коэффициенты, полученные в результате работы генетического алгоритма, позволили расширить главный лепесток ДН антенной решетки на величину порядка 25º без существенного падения коэффициента усиления антенны. Полученные результаты представлены на рис.3.

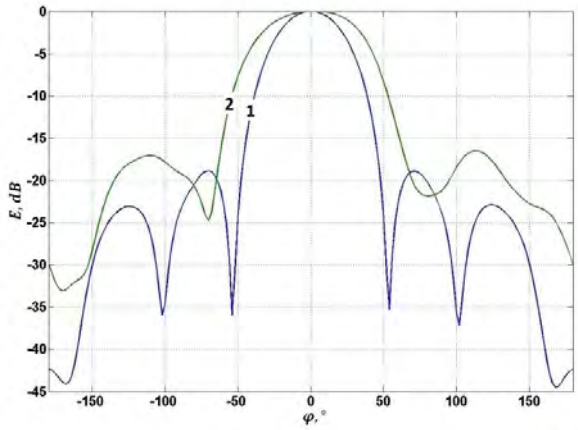


Рис. 3. Исходная ДН (1) и расширенная ДН (2).

Fig. 3. Initial RP (1) and expanded RP (2)

III. Заключение

Показано, что возможности генетических алгоритмов позволяют использовать их в задачах синтеза СВЧ устройств, в том числе фазированных антенных решеток. Наличие большого количества параметров и методов отбора позволяет оптимизировать генетические алгоритмы для решения широкого круга радиофизических задач.

IV. References

[1] Gladkov L.A., Kureychik V.V., Kureychik V.M. Geneticheskie algoritmy [Genetic algorithms], M.: Fizmatlit, 2006, 319 p.

[2] Ustrojstva SVCh i antenny [Microwave devices and antennas] / pod. red. D.I. Voskresenskogo. – M.: Radiotehnika, 2006, 376 p.

[3] Vendik O.G., Parnes M.D. Antenny s jelektricheskim skanirovaniem: vvedenie v teoriju [Antennas with electric scanning: introduction to the theory] / pod. red. L.D. Bahraha. - M.: Radio i svjaz', 2001, 252 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ANTENNA GAIN MEASUREMENT BY MEANS OF THE REFLECTION METHOD

Dobychina E. M., Snastin M. V., Malakhov R. Y.
Moscow Aviation Institute (National Research University), MAI
4, Volokolamskoye shosse, 125993, Moscow, Russia
Ph.: (903) 7826245, e-mail: dem5577@yandex.ru

Abstract — The possibility of antenna gain absolute measurement using reflection method is confirmed. The measurements were performed in an anechoic chamber (AEC) with high-precision measurement equipment. The possibility of gain measurement with 0.2 dB accuracy was proved by comparison standard-gain antennas experimental results with theoretical estimation.

ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ АНТЕНН МЕТОДОМ ОТРАЖЕНИЯ

Добычина Е. М., Снастин М. В., Малахов Р. Ю.
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) МАИ
Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия
Тел.: +7(903) 7826245, e-mail:dem5577@yandex.ru

Аннотация — Экспериментально подтверждена возможность осуществления абсолютных измерений коэффициента усиления антенн методом отражения от рефлектора. Измерения проведены в безэховой камере (БЭК) на высокоточном измерительном оборудовании. Сравнение результатов испытаний калиброванных эталонных антенн с теоретическими расчетами доказало возможность измерения с точностью 0,2 дБ.

I. Введение

Коэффициент усиления (КУ) антенны оказывает существенное влияние на дальность действия радиоэлектронных систем различного назначения, в состав которых она входит. Расчет КУ осуществляется в процессе разработки антенны, а также при моделировании её в различных системах автоматизированного проектирования, что позволяет достичь заданных величин усиления.

Однако испытания уже изготовленных антенн и проверка соответствия полученных характеристик направленности заданным является важнейшей частью разработки всей системы. До настоящего времени основные измерения характеристик антенн проводятся на антенных полигонах, где пытаются обеспечить условия работы в дальней зоне, даже для больших антенных решеток (АР).

Основной трудностью при проведении экспериментальных исследований коэффициента усиления таким способом является многолучевой характер распространения радиоволн, обусловленный влиянием подстилающей поверхности (земли**).** В результате связь между ними осуществляется не только прямым лучом, соединяющим фазовые центры передающей и приемной антенн, но и лучом, отраженным от поверхности земли. Именно этим фактором обусловлена погрешность, вносимая в результат измерения [1].

Другим, близким по технической сущности и достигаемому техническому результату, является относительный способ сравнения (замещения) [2]. Достоинством способа замещения является то, что получаемые оценки коэффициента усиления антенны свободны от влияния подстилающей поверхности, так как трасса распространения радиоволн оказывает одинаковое воздействие на излучение исследуемой и эталонной антенн.

Однако этот способ труднореализуем для измерения коэффициента усиления АР, функционирующих в метровом и дециметровом диапазонах длин волн. Следствием этого является низкая точность измерения коэффициента усиления АР в указанном частотном диапазоне.

При отсутствии дорогостоящих антенных полигонов, измерения проводятся в безэховых камерах (БЭК), имеющих ограниченные размеры. Переотражения от стен устраняются путем использования радиопоглощающих материалов, а современное измерительное оборудование позволяет минимизировать случайные ошибки измерений характеристик направленности [3].

II. Основная часть

Абсолютное усиление антенны может быть определено экспериментально с помощью установки, изображенной на рис. 1, этот метод называется методом отражения или методом плоского экрана [4]. Основная идея этого метода заключается в сравнении коэффициентов отражения от входа согласованной с фидером антенны, излучающей в свободное пространство и от входа этой же антенны, когда перед ней на некотором расстоянии ставится отражающая поверхность – рефлектор.

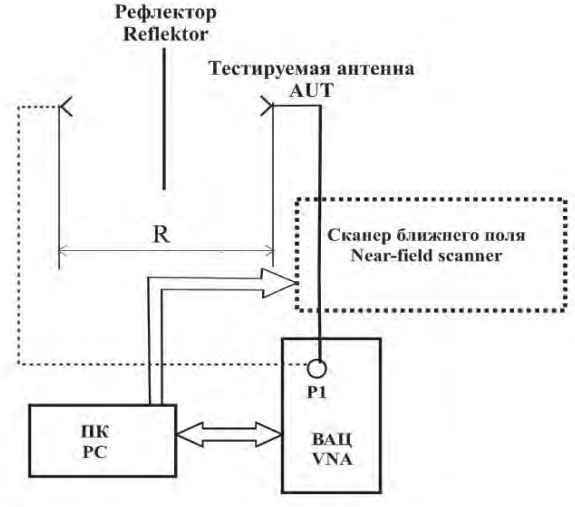


Рис. 1. Схема измерительного стенда.
Fig. 1. Measurement setup

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Тогда, если выполнено условие согласования антенны с возбуждающим фидером при работе на свободное пространство, то есть коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВн) практически равен единице, то КУ антенны находится из количественного соотношения

$$G = \frac{4\pi R}{\lambda}\frac{\text{КСВн} - 1}{\text{КСВн} + 1},$$

где G – КУ антенны по сравнению с изотропным излучателем; R – удвоенное расстояние от антенны до рефлектора, λ – длина волны.

Для проверки правильности самой идеи этого метода была составлена простейшая математическая модель, в которой решена обратная задача - исследовать изменения КСВн от расстояния до рефлектора для антенн с различными КУ. Диапазон частот и усиление бралось для калиброванных измерительных антенн, которые позже исследовались экспериментально. Результаты моделирования представлены в виде графиков на рис.2, где расстояние R измеряется в сантиметрах.

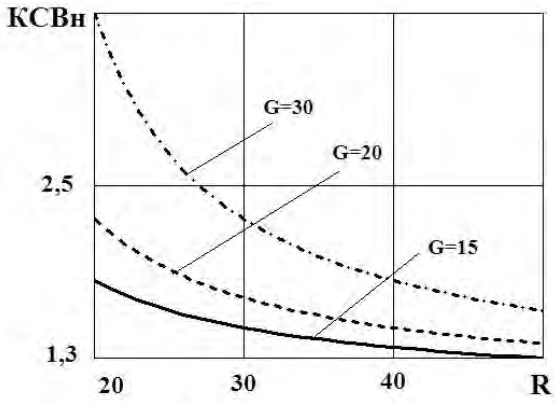


Рис. 2. Влияние усиления антенны на КСВн от её входа при изменении расстояния до рефлектора.

Fig. 2. Antenna gain influence on VSWR with varying distance to the reflector

Модель позволила также решить задачу, на каком именно расстоянии от тестируемой антенны необходимо помещать рефлектор, для получения результатов измерений с высокой точностью. В некоторых источниках указывается, что это расстояние должно быть не менее половины дальней зоны исследуемой антенны [4]. Однако в модели и потом в эксперименте показано, что это условие не обязательно должно выполняться и расстояние может быть существенно меньше (на порядок), по крайней мере, для измерений, проводящихся в БЭК с коэффициентом безэховости не хуже минус 40 дБ.

Для проверки результатов моделирования и подтверждения возможности измерения абсолютного КУ антенны методом отражения от рефлектора в БЭК на факультете «Радиоэлектроника ЛА» МАИ был собран измерительный стенд (рис. 1). В качестве тестируемой антенны была использована калиброванная измерительная двухгребневая антенна SH800 фирмы Satimo, размеры антенны 270x146,2x225 мм. Для исследований выбрана частота 6 Ггц, на которой КУ антенны составляет 12,2 ± 0,5 дБ, что подтверждено сертификатом. В качестве рефлектора выступал стальной лист, размерами 150x170 см с шероховатостью поверхности не более λ/16.

Испытуемая антенна размещалась на планарном сканере и изменение расстояния от неё до рефлектора осуществлялось с помощью высокоточного перемещения вдоль оси Z сканера. Измерение комплексного коэффициента отражения на частоте измерения осуществлялось с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ). Весь процесс осуществляется в полностью автоматизированном режиме и управляется с рабочего места оператора, оснащенного персональным компьютером (ПК) со специализированным программным обеспечением [5].

Результаты пересчета экспериментальных данных и сравнение их с результатами моделирования показаны на рис. 3.

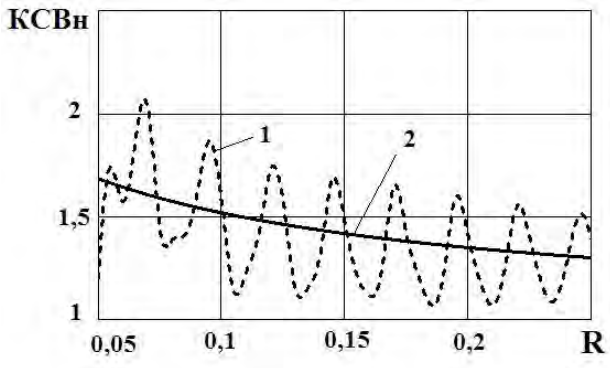


Рис. 3. Зависимость КСВн на входе эталонной антенны от расстояния до рефлектора, полученная экспериментальным путём — линия пунктирная 1, с помощью математической модели — сплошная 2.

Fig. 3. Experimental dependence of the standard-gain antenna VSWR on the distance to the reflector – the dotted line 1, mathematical model – a solid 2

Колебательный характер измеренных КСВн объясняется периодическим изменением реактивной составляющей наведенного сопротивления на входе антенны в зависимости от расстояния до рефлектора. КУ антенны легко определяется путем статистического усреднения результатов.

III. Заключение

Экспериментальные исследования метода измерения КУ антенны с помощью рефлектора показали совпадение с результатами моделирования с точностью 0,2 дБ

Работа проведена в рамках выполнения государственного задания «Обеспечение проведения научных исследований» на оборудовании «Антенный измерительно-вычислительный комплекс (АИВК) на базе безэховой камеры (БЭК) и специализированного измерительного оборудования» в НИУ МАИ.

IV. References

[1] L.N.Zahar'ev, A.A.Lemanskij, V.I.Turchin, N.M.Cejtlin, K.S.Shheglov. *Metody izmerenija harakteristik antenn SVCh.* M, Radio i svjaz', 1984. pp.71-79.

[2] A.Z.Fradin, E.V.Ryzhkov. *Izmerenie parametrov antenno-fidernyh ustrojstv.* M, Gosudarstvennoe izdatel'stvo literatury po voprosam svjazi i radio, 1962. pp. 277-281.

[3] Gregson S., McCormick J., Parini C. *Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements.* London, The Institution of Engineering and Technology, 2007. 413 p.

[4] F.Termen, Dzh. Pettit. *Izmeritel'naja tehnika v jelektronike*. M, Izdatel'stvo inostrannoj literatury, 1955, 604 p.

[5] Dobychina E.M. Echo-free cell-based antenna measuring and computing complex. *2012 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012),* Sevastopol, 2012, pp. 477-478.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INVESTIGATION OF HF-BAND MIMO SYSTEMS CHARACTERISTICS WITH POLARIZATION SEPARATION

Ogloblin A. V.
Military unit, Moscow
Ph. (495) 6969393, e-mail: homealeks@mail.ru

Abstract — Article describes ways to implement MIMO with polarization separation in HF-band field radio complexes. MIMO channels over bi- and threeorthogonal vibrators were analyzed. Results of capacity calculation showed availability of suggested solutions for filed radio complexes.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ MIMO ДКМВ ДИАПАЗОНА С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

Оглоблин А. В.
Войсковая часть, г. Москва
Тел. (495) 6969393, e-mail: homealeks@mail.ru

Аннотация — Рассмотрены возможности применения MIMO на основе применения поляризационного разнесения подканалов ДКМВ диапазона в полевых комплексах радиосвязи. Рассматривались каналы MIMO 2x2 и 3x3 построенные над би- и триортогональными антенными элементами. Результаты расчёта пропускной способности канала показали перспективность применения предлагаемых решений в составе полевых комплексов радиосвязи.

I. Введение

ДКМВ-радиосвязь обладает рядом несомненных достоинств, таких как, высокая гибкость и мобильность, относительно слабая зависимость от инфраструктуры, возможность организации связи в кратчайшие сроки и при минимальных затратах, в том числе из неподготовленных районов, высокая живучесть, способность функционировать в условиях частичных отказов, включая условия боевых действий и чрезвычайные ситуации.

Однако, существует ряд трудностей, накладывающий ограничения на качество такого вида связи. Это ограниченность рабочей полосы пропускания (узкополосность), как следствие, низкая пропускная способность. В данный момент, как показывают результаты эксплуатации оборудования ДКМВ радиосвязи, при коэффициенте ошибок равным 10^{-2} в стандартном ТЧР ДКМВ канале (ширина полосы 3,1 кГц) среднего качества обеспечивается рабочая скорость не более 4800 бит/с, а в канале хорошего качества (отношение сигнал/шум порядка 22 дБ) при прочих равных условиях – до 9600 бит/с.

В условиях, когда необходим высокоскоростной мультисервисный цифровой канал, позволяющий передавать сервисы не только телефонии и телеграфа, но и данные мультимедиа в пакетном режиме целесообразно применение технологий, повышающих пропускную способность. Такой технологией является технология множественной передачи и приема (MIMO).

II. Основная часть

Проведенный анализ показал [1], что в полевых комплексах целесообразно применять биортогональные (БАЭ) и триортогональные антенные элементы (ТАЭ).

БАЭ построен из двух перпендикулярных ВГДШП [2]. Практическое выполнение одного антенного элемента представлено на рис. 1. Такая антенна является полноразмерной, что позволяет применять её как на передающей стороне, так и на приемной.

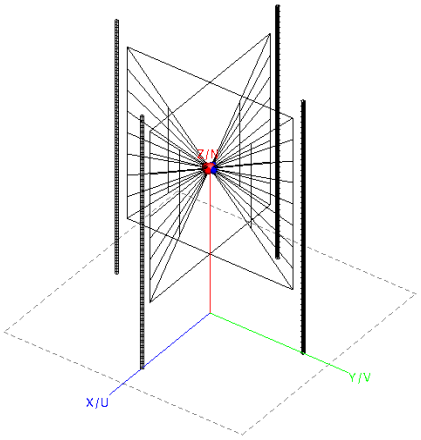


Рис. 1. Конструкция БАЭ.
Fig. 1. BAE design

ТАЭ сконструирован на основе трех взаимно перпендикулярных симметричных вибраторов для обеспечения уверенного приема сигналов как удаленных, так и близкорасположенных радиопередатчиков [3].

Конструкция антенного модуля в составе ТАЭ представляет собой скрещенные один вертикальный и два горизонтальных симметричных вибратора длиной 4 м каждый (состоящие из двух плеч длиной по 2 м каждое). Поскольку вибраторы являются электрически короткими, предлагается использовать их в качестве активных приемных вибраторов.

Для увеличения входной емкости каждое плечо вибратора выполнено в виде биконуса на основе системы биметаллических (для повышения прочностных характеристик) проводников. Такая конструкция обеспечивает необходимую прочность всей конструкции при требуемой емкости плеча вибратора, минимальном весе и аэродинамическом сопротивлении.

Внешний вид ТАЭ показан на рис. 2.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

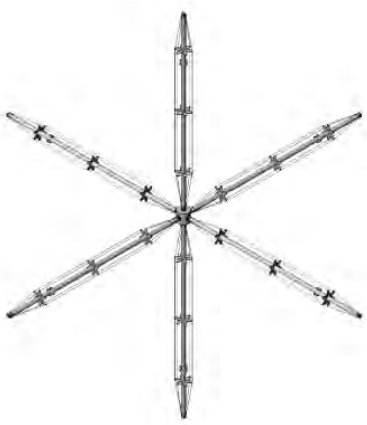


Рис. 2. Конструкция ТАЭ.

Fig. 2. TAE design

Рассмотренные антенные системы (рис. 1 и 2) удобно моделировать в виде проволочных конструкций, состоящих из тонких проводников. Электродинамический анализ подобных систем можно проводить при помощи различных электродинамических методов, таких, как метод обобщенных эквивалентных цепей (ОЭЦ) и метод интегральных уравнений (ИУ).

При оценке пропускной способности MIMO канала в [1] рассчитывался взаимный импеданс антенных систем с учетом опор и подстилающей поверхности на основе решения электродинамической задачи с помощью уравнений Фредгольма 1 рода. Рассматривался вариант, когда сигналы являются некоррелированными.

Дополним проведенный в [1] анализ, учтя корреляционные и кроссполяризационные характеристики. Матрицу корреляционных коэффициентов будем полагать составленной из независимых гауссовых случайных величин с распределениями, соответствующие опубликованным экспериментальным результатам [4]. Каждый элемент канальной матрицы будем считать составленным из двух независимых гауссовых случайных величин, распределенных в соответствии с [5].

Соотношение сигнал/шум предположим равным 20 дБ, что соответствует каналу хорошего качества.

Расчеты производились на частоте 10 МГц для двух систем MIMO 2x2 и 3x3 с поляризационным разнесением. Первая система представляет собой два БАЭ, во второй на передаче применяются три взаимно перпендикулярных полуволновых вибратора с общим фазовым центром, а на приеме используется ТАЭ.

Результаты представлены на рис. 3. Кривые соответствуют теоретически достижимой пропускной способности систем MIMO 2x2 и 3x3 с поляризационным разнесением для идеального случая (предельного, без учета кроссполяризационных и корреляционных характеристик) и соответствующего реально достижимым показателям. Для сравнения на рис. 3 представлена пропускная способность классической системы с одним излучателем и одним приемником (1x1, SISO) и системы MIMO 3x3 с пространственным разнесением. В последнем случае применялись линейные антенные решетки из полуволновых вибраторов с варьированием разнесения на передающей стороне при фиксированном разнесении на приемной. Расстояние между соседними антеннами на приемной стороне составило 0,15λ.

Проведенный анализ показал возможность применения технологии MIMO с поляризационным разнесением в комплексах радиосвязи диапазона ДКМВ. Также перспективным является введение дополнительных передающих и приемных антенн, специально рассчитанных на использование технологии MIMO, и их включением в единый антенный комплекс. Приемные антенные системы для MIMO целесообразно строить в виде активных приемных триортогональных антенных элементов.

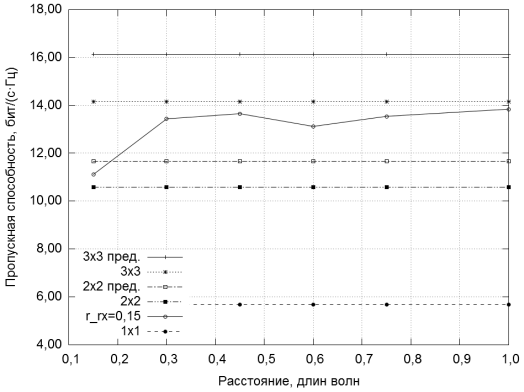


Рис. 3. Пропускная способность различных систем MIMO.

Fig. 3. Capacity of various MIMO systems

В случае применения в составе полевых комплексов при ограниченном использовании площадей вариант применения технологии MIMO с поляризационным разнесением подканалов представляет особый интерес.

III. Заключение

Рассмотрены возможности применения MIMO в полевых комплексах ДКМВ радиосвязи. В результате проведения анализа достаточно перспективным оказалось применение антенных систем с поляризационным разнесением подканалов.

Применение технологии MIMO с поляризационным разнесением повышает пропускную способность канала ДКМВ, что может позволить передавать данные мультимедиа в пакетном режиме.

IV. References

[1] Ogloblin A.V. Top possible parameters of hf-band radio complexes, implementing the mimo technology using various types of separation // Jelektrosvjaz'. – 2015. - №5.

[2] Korotkovolnovye antenny / G.Z. Ajzenberg, S.P. Belousov, Je.M. Zhurbenko i dr.; Pod red. G.Z. Aj-zenberga. – 2-e, pererab. i dop. – M.: Radio i svjaz', 1985. – 536 s.

[3] Buzov A.L., Krasil'nikov A.D., Ogloblin A.V. HF-band threeorthogonal antenna elements research for MIMO radio systems. – Radiotechnika. – 2015. – №4. – p.18-22.

[4] Salous, S.; Feeney, S. M.; Warrington, E.M.; Gunashekar, S.D.; Abbasi, N. M., "Experimental investigations of MIMO in the HF band," // Ionospheric Radio Sys-tems and Techniques (IRST 2012), 12th IET International Conference on , vol., no., pp.1,4, 15-17 May 2012

[5] Daniels, Robert C.; Peters, Steven W. "A New MIMO HF Data Link: Designing for High Data Rates and Backwards Compatibility", Military Communications Conference, MILCOM 2013 - 2013 IEEE, On page(s): 1256 – 1261

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MULTI-ELEMENT CIRCULAR ANTENNA ARRAY CHARACTERISTICS WITH FORCED IRREGULARITY

Shishkin D. S.
JSC "Concern "Automation", Moscow
Ph. (846) 203-24-89, e-mail: shds@oao-avtomatika.ru

Abstract — A circular antenna array with irregularity is placed on a large mast. Resulting radiation patterns are presented, they show a significant deviation from the desired characteristics. Ways to improve performance by choosing the orientation of antenna elements are discussed. Recommendations on antenna systems design are given.

ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ВЫНУЖДЕННЫМИ НАРУШЕНИЯМИ РЕГУЛЯРНОСТИ

Шишкин Д.С.
ОАО "Концерн "Автоматика", г. Москва
Тел. (846) 203-24-89, e-mail: shds@oao-avtomatika.ru

Аннотация — Рассмотрена кольцевая антенная решетка с нарушениями регулярности, размещенная на опоре большого сечения. Приведены результирующие диаграммы направленности, продемонстрировано существенное отклонение характеристик от желаемых. Проанализированы возможности улучшения характеристик за счет выбора ориентации антенных элементов. Сформулированы рекомендации по проектированию подобных антенных систем.

I. Введение

Многоэлементные кольцевые антенные решетки (КАР), размещаемые на опорах большого сечения, в сочетании с технологией схемно-пространственного сложения сигналов достаточно широко применяются в составе многоканальных радиоцентров подвижной радиосвязи сетей коммерческого и специального назначения. При их создании (модернизации) нередко возникают ограничения на размещение элементов (излучателей) КАР, связанные с наличием на соответствующих высотных отметках опоры уже установленного оборудования (СВЧ антенны, грузоподъемные механизмы, консольные реи, технологические металлоконструкции и др.), не подлежащие демонтажу. При этом на соответствующих местах не могут быть размещены излучатели КАР и становится неизбежным нарушение регулярности антенной решетки, что ведет как к провалам в близких к круговым (идеальным) диаграммах направленности (ДН) в горизонтальной плоскости, так и к уменьшению среднего по азимуту коэффициента усиления КАР.

II. Основная часть

Применение более разреженной КАР с целью избежать нарушения регулярности не всегда возможно в принципе и в любом случае ведет к сильному ухудшению равномерности ДН, связанному с интерференцией полей, создаваемых отдельными излучателями решетки. Особенно заметен данный эффект на опорах большого сечения [1]. Кроме того, существенное сокращение числа излучателей в системе со схемно-пространственным сложением приводит к соответствующему снижению реализуемой канальной емкости радиоцентра. Другими словами, увеличение расстояния между соседними излучателями до величины более 0,5…0,6λ [2,3] крайне нежелательно.

Использование технологии схемно-пространственного сложения предполагает реализацию так называемых модовых (собственных) возбуждений, характеризующихся линейным набегом фазы в КАР, с помощью диаграмообразующей схемы (ДОС) [2,3]. Отметим, что наиболее распространенной ДОС в ОВЧ, УВЧ и СВЧ диапазонах является ДОС типа матрицы Батлера (МБ) [2]. МБ осуществляет модовое возбуждение антенных элементов, причем КАР и должна иметь число элементов, равное или кратное числу выходов МБ.

Рассмотрим возможности улучшения характеристики антенной системы с нарушениями регулярности за счет применения тангенциальной ориентации излучателей [3]. При этом ось, проходящая через направление главного лепестка ДН отдельного антенного элемента, ориентирована по касательной к поверхности опоры КАР.

Были рассчитаны диаграммы направленности КАР с поворотной симметрией, содержащей 96 излучателей, с отсутствующими 9-ю излучателями (по три в трех равноудаленных секторах: 0º, 120º, 240º), расположенной на опоре диаметром 12 м, с модовым возбуждением от ДОС типа МБ 32х32 [2]. В качестве антенных элементов использовались логопериодические антенны.

Расчеты проводились на основе использования программного комплекса "SAMANT" [4], обеспечивающего электродинамическое моделирование элементов в тонкопроволочном приближении, решение соответствующих интегральных уравнений Фредгольма 1-го рода и учет поворотной симметрии КАР.

На рисунках 1 и 2 приведены ДН вышеуказанной КАР с радиальной и тангенциальной ориентацией излучателей с фазовым сдвигом между соседними излучателями 22,5º (2 мода) и 67,5º (6 мода) соответственно. Нетрудно убедиться, что ДН в горизонтальной плоскости при тангенциальной ориентации излучателей заметно улучшается по сравнению с решеткой излучателей радиальной ориентации. Изрезанность ДН становится заметно меньше, благодаря чему увеличивается усредненный по азимуту КНД. Уменьшается ширина глубоких провалов ДН.

Уменьшается и численное значение коэффициента неравномерности (±4 дБ вместо ±7 дБ для ДН рис.1 и ±5 дБ вместо ±6 дБ для ДН рис.2).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

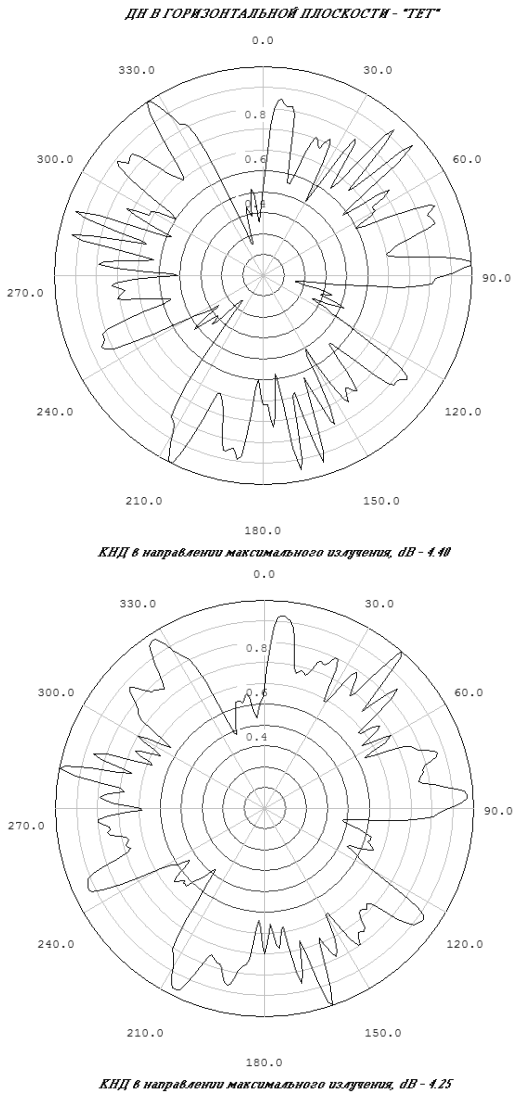


Рис. 1. Диаграммы направленности КАР, работающей на второй моде, с радиальным (сверху) и тангенциальным (снизу) расположением антенных элементов.

Fig. 1. The radiation patterns CAA working in the second mode, the radial (top) and tangential (bottom) located antenna elements

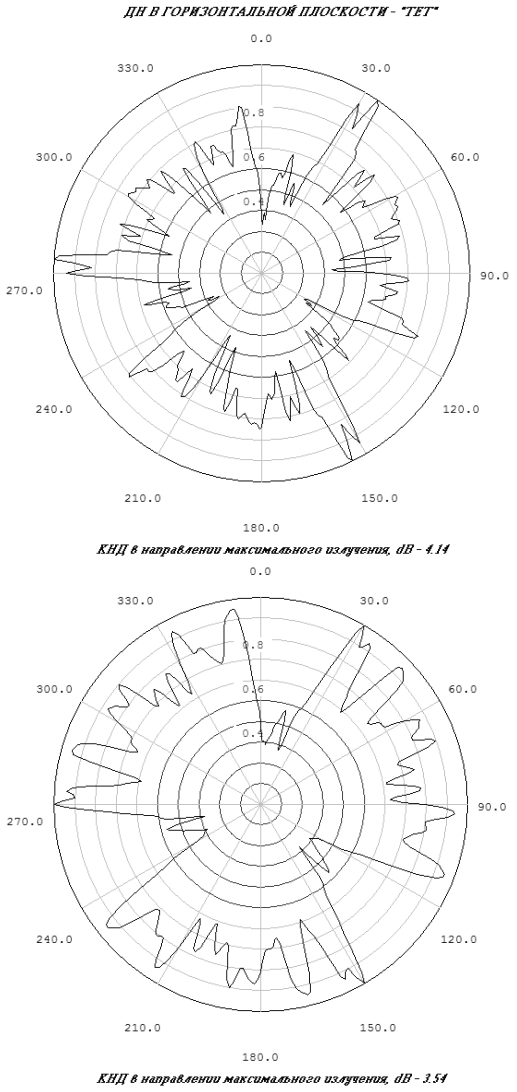


Рис. 2. Диаграммы направленности КАР, работающей на шестой моде, с радиальным (сверху) и тангенциальным (снизу) расположением антенных элементов.

Fig. 2. The radiation patterns CAA working in the sixth mode, the radial (top) and tangential (bottom) located antenna elements

Кроме того, при тангенциальной ориентации элементов возникает возможность увеличения расстояния между элементами до λ, что в свою очередь улучшает импедансные характеристики КАР за счет ослабления связи между элементами [3].

III. Заключение

Рассмотрена КАР с нарушениями регулярности, размещенная на опоре большого сечения. По результатам анализа значительное улучшение характеристики подобных КАР можно достичь путем тангенциального размещения антенных элементов. Достоинством тангенциальной ориентации являются более благоприятные условия интерференции полей антенных элементов, а также возможность их установки (при необходимости) на увеличенных расстояниях друг от друга без ухудшения характеристик КАР.

IV. References

[1] Antenno-fidernye ustrojstva: tehnologicheskoe oborudovanie i jekologicheskaja bezopasnost' / A.L. Buzov, L.S. Kazanskij, A.D. Krasil'nikov, B.V. Judin i dr.; Pod red. A.L. Buzova. – M.: Radio i svjaz', 1998. 221 s.

[2] Buzov A.L. UKV antenny dlja radiosvjazi, radio-veshhanija i televidenija. – M.: Radio i svjaz', 1997. – 293 s.

[3] Buzov A.L., Kazanskij L.S., Minkin M.A., Judin V.V. Mnogovhodovye antennye sistemy podvizhnoj radiosvjazi na osnove shemno-prostranstvennoj mul'tipleksii. – M.: Radio i svjaz', 2000. – 181 s.

[4] Programmnyj kompleks «SAMANT» / OAO «Koncern «Avtomatika». – Svidetel'stvo o gosudarstvennoj registracii № 2013614026 ot 23.04.2013.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SI-GaAs<Cr> PHOTOCONDUCTIVE DIPOLE ANTENNAS FOR TERAHERTZ GENERATION: THE INFLUENCE OF ANTENNA LENGTH AND SHAPE

Sarkisov S. Yu., Skakunov M. S., Tolbanov O. P, Tyazhev A. V., Zarubin A. N.
Tomsk State University
36, Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia
Tel. +7-3822-413636, e-mail: sarkisov@mail.tsu.ru

Abstract — Photoconductive dipole antennas based on semi-insulating GaAs compensated with Cr (SI-GaAs<Cr>) have been designed and fabricated. Three types of antenna design were tested, namely butterfly, bow-tie and stripline. It was found that at femtosecond laser excitation the terahertz radiation in frequency range 0.05-1.5 THz can be generated in the SI-GaAs<Cr> dipole antennas with nonequilibrium carrier lifetimes as high as 100 ns. The stripline antenna with length of 150 μm was found to be the most efficient terahertz emitter.

ФОТОПРОВОДЯЩИЕ ДИПОЛЬНЫЕ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ SI-GaAs<Cr> ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ: ВЛИЯНИЕ ДЛИНЫ И ФОРМЫ АНТЕННЫ

Саркисов С. Ю., Скакунов М. С., Толбанов О. П., Тяжев А. В., Зарубин А. Н.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
36, пр. Ленина, Томск, 634050, Россия
Тел: +7-3822-413636, e-mail: sarkisov@mail.tsu.ru

Аннотация — Разработаны и изготовлены фотопроводящие дипольные антенны на основе полуизолирующего GaAs, компенсированного хромом (SI-GaAs<Cr>). Протестировано три типа антенн: антенна-бабочка, трапециевидная и полосковая. Установлено, что при возбуждении фемтосекундным лазером в антеннах на основе SI-GaAs<Cr> со временем жизни неравновесных носителей заряда порядка 100 нс может быть генерировано терагерцовое излучение в диапазоне 0.05-1.5 ТГц. Обнаружено, что наиболее эффективным излучателем является полосковая антенна длиной 150 мкм.

I. Introduction

Despite being well known terahertz detectors and emitters for terahertz time-domain spectroscopy (THz-TDS) photoconductive dipole antennas (DAs) still are developed. Role of geometrical configuration, excitation parameters and properties of photoconductive material is studied [1, 2]. The parameters and efficiency of the devices are optimized as well as new types of dipole antennas are designed. For example dipole antennas on InGaAs/InAlAs heterostructures for excitation by 1.55 μm lasers have been created [3]. For these lasers, common for optical communications, high resistivity bulk photoconductor materials are relatively difficult to find.

In most of the cases the dipole antennas are fabricated on LT-GaAs. This material can possess subpicosecond carrier lifetime but requires epitaxial growth technology. In our previous work we studied SI-GaAs<Cr> dipole antennas with antenna length as large as 700 μm to optimize the resonance condition for low terahertz frequencies as the carrier life time is long. We obtained the terahertz emission spectra with clear maxima about 0.1-0.2 THz [4]. In order to check the influence of the resonance condition and antenna shape in the present work we have fabricated another set of antennas with different lengths and of three well-known shapes, namely butterfly, bow-tie and stripline.

II. Main Part

The geometrical parameters of the fabricated and tested antennas are given in Fig. 1. The antenna structures (1 μm thick Al layer) were formed on SI-GaAs<Cr> wafers by photolithographic process.

The measurements were done using conventional THz-TDS setup. The 100 fs laser pulses were attenuated and focused onto antenna gap. The incident optical

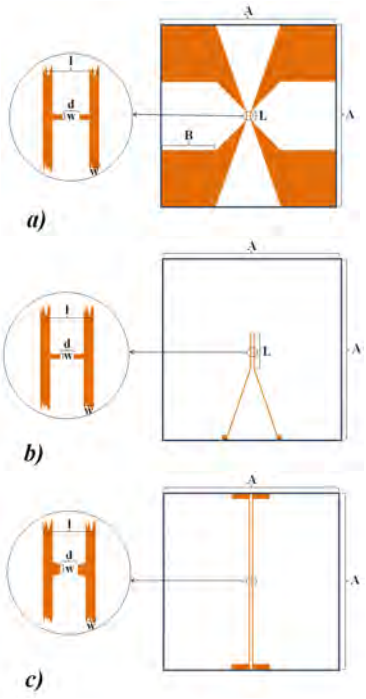


Fig. 1. Dipole antenna geometrical configurations (w=10 μm, d =5 μm, A=5 mm). a) Butterfly (l=25-450 μm, L=100 μm) b) Stripline (l=25-150 μm, L=1 mm) c) Bow-tie (l=25-450 μm).

Рис. 1. Геометрические параметры дипольных антенн (w=10 мкм, d =5 мкм, A=5 мм). а) Антенна-бабочка (l=25-450 мкм, L=100 мкм) b) Полосковая антенна (l=25-150 мкм, L=1 мм) c) Трапециевидная антенна (l=25-450 мкм)

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

power was 40-60 mW. The applied voltage was about 18 V. The waveforms were registered by electro-optic sampling in a 1 mm thick GaSe crystal.

In the previous study [4] long stripline antennas were tested. As for the Hertzian dipole, the resonance frequency for dipole antenna is usually written as $\nu = \frac{c}{2nl}$, where n is refractive index of semiconductor wafer, *c* is the speed of light and l is antenna length. Thus we reduced l values to 25-45 μm to test the possibility to get more efficient generation about 1 THz.

We compared first the terahertz emission spectra of different antenna types with the largest lengths (Fig. 2). It is seen that for the stripline antenna the spectrum is broader and exceeds the noise level up to 1.5 THz. The stripline configuration is slightly more efficient than the bow-tie. The butterfly geometry is less efficient for SI-GaAs<Cr> dipole antennas (Fig. 2).

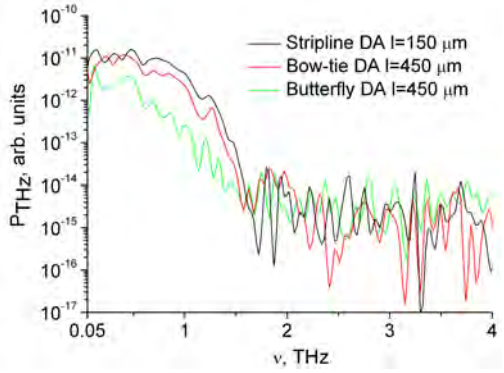


Fig. 2. Terahertz emission spectra of the stripline, bow-tie and butterfly dipole antennas with the largest lengths.

Рис. 2. Спектры генерации терагерцового излучения для полосковой, трапециевидной и антенны-бабочки с наибольшими длинами

When the length of the stripline antenna is reduced to 35 μm the generated terahertz power reduces (Fig. 3). No peak of generation efficiency is observed about 1 THz. The same was observed for the other antenna types. On the other hand when we compared the striline antennas with 150 and 700 μm lengths it was seen that the 150 μm antenna is more efficient (Fig. 4). The emission spectrum of the 700 μm long antenna is shifted to the lower frequencies.

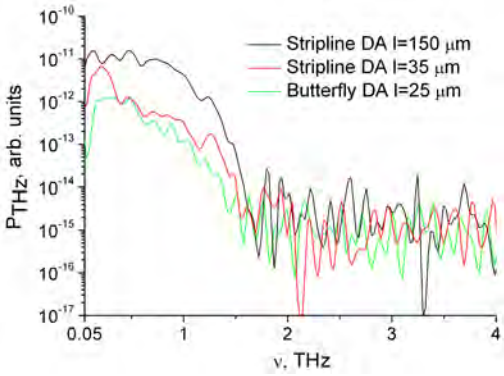


Fig. 3. Comparison of terahertz emission spectra of 25-35 and 150 μm dipole antennas.

Рис. 3. Сравнение спектров генерации терагерцового излучения для дипольных антенн длиной 25-35 и 150 мкм

III. Discussion

To our knowledge, there is no model analysis of influence of different dipole antenna configurations on emitted terahertz power presented in literature. According to our measurements the stripline configuration, being also the most simple, provides the best terahertz generation efficiency. The spectral efficiency of the antenna is determined by parameters of the excitation and material and cannot be radically shifted by resonance condition. The resonance condition is important near the spectral range of efficient antenna operation determined by parameters of the material.

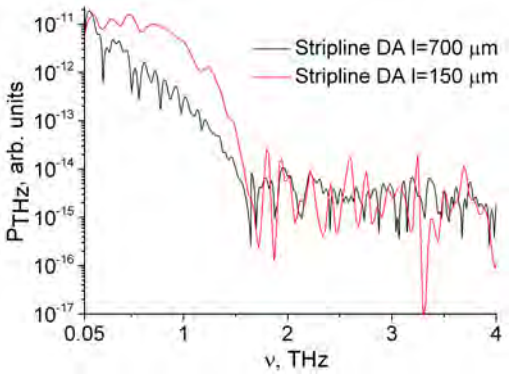


Fig. 4. Terahertz emission spectra of the stripline dipole antennas with lengths of 150 and 700 μm.

Рис. 4. Спектры генерации терагерцового излучения полосковых дипольных антенн длиной 150 и 700 мкм

IV. Conclusion

It was experimentally found that for the semiconductor material with long carrier lifetimes (100 ns) used to make our dipole antennas the most efficient antenna configuration is stripline with length of 150 μm. Using this SI-GaAs<Cr> antenna configuration it is possible to get terahertz emission spectrum spanning from 0.05 to 1.5 THz.

This study was supported by The Tomsk State University Academic D.I. Mendeleev Fund Program (grant No 8.2.06.2015).

V. References

[1] Miyamaru F, Saito Yu., Yamamoto K., Furuya T., Nishizawa S., Tani M. Dependence of emission of terahertz radiation on geometrical parameters of dipole photoconductive antennas. *Applied Physics Letters,* 2010, vol. 96, pp. 211104-1-3.

[2] Shi W., Jia W.-L., Hou L., Xu J.-Z., Zhang X.-C. Terahertz radiation from large aperture bulk semi-insulating GaAs photoconductive dipole antenna. *Chinese Physics Letters,* 2004, vol. 48, pp. 1020-1027.

[3] Roehle H., Dietz R.J.B., Hensel H.J., Bottcher J., Kunzel H., Stanze D., Schell M., Sartorius B. Next generation 1.5 μm terahertz antennas: mesa-structuring of InGaAs/InAlAs photoconductive layers. *Optics Express,* 2010, vol. 18, No. 3, pp. 2296-2301.

[4] Sarkisov S.Yu., Safiullin F.D., Skakunov M.S., Tolbanov O.P., Tyazhev A.V., Nazarov M.M., Shkurinov A.P. Dipole antennas based on SI-GaAs:Cr for generation and detection of terahertz radiation. *Russian Physics Journal,* 2013, vol. 53, No 8, pp. 890-898.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE WIDE-BAND CAVITY BACKED PATCH IRRADIATOR FOR A PHASED ARRAY ANTENNA

Lyulyukin K. V., Litun V. I., Rogozin A. A.
Bauman Moscow State Technical University
5, 2nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: (7 499) 2677596, e-mail: kluvkl@yandex.ru

Abstract — Some development results and the design description and some of a wide band cavity backed patch antenna based on thin substrate for cm-waves wide-scan angle phased array antenna applications. The simulation results of the irradiator in a Floquet channel are shown.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЕЧАТНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОЛОСТЬЮ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ОСНОВАНИИ

Люлюкин К. В., Литун В. И., Рогозин А. А.
Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская,5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
тел.: (7 499) 2677596, e-mail: kluvkl@yandex.ru

Аннотация — Представлена широкополосная печатная антенна сантиметрового диапазона волн с уменьшенной толщиной диэлектрической подложки и полостью в металлическом основании для применения в качестве излучателя фазированной антенной решетки с широкоугольным сканированием. Показаны результаты моделирования в канале Флоке.

I. Введение

Печатные антенны широко применяются благодаря их простоте производства, невысокой стоимости, низкому профилю и малому весу, что делает их привлекательными для использования в качестве излучающих элементов фазированных антенных решеток.

Основным недостатком печатных антенн является их узкополосность [1]. Наиболее простой способ увеличения рабочей полосы частот – использование более толстых подложек, однако это приводит к повышению потерь в материале, а также к созданию условий для возбуждения поверхностных волн, приводящих к ослеплению антенной решетки при широкоугольном сканировании.

В настоящее время благодаря развитию технологий стали доступны всё более сложные методы модификации формы излучателей, начали применяться сложные основания и подложки, что привело к расширению рабочей полосы частот печатных антенн [5]. Чаще всего топология излучателей дополняется щелями различных форм и размеров, вводятся паразитные элементы [2]. В качестве оснований используются диэлектрические сотовые структуры, вспененные материалы, комбинации диэлектриков с различной диэлектрической проницаемостью, подвешенные подложки [4].

В данной работе приведены некоторые результаты разработки излучателя сантиметрового диапазона волн, предполагаемого к применению в фазированной антенной решетке с широкоугольным сканированием. Предложенный излучатель сочетает как применение щелей в топологии, так и уменьшение толщины подложки за счет воздушной полости в металлическом основании. Чем меньше толщина печатной платы, тем выше технологичность конструкции: меньше возможные неоднородности диэлектрика, ниже стоимость материала, обеспечение возможности изготовления печатных плат на производствах с жесткими ограничениями по толщине обрабатываемой подложки. Одновременно с достаточно широкой рабочей полосой частот, предложенный излучатель обеспечивает широкий диапазон углов сканирования (360° по азимуту и 40° по углу места относительно нормали к антенному полотну).

II. Основная часть

Критериями разработки антенного элемента являются: обеспечение требуемой рабочей полосы частот, минимальная амплитуда коэффициентов отражений при широкоугольном сканировании, минимальная масса готового изделия, простота изготовления, высокая повторяемость и технологичность.

На рис. 1 показана геометрия излучателя, указаны основные характерные размеры.

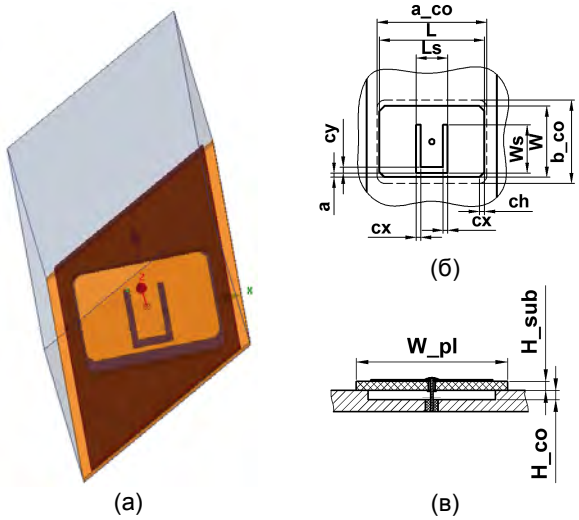


Рис. 1. Модель печатного излучателя в канале Флоке (а), вид сверху (б), вид в разрезе (в).

Fig. 1. Patch antenna model (a), top view (б), cut view (в)

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Излучатели антенной решетки расположены в узлах треугольной сетки с шагом $0{,}53\lambda_0$ по оси x, и $0{,}61\lambda_0$ по оси y (рис. 1а), где λ_0 — длина волны в свободном пространстве на центральной рабочей частоте f_0.

В ходе разработки для удовлетворения перечисленным выше критериям в качестве материала подложки выбран диэлектрик с $\varepsilon = 3{,}5$, толщиной 1,5 мм (Rogers RO4003C или F4BM350).

Запитка излучателя производится коаксиальным разъемом, расположенным по центру излучателя.

Модель излучателя построена в Ansoft HFSS. Электродинамический анализ проведен в канале Флоке методом конечных элементов.

В процессе оптимизации приведенных выше параметров по критерию минимума амплитуды коэффициента отражений получены размеры излучателя: $W = 0{,}38\lambda_0$, $L = 0{,}26\lambda_0$. Размеры полости под излучателем — $a_co = 0{,}4\lambda_0$, $b_co = 0{,}3\lambda_0$. Размеры U-образной щели — $Ws = 0{,}12\lambda_0$, $Ls = 0{,}18\lambda_0$, $cx = 0{,}023\lambda_0$, $cy = 0{,}017\lambda_0$.

В печатной плате для упрощения пайки при сборке и улучшения согласования выполнено металлизированное отверстие с минимальным гарантированным пояском на обратной стороне платы, через которое проходит зонд коаксиальной запитки.

На рис. 2 приведены характеристики согласования в рабочей полосе частот для модели в канале Флоке при различных направлениях сканирования луча.

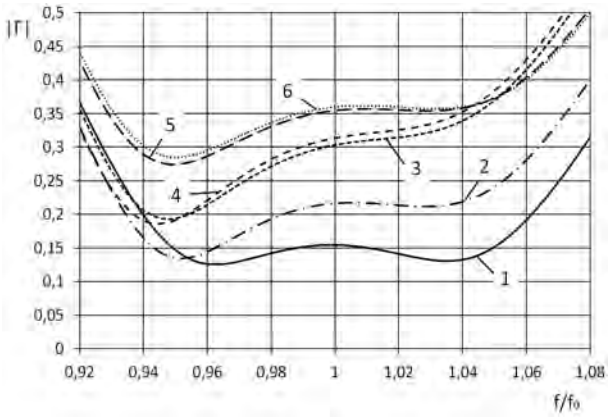


Рис. 2. Модуль коэффициента отражения при различных направлениях сканирования луча.

Fig. 2. Reflection coefficient magnitude as a function of scan angle

На рис. 2 обозначено: 1 — модуль коэффициента отражения при неотклоненном луче $\theta = 0°$, $\varphi = 0°$; 2…6 — при сканировании луча $\theta = 40°$, и $\varphi = 90°$, 45°, 135°, 13°, 0° соответственно.

Разработанный излучатель в «бесконечной» антенной решетке обладает шириной полосы 12% по уровню модуля коэффициента отражений 0,2 в осевом направлении излучения, и по уровню 0,4 — при сканировании луча ($\theta = 0…40°$, $\varphi = 0…360°$).

По результатам оптимизации конструкции изготовлен макетный образец антенного полотна подрешетки. Он представляет собой металлическое основание, на которое припаиваются (либо приклеиваются) печатные платы с излучателями (рис. 3). Разделение антенного полотна на линейки обеспечивает не только упрощение сборки всей конструкции в целом, но также и способствует уменьшению взаимного влияния излучателей.

Воздушные полости выполнены фрезерованием. В топологии излучателя выполнены срезанные углы для обеспечения отсутствия перекрытия излучателем краев воздушной полости с учетом скруглений в ней.

Для обеспечения точности установки плат предусмотрены штифты.

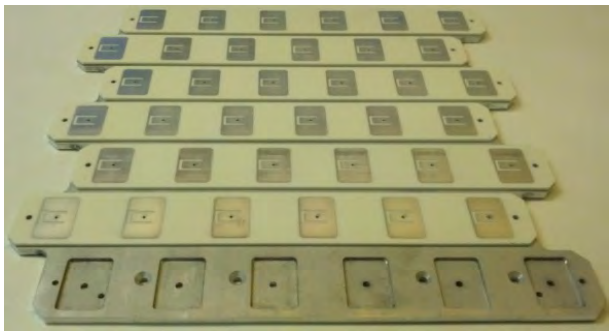


Рис. 3. Макетный образец.

Fig. 3. Fabricated sample

Зазор между платами составляет $0{,}06\lambda_0$, что позволяет уменьшить массу конечного изделия, при этом ширина печатной платы обеспечивает защиту полости на в основании от попадания пыли и влаги.

Изготовленное антенное полотно, по сути, является подрешеткой. На его основе возможна компоновка антенной решетки требуемых габаритов.

III. Заключение

Предложен вариант широкополосного печатного излучателя сантиметрового диапазона волн, предполагаемого к применению в фазированной антенной решетке.

Ширина полосы составляет 12% по уровню модуля коэффициента отражений 0,2 при осевом направлении излучения, и по уровню 0,4 — в диапазоне углов сканировании луча ($\theta = 0…40°$, $\varphi = 0…360°$).

Предложенная реализация излучателя обладает высокой технологичностью, простотой конструкции.

В предложенном излучателе используется модифицированное за счёт полостей металлическое основание. Выигрыш разработанной конструкции по массе в сравнении с элементом антенной решётки на плоском основании и аналогичной подложке, но толщиной 3 мм, обладающего схожими электрическими характеристиками, составляет более 15%. При этом возможно дополнительное облегчение металлического основания.

IV. References

[1] Volakis J.L. *Antenna engineering handbook*, 4th ed. McGrow-Hill, 2007. 1755 p.

[2] Kumar G., Ray K. P. *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House, 2003. 432 p.

[3] Volakis J., Chen C.-C., Fujimoto K. *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications.* McGraw-Hill, 2010. 448 p.

[4] Panchenko B.A. et al. *Elektrodinamicheskiy raschyat kharakteristik poloskovyh antenn* [Electromagnetic calculation of printed antennas' characteristics] Moscow, Radio I Svyaz, 2002. 256 p.

[5] Lee K. F., Luk K. M. *Microstrip Patch Antennas*. World Scientific, 2011. – 524 p.

[6] Gonz´alez de Aza, Encinar A., Zapata J. *Full-Wave Analysis of Cavity-Backed and Probe-Fed Microstrip Patch Arrays by a Hybrid Mode-Matching Generalized Scattering Matrix and Finite-Element Method*, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, pp. 234–242, Feb. 1998.

[7] Vishwakarma N., Samminga R., Kedar A., Singh A. K. *Design considerations for a wide scan cavity backed patch antenna for active phased array radar*. 2011 Indian Antenna Week (IAW'2011) India, 2011, pp. 1–4.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ANALYSIS OF THE WIDEBAND PHASED ARRAY ARCHITECTURES

Kuprits V. Yu., Sharygin G. S.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russia
Tel. +7-3822-413670, e-mail: tomskvlad@mail.ru; gssh@mail.tomsknet.ru

Abstract — In the paper there are investigated possibilities to widen frequency band of a flat array by changing its elements position when Vivaldi antennas are used. All the results are received under condition that diffraction maxima of higher order would not appear.

АНАЛИЗ ПОСТРОЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Куприц В. Ю., Шарыгин Г. С.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
40, пр-т Ленина, Томск, 634050, Россия
Тел: 3822 413670; E-mail: tomskvlad@mail.ru; gssh@mail.tomsknet.ru

Аннотация — Исследуется возможность увеличения диапазона частот и КНД плоской антенной решетки путем изменения расположения ее элементов, в качестве которых использованы антенны Вивальди. Результаты получены исходя из условия отсутствия дифракционных максимумов высших порядков.

I. Introduction

Directing properties of an array depend on its directivity pattern and directive gain (DG). DG of the linear array in the direction of its peak emission is equal [1]:

$$G = \frac{4\pi |F|^2}{\int_0^{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} |F(\theta,\varphi)|^2 \cos\theta d\theta d\phi}, \quad (1)$$

where $F(\theta,\varphi)$ is an array directivity pattern, describing dependence of the illuminated amplitude on the direction with the angles θ and φ within spherical co-ordinates. Usually it is written as product of an element directivity pattern $F_1(\theta,\varphi)$ and $F_\Sigma(\theta,\varphi)$ called array factor [2]:

$$F(\theta,\varphi) = F_1(\theta,\varphi)F_\Sigma(\theta,\varphi), \quad (2)$$

If elements are put in lines (M lines, N columns) the array factor is written as follows:

$$F_\Sigma(\theta,\varphi) = \sum_{m,n=1}^{M,N} A_{mn} e^{i(\psi_{mn}+\psi^p{}_{mn})}, \quad (3)$$

where m,n are indexes showing the element position in a line and in a column; A_{mn}, ψ_{mn} are amplitude and phase of m,n element excitation; $\psi^p{}_{mn}$ is the additional phase shift from some point due to the space position of elements with illumination in the direction (θ, φ); X_{mn}, Y_{mn} are coordinates of the element in the array.

The additional phase shift is defined as [2]:

$$\psi^p{}_{mn} = k(X_{mn}\cos\varphi + Y_{mn}\sin\varphi), \quad (4)$$

where k is wave number.□

Array frequency band is characterized by the frequency span ratio K_f while the main directivity pattern characteristics of the array are kept [2]:

$$K_f = f_{\max}/f_{\min}. \quad (5)$$

There are known several types of ultra wideband Vivaldi slot travelling wave antennas [3]. These antennas are attractive for many wideband systems, because they have small size, are not heavy, easy to produce and repeatable. Vivaldi antenna used by the authors to build the wideband array [4] is a flat square plate *L* long and *W* wide specially covered on both sides with configuration shown in Figure 1. Such antenna has one-directional directivity pattern with maximum along the axis OX. This antenna is described in publications (see, for example, [3-5]).

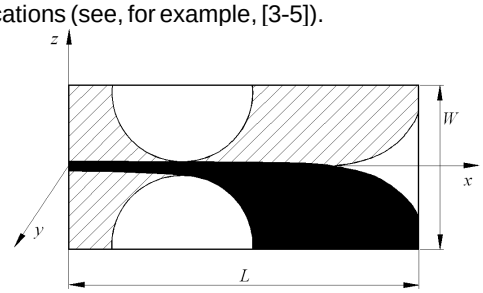


Fig. 1. Vivaldi antenna general view.
Рис.1. Общий вид антенны Вивальди

Maximal wave length $\lambda_{\max}$ received by the array with Vivaldi's elements is [6]:

$$\lambda_{\max} = 2W, \quad (6)$$

Minimal wave length $\lambda_{\min}$ is defined by the condition that there are no diffraction maxima of higher orders [2]:

$$\begin{aligned} d_x/\lambda_{\min} &\le 1/(\sin\theta_{z\max}+1), \\ d_y/\lambda_{\min} &\le 1/(\sin\theta_{y\max}+1), \end{aligned} \quad (7)$$

where $\theta_{z\,max}$ and $\theta_{y\,max}$ are maximal ray angles deviation from the normal to the array plate. Further are investigated arrays without ray scanning, when the directivity pattern diffraction maxima appears if the wave length is smaller than the step of the array. Minimal step of the array is limited by the mutual elements influence. In [5] there are given experimental data and the advice to put elements in such a way that the gap between the wide sides of Vivaldi's elements is more than half of the wavelength on the lower frequency limit.

II. Array Architectures

Position of Vivaldi's elements at the corners of a rectangular net is popular in case of flat arrays [5]. Fig. 2 shows a part of such array with the square *S*. Distances between adjacent elements of "lines" and "columns" are equal. In order to widen the frequency band it is necessary to make longer $\lambda_{\max}$. It needs to enlarge W, which can't be more than the array step d_y. If d_y is made longer, then (according to (7) would appear diffraction maxima. So, according to (5) and (6), maximal frequency span ratio becomes 2.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Position of Vivaldi's elements at the corners of a triangular net (see Fig. 3) allows to decrease the number of the array elements keeping the aperture square compared with the previous case. It follows from the condition of diffraction maxima absence in case of triangular positioning [2]:

$$d/\lambda \le \frac{2}{\sqrt{3}}\left[1/(\sin\theta_{\max}+1)\right] \qquad (8)$$

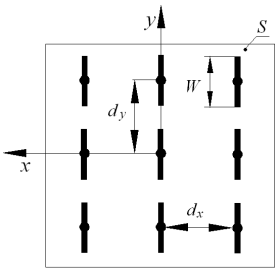


Fig. 2. Array as rectangular net.

Рис. 2. Решетка в виде прямоугольной сетки

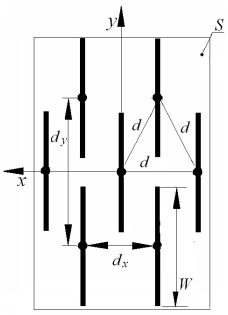


Fig. 3. Array with Vivaldi's elements at the corners of a triangular net.

Рис. 3. Решетка с антеннами Вивальди в узлах треугольной сетки

Taking into consideration maximal possible step between the elements in case of triangular net $d = 1.2\lambda_{\min}$ maximal gap d_y is $2.09\lambda_{\min}$. Such array with the width $W = \lambda_{\max}$ can use twice the number of Vivaldi's elements compared to the rectangular case. Thereby the biggest frequency span ratio of the array with triangular Vivaldi's elements positioning is equal four.

III. Analysis and Measurements

Modeling allowed to calculate the frequency dependence of the gain G in case of different array steps for the array with seven Vivaldi's elements (Fig. 4). Calculated directivity patterns of the array are shown in Fig. 5.

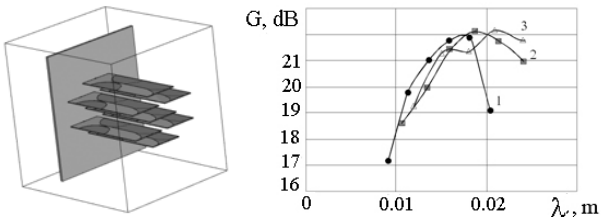


Fig. 4. Model of the array and frequency dependence of the gain G within the frequency band from 4 to 18 GHz for three steps: $d = \lambda_{\min}$ (1); $d = 1,2\lambda_{\min}$ (2); $d = 1,35\lambda_{\min}$ (3).

Рис. 4. Модель решетки и частотная зависимость коэффициента усиления в диапазоне 4-18 ГГц для шагов решетки: $d = \lambda_{\min}$ (1); $d = 1,2\lambda_{\min}$ (2); $d = 1,35\lambda_{\min}$ (3)

Calculated directivity patterns of the array are shown in Fig. 5. They prove absence of diffraction maxima in the frequency bands (4–18 GHz) while directivity is kept.

The photo of the array prototype is shown in Fig. 6. Directivity pattern of the prototype in the horizontal plane were measured at the frequency 9.5 GHz (see Fig. 7). For comparison the figure shows the calculated directivity pattern. The measured directivity pattern has no diffraction maxima of higher orders

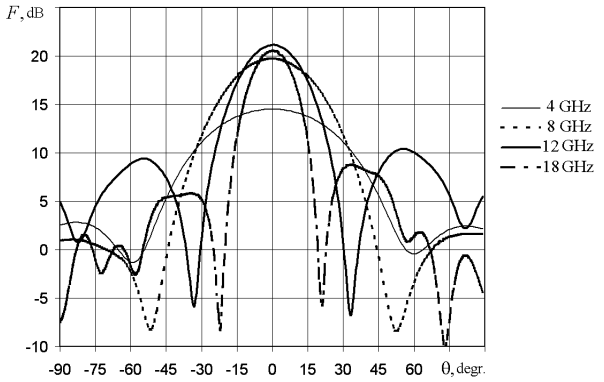


Fig. 5. Calculated directivity patterns.

Рис. 5. Расчетные диаграммы направленности

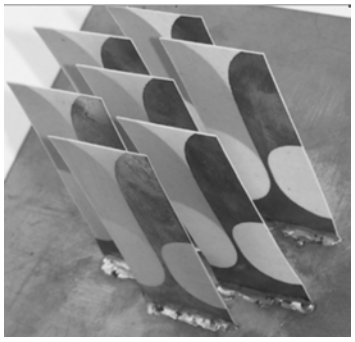


Fig. 6. Prototype of the array with Vivaldi's elements.

Рис. 6. Макет решетки с элементами Вивальди

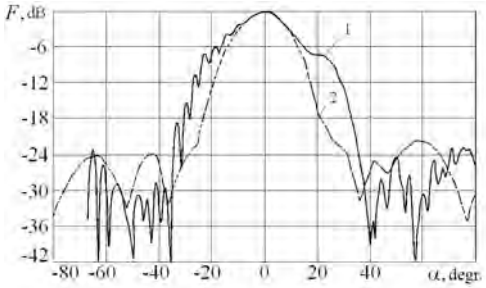


Fig. 7. Measured (1) and calculated (2) array directivity patterns at the frequency 9.5 GHz.

Рис. 7. Измеренная (1) и расчетная (2) диаграмма направленности решетки на частоте 9,5 ГГц

IV. Conclusion

The investigation shows that the widest band provides array with Vivaldi's elements put at the corners of the triangular net. In such a case the frequency span ratio is equal 4.

Supported by Russia Ministry of Education and Sciences, contract No. 02.G25.31.0042 of 12.02.2013.

V. References

[1] Hansen, R. *Phased Array Antennas*. New York: Wiley, 1998.
[2] Voskresenskiy, D.I. *Ustroystva SVCh i antenny* [UHF facilities and antennas]. Moscow: Radiotechnika, 2008.
[3] Yngvesson, K., Schaubert, D., Korzeniowski, T., Kollberg, E., Thungren, T. and Johansson, J. Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 33, No. 12, pp. 1392-1400, Dec. 1985.
[4] Balling, S., Hein, M., Hennhofer, M., and Sommerkorn, G. Broadband Dual Polarized Antenna Arrays for Mobile Communication Applications. *33rd European Microwave Conference*, Munich, 2003, pp. 927–930.
[5] Balanis, C. *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2005.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

AN ULTRAWIDEBAND PLANAR ELEMENT OF A SWITCHING ANTENNA ARRAY FOR A GROUND PENETRATING RADAR

Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I.
National Research Tomsk State University
36, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russian Federation
Ph.: (3822)412583; E-mail: yurbuy@yandex.ru

Abstract — A new ultra-wideband antenna element is developed and investigated. Antenna is intended for use as an element of antenna array for ground penetrating radar. The antenna is made by PCB technology on FR4 plate, placed in a metal corner. The antenna is well matched with the 50-ohm feeder line in the band 0.5-2 GHz and has good directional properties. Antenna allows to transmit and receive short electromagnetic pulses. The paper presents the results of the simulation and measurements of the antenna characteristics in the frequency and time domains.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЛОСКИЙ ЭЛЕМЕНТ КОММУТИРУЕМОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ ГЕОРАДАРА

Балзовский Е. В., Буянов Ю. И.
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский государственный университет»
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
тел: (3822) 412583; e-mail: yurbuy@yandex.ru

Аннотация — Разработан и исследован сверхширокополосный антенный элемент, предназначенная для использования в качестве элемента коммутируемой антенной решетки георадара. Антенна выполнена печатным способом на пластине стеклотекстолита, размещается в металлическом уголке-отражателе. Антенна согласована с 50-омным фидерным трактом в полосе 0,5-2 ГГц и имеет выраженные направленные свойства и способна излучать и принимать короткие электромагнитные импульсы. В докладе представлены результаты моделирования антенны и измерения её характеристик в частотной и временной.

I. Введение

Использование технологии подповерхностного зондирования дорог с асфальтобетонным покрытием позволяет диагностировать скрытые дефекты при строительстве и эксплуатации автодорог и вовремя предотвращать повреждения дорожного полотна. Контроль состояния участка дорожного полотна включает в себя определение толщины и однородности верхнего слоя покрытия, состоящего из асфальтобетонной смеси, толщины и влагонаполненности нижележащих слоев гравия или щебня, а также обнаружение и локализацию пустот. Несмотря на существование множества технических решений, а также готовых коммерческих устройств для зондирования автодорог, существенным препятствием для широкого внедрения таких устройств в практику диагностики состояния российских автодорог является недостаточно высокая скорость сканирования при движении сканера на протяженных участках дороги, а также высокая цена на зарубежные изделия.

Для создания отечественного сканера состояния автодорог могут быть применены технологии и алгоритмы, разработанные для систем радиовидения объектов, скрытых за непрозрачными препятствиями [1]. Облучение поверхностного слоя асфальтобетонного покрытия и нижележащих слоев дорожной одежды сверхширокополосными импульсами наносекундной длительности обеспечивает высокое пространственное разрешение, а наличие энергии в низкочастотной части спектра – проникающую способность. Для восстановления радиоизображения слоистой структуры и неоднородностей дорожного полотна с использованием синтезированной апертуры приемо-передатчик радара может перемещаться вдоль дороги, а для увеличения ширины сканируемой полосы преимущественным является использование матрицы приемо-передающих сверхширокополосных антенн. Сложность выполнения диаграммообразующего устройства и стоимость компонентов вынуждает использовать вместо фазированной антенной решетки именно матрицу антенн, последовательно подключаемых к генератору или приемному устройству [2], а формирование диаграммы направленности проводить при математической обработке.

Для излучения и регистрации сверхширокополосных сигналов требуются антенны, у которых характеристики направленности и входной импеданс сохраняются в допустимых пределах в полосе частот, достигающей двух и более октав. Кроме того, антенна должна иметь минимально возможные размеры, если она используется как элемент антенной решетки. Этим требованиям удовлетворяют антенны, представляющие собой комбинацию излучателей электрического и магнитного типов. Планарный вариант такой антенны с полосой пропускания 1.2-18 ГГц представлен в [3]. Ниже описан вариант конструкции и приведены результаты численного моделирования и измеренные характеристики планарной сверхширокополосной антенны с полосой пропускания 0.5-2 ГГц.

II. Конструкция антенны

Вариант конструктивной реализации антенной решетки показан на рис. 1. Антенные элементы 1 расположены в алюминиевом уголке 2 длиной 1.5 м, расстояние между антеннами 100 мм. Через разъемы 3 антенная решетка подключается к блоку коммутации. Снаружи решетка прикрывается стеклопластиковым обтекателем и крепится на подвижную платформу.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

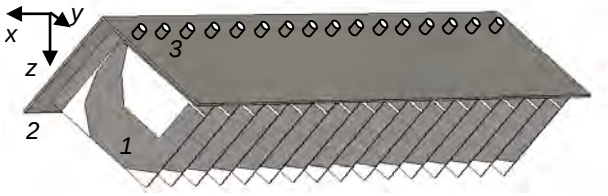


Рис. 1. Внешний вид антенной решетки: 1 – антенные элементы, 2 – металлический уголок, 3 – разъемы.

Fig. 1. Design of antenna array. 1 – antenna elements, 2 – metal corner, 3 – connectors

Геометрия электродов антенного элемента приведена на рис. 2. Антенна представляет собой пластину фольгированного стеклотекстолита размером 200×160×2 мм, на которой печатным способом выполнен изогнутый монополь *1*, закрепленный в алюминиевом уголке 2. Свободный от металла участок платы 3 является излучателем магнитного типа. Неоднородная щелевая линия 4 выполняет функцию трансформатора сопротивлений. На задней стенке уголка расположен коаксиальный разъем 5.

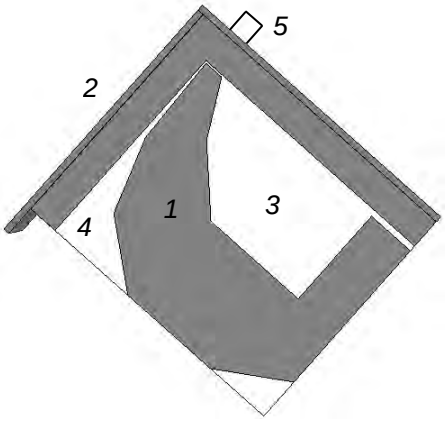


Рис. 2. Антенный элемент: 1 – монополь, 2 – металлический уголок (рефлектор), 3 – излучатель магнитного типа, 4 – щелевая линия, 5 – разъем.

Fig. 2. The design of a planar antenna: 1 – monopole, 2 – ground plate (reflector), 3 – magnetic type emitter, 4 – tapered slot line, 5 – connector

III. Характеристики антенны

Результаты расчета и измерения КСВН одиночного антенного элемента приведены на рис. 3. Наблюдается достаточно хорошее совпадение рассчитанной и измеренной зависимости КСВН от частоты. В модели не учтены потери в диэлектрике и металле, значительно усложняющие расчет, поэтому поведение кривых несколько различается.

При измерении диаграмм направленности антенна возбуждалась биполярным импульсом напряжения длительностью 1 нс. Для каждого угла зарегистрированы импульсы на выходе приемной антенны, в качестве которой использовался ТЕМ-рупор.

Измеренные во временной области диаграммы направленности антенны в двух плоскостях приведены на рис. 4. Здесь под диаграммой направленности понимается угловая зависимость максимума модуля напряженности электрического поля.

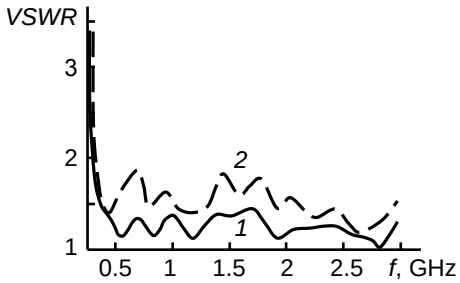


Рис. 3. КСВН антенного элемента: 1 – расчет, 2 – измерения.

Fig. 3. Frequency dependence of VSWR. 1 – simulation results, 2 – measurement results

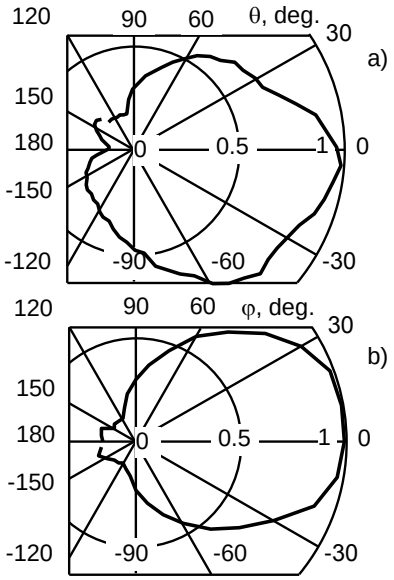


Рис. 4. Диаграммы направленности антенного элемента по пиковой напряженности поля в Е-плоскости (а) и Н-плоскости (б).

Fig. 4. A pattern of the antenna at the peak electrical field strengths in E-plane (a) and H-plane (b)

IV. Заключение

Разработан и исследован антенный элемент с полосой пропускания 0.5...2 ГГц. Максимальный размер элемента на нижней частоте не превышает 1/6 длины волны. Антенный элемент может быть использован для излучения и регистрации сверхширокополосных импульсов в составе коммутируемой антенной решетки георадара.

V. References

[1] Yakubov V. P., Shipilov S. E., Sukhanov D. Y., Klokov A. V. *Radiovolnovaya tomografiya: dostijeniya I perspektivi* [Radio tomography: progress and perspectives]. Tomsk, NTL, 2014, 264 p.

[2] Satarov R. N., Kuz'menko I. Y., Muksunov T. R., Klokov A. V., Balzovskii E. V., Buyanov Y. I., Shipilov S. E., Yakubov V. P. Switched ulnrawideband antenna array for radio tomography. *Russian Physics Journal,* 2013, vol. 55, No. 8, pp. 884-889.

[3] Buyanov Yu. I., Balzovsky E. V., Lukyakin A. P. Planar ultrawideband antenna for communications and radar. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012).* Sevastopol, 2014, pp. 547-548.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE BROADBAND DIPOLE-SLOT ANTENNA ARRAY OF PRINTED RADIATORS

Kozirev I. V., Bichkov V. P., Sabirov T. R.
Federal state unitary enterprise science and production association of S. A. Lavochkin
25, Leningradskaya st., Khimki, Moscow reg.
141400, Russian Federation
Ph.: (495) 573-56-75, e-mail: npol@laspace.ru

Abstract — This paper is present design broadband dipole-slot antenna with linear polarization and antenna array. Antenna array consist of four radiators with transmission line system executed from three symmetric dividers of capacity with use of coaxial wave guides. Results of optimisation of parametres of a radiator and an antenna array for work in a frequencies range 3 - 3,5 GHz are presented.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ ВИБРАТОРНО-ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ИЗ ПЕЧАТНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Козырев И. В., Бычков В. П., Сабиров Т. Р.
Федеральное государственное унитарное предприятие «Научно-производственное объединение им. С. А. Лавочкина»
г. Химки, ул. Ленинградская, д. 24 Московская обл. 141400, Россия
тел.: (495) 573-56-75, e-mail: npol@laspace.ru

Аннотация — В работе представлены результаты разработки широкополосного вибраторно-щелевого излучателя с линейной поляризацией, и антенной решетки из четырех излучателей с системой питания, выполненной из трех симметричных делителей мощности с использованием коаксиальных волноводов. Представлены результаты оптимизации параметров излучателя и антенной решетки для работы в диапазоне частот 3 – 3,5 ГГц.

I. Введение

В работе [1] были представлены два варианта исполнения печатного вибраторно-щелевого излучателя, имеющие линейную и эллиптическую поляризации. Рассмотренные излучатели обладают большой рабочей полосой (3,25 ГГц до 11,2 ГГц) в которой КСВ не превышает 2. Так же в рассмотренном диапазоне частот КУ в максимуме составлял от 5 дБ до 11,2 дБ.

Рассмотренный в работе [1] излучатель, имеющий линейную поляризацию, был выбран для модернизации и экспериментальной отработки в диапазоне частот 3 ГГц-3.5 ГГц. Было решено, на основе модернизированного излучателя разработать АР состоящую из четырех излучателей, с характеристиками: КСВ не более 1,5 в рассматриваемой полосе частот, УБЛ не более -14 дБ, КУ не менее 13 дБ. Приведённые выше характеристики АР выполняются с учётом влияния системы питания. Расчёт характеристик излучателя, системы питания и АР в целом проводился с использованием САПР CST Studio Suite.

II. Основная часть

Модернизированный излучатель (рис. 1) представлен в виде самодополнительной структуры. Он выполнен в виде двух симметричных плоских секторных участков, замкнутых двумя дугообразными металлическими полосками, образующими щелевой излучатель выполненный под диэлектрическим основанием со стороной T=37,2 мм. Таким образом образуется самодополнительный вибраторно-щелевой излучатель с входным сопротивлением близким к 188 Ом.

Щелевой излучатель расположен над металлическим отражателем квадратной формы со стороной D=64,6 мм, на расстоянии H=24,77 мм. Система питание выполнена на диэлектрике, длиной L=36 мм в виде симметрирующего устройства, аналогичного [1].

ДН в двух ортогональных плоскостях и коэффициент отражения показаны на рис. 2 и рис. 3 соответственно. КУ в максимуме ДН составляет 7.7 дБ, коэффициент отражения в полосе частот 3 – 3.5 ГГц не превышает значения -24 дБ.

Система питания антенной решётки рис. 4 выполнена по принципу Т- образного делителя мощности, на основе квадратного коаксиального волновода с воздушным заполнением. Для фиксации центральной жилы используются диэлектрические шайбы, выполненные из фторопласта. Фазы и амплитуды сигналов на четырех выходах схемы деления одинаковы.

КСВ системы питания в рабочей полосе частот не превышает 1.13. Коэффициенты передачи показаны на рис. 5

Разработанная АР рис. 6 состоит из четырёх излучателей, имеющих симметричное расположение. При оптимизации расстояния между излучателями по осям X и Y было выявлено, что оптимальным является расстояние 60мм, что составляет $0{,}65 \cdot \lambda_ц$, где $\lambda_ц$ = 3.25 ГГц.

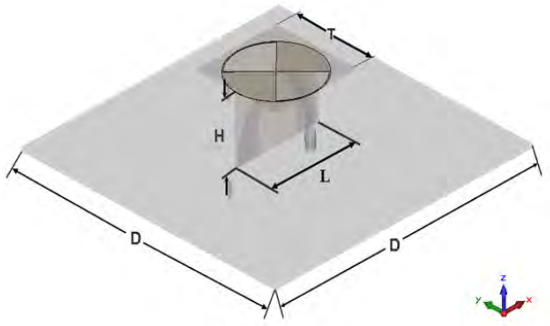


Рис. 1. Общий вид одиночного излучателя АР.

Fig. 1. Single radiator of an Array

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

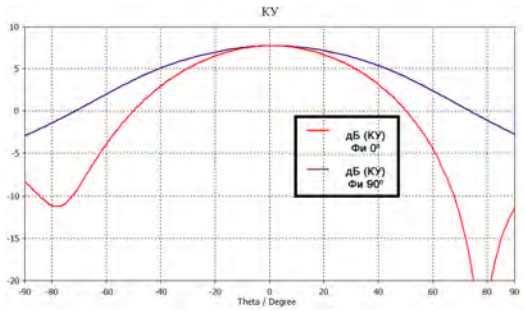


Рис. 2. ДН в двух ортогональных плоскостях.

Fig. 2. Directional pattern

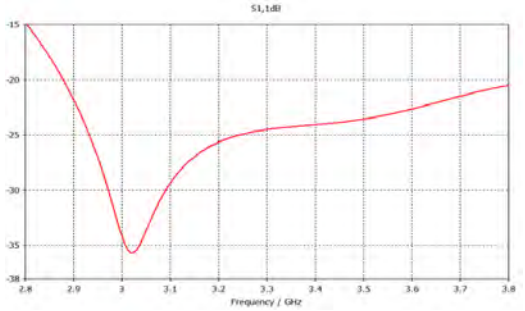


Рис. 3 Коэффициент отражения.

Fig. 3 Reflection coefficient

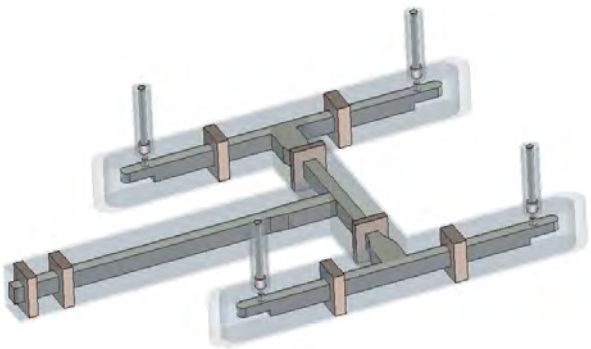


Рис. 4. Система питания АР.

Fig. 4. Power supply system of array

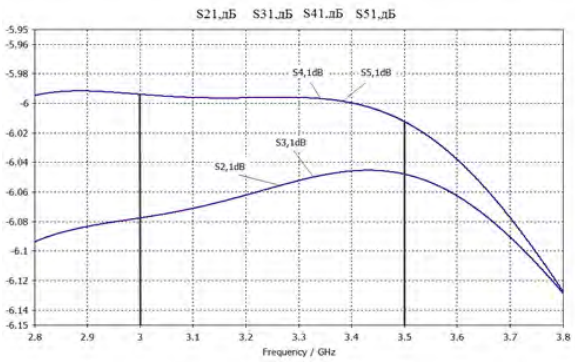


Рис. 5 Коэффициенты передачи.

Fig. 5 Power transfer coefficient

Для увеличения прочности конструкции и для упрощения изготовления щелевые излучатели элементов АР, были выполнены на одном диэлектрике. На рис. 7 и рис.8 показаны ДН АР на $\lambda_ц$ и КСВ в рабочем диапазоне частот.

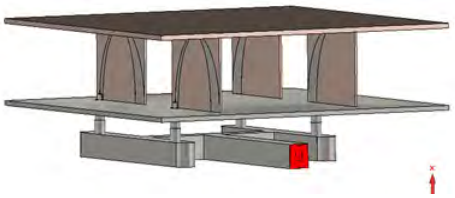


Рис. 6. Общий вид АР.

Fig. 6. Array

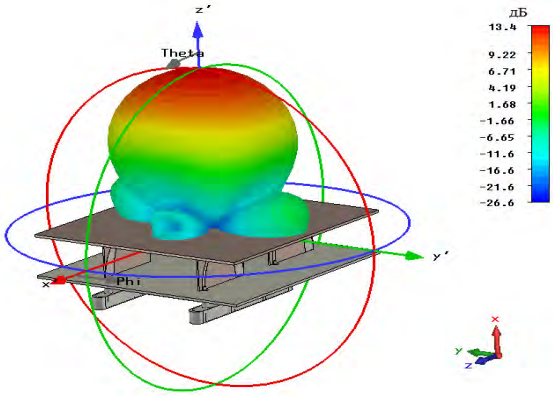


Рис. 7. Объёмная ДН.

Fig. 7. Farfield

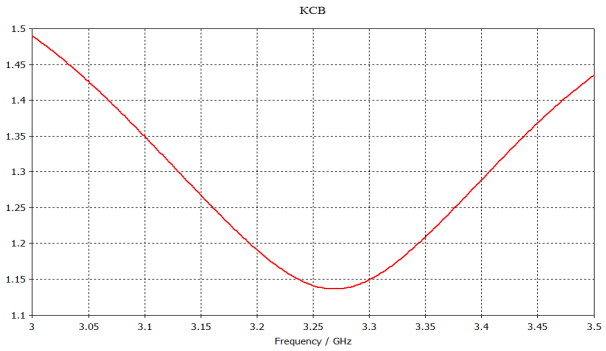


Рис. 8 КСВ АР.

Fig. 8 VSWR Array

III. Заключение

По результатам расчета получены следующие характеристики антенной решетки в диапазоне частот 3.0-3.5 ГГц: КУ в максимуме ДН не менее 12.9 дБ, УБЛ не больше -13.5 дБ, КСВ не больше 1.48, ширина ДН по уровню половинной мощности составляет от 38.1° до 47.2°. Уровень кросс поляризации в секторе углов +40° –40° не более 22 дБ. В процессе расчётов выявлено, что излучатель имеет приемлемые характеристики излучения в полосе частот 3-10 ГГц.

IV. References

[1] “A UWB Unidirectional Antenna With Dual-Polarization” IEEE transactions on Antennas and propagation. November 2011, volume 59, number 11. (ISSN 0018-926X)

[2] Voskresenskii D. I. “Antennas and microwave ovens devices” 1972

[3] Sazanov D. M. “Antennas and microwave ovens devices: The textbook for radio engineering specialized higher education institutions” 1988

[4] Dguk M. S., Molochkov U. B., “Design of antenna-feeder devices” 1966.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE LOW-ELEMENT GLONASS/GPS ANTENNA ARRAY WITH RECEIVERS ON HIGH PERMITTIVITY SUBSTRATES

Shepov V.N.[1], Vladimirov V.M.[2], Markov V.V.[1],
[1]*Krasnoyarsk Scientific Center of the Russian Academy of Sciences, Siberian Branch*
[2]*SPC "Electron"*
Akademgorodok 50, Krasnoyarsk, 660036, Russia
Ph.: (391) 2905494, e-mail: shepov@ksc.krasn.ru

Abstract — A tri-band (*L*1/*L*2/*L*3) miniaturized slot stripline leaky-wave right-hand circular polarization antenna has been developed. The technical characteristics of the antenna has been studied theoretically and experimentally. It is shown that the miniaturized antenna has a good axial ratio, high level of cross-polarization suppression and a stable phase center. Based on the given antenna a prototype of an eight-element antenna array has been built. The studies of the antenna accuracy characteristics show that RMSE of the pseudorange difference between two four-element subarrays measured by code of navigation signal using GLONASS 5 in the *L*1 frequency band is equal to 112 mm, in the *L*2 band – 127 mm, while that measured by carrier phase in the *L*1 band amounts to 1.6 mm, and in the *L*2 band – 1.8 mm.

МАЛОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ГЛОНАСС/GPS С ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ НА ПОДЛОЖКАХ С ПОВЫШЕННОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ

Шепов В.Н.[1], Владимиров В.М.[2], Марков В.В.[1]
[1]*Красноярский научный центр СО РАН*
[2]*ООО НПФ «Электрон»*
Академгородок 50, Красноярск, 660036, Россия
тел.: (391) 2905494, e-mail: shepov@ksc.krasn.ru

Аннотация — Разработана трехдиапазонная (*L*1/*L*2/*L*3) миниатюризированная щелевая полосковая антенна вытекающей волны с правой круговой поляризацией. Теоретически и экспериментально исследованы технические характеристики антенны. Показано, что миниатюризированная антенна обладает хорошей эллиптичностью, высоким подавлением кроссполяризации и стабильным фазовым центром. На основе данной антенны создан макет восьмиэлементной антенной решетки (АР). Исследования точностных характеристик макета АР показали, что СКО разности псевдодальностей между двумя четырехэлементными подрешетками, измеренных по коду навигационных сигналов по спутнику ГЛОНАСС 5 в частотном диапазоне *L*1 составило 112 мм, а в *L*2 – 127 мм, а по фазе несущей частоты в *L*1 составило 1.6 мм, а в *L*2 – 1.8 мм.

I. Введение

Одна из антенн, применяемых в АР передвижных высокоточных помехозащищенных приемников Глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) – щелевая полосковая антенна вытекающей волны [1]. В [2,3] предложен новый способ улучшения технических характеристик данной антенны. Способ заключается в создании в металле верхней стороны излучателя антенны дополнительных щелей, электрическая длина которых выполняется меньше электрической длины основных щелей излучателя. Дополнительные щели не соединяются с основными и выполняются определенным образом: либо в виде концентрических дуг вокруг геометрического центра антенны [4,5], либо в виде отрезков спиралей [6]. Применение таких дополнительных щелей позволяет повысить точность позиционирования по сигналам ГНСС в горизонтальной и вертикальной плоскостях, а так же в угломерных измерениях [7].

Следует отметить, что особенностью предложенного в [2, 3] способа улучшения технических характеристик щелевых полосковых антенн является то, что дополнительные щели располагаются между основными щелями и не увеличивают габариты излучателя антенны. Поэтому возможна миниатюризация излучателей с сохранением высоких технических характеристик антенн.

В настоящей работе приводятся результаты разработки миниатюризированной трехдиапазонной (*L*1/*L*2/*L*3) антенны, теоретического и экспериментального исследования ее технических характеристик, создания на ее основе макета малоэлементной миниатюризированной АР для передвижных высокоточных приемников ГЛОНАСС/GPS и исследование точностных характеристик макета АР.

II. Основная часть

Для миниатюризации излучателя антенны применялась диэлектрическая подложка с диэлектрической проницаемостью 10.2. В результате диаметр излучателя составил 70 мм.

На рис. 1 приведен измеренный коэффициент стоячей волны (КСВ) миниатюризированной антенны. Видно, что в диапазонах рабочих частот антенны: 1190 – 1215 (МГц), 1217 – 1257 (МГц), 1560 – 1615 (МГц) измеренный КСВ не превышает 1.5.

Диаграмма направленности (ДН) антенны (рассчитанная и измеренная) слабонаправленная, перепад коэффициента усиления от зенита к горизонту составляет около 8 дБ.

На рис. 2 приведены рассчитанные зависимости коэффициентов эллиптичности (AR) от угла возвышения Θ, на следующих частотах: (1) – 1575,4 МГц, (2) – 1602 МГц, (3) – 1227 МГц, (4) – 1246 МГц, где Θ = 0 – зенит ДН антенны. Как видно из рис. 2 антенна спроектирована с наилучшим AR в частотном диапазоне *L*1, так как он является основными.

На рис. 3 показан макет активной восьмиэлементной АР со снятой крышкой, собранный на основе миниатюризированной антенны. Расположение антенн в АР – кольцевое. Между излучателями расположен поглотитель СВЧ излучения. В состав каж-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

дой активной антенны входит трехдиапазонный (*L*1/*L*2/*L*3) малошумящий усилитель с коэффициентом шума менее 1.5 дБ при коэффициенте усиления до 40 дБ и КСВ менее 1.5.

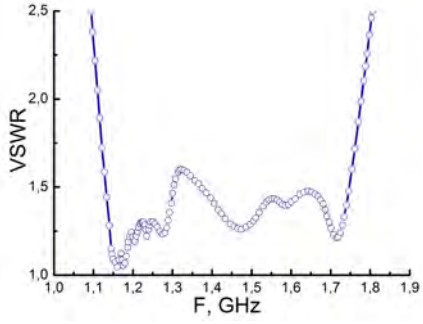


Рис. 1. Измеренный КСВ антенны.

Fig. 1. The measured VSWR of the antenna

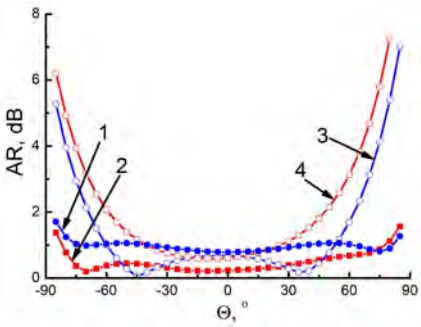


Рис. 2. Коэффициент эллиптичности антенны.

Fig. 2. The axial ratio of the antenna



Рис. 3. Макет восьмиэлементной антенной решетки ГЛОНАСС/GPS.

Fig. 3. The prototype of the eight-element GLONASS/GPS antenna array

Измерения псевдодальности выполнялись в частотных диапазонах *L*1 и *L*2 по сигналам ГЛОНАСС. На рис. 4 приведена временная зависимость псевдодальности, измеренная по фазе несущей частоты навигационных сигналов по спутнику ГЛОНАСС 5 в диапазонах *L*1 (1) и *L*2 (2). Для исключения влияния многолучевости, ионосферной и тропосферной задержки, восьмиэлементная АР была разбита на две четырехэлементных подрешетки, которые были подключены к восьмиканальному приемнику ГНСС. Случайная погрешность измерений, вносимая АР, определялась по разности измеренных значений псевдодальности на двух четырехэлементных подрешетках. В результате измеренное СКО разности псевдодальностей между двумя четырехэлементными подрешетками, измеренное по коду навигационных сигналов ГЛОНАСС, в частотном диапазоне *L*1 составило 112 мм, а в *L*2 – 127 мм, а по фазе несущей частоты в *L*1 составило 1.6 мм, а в *L*2 – 1.8 мм.

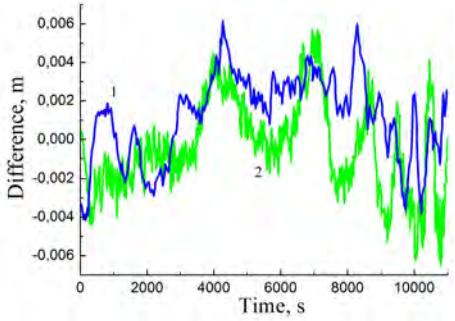


Рис. 4. Временная зависимость разности фазовых псевдодальностей.

Fig. 4. The time dependence of the difference of phase pseudoranges

III. Заключение

Разработана трехдиапазонная миниатюризированная щелевая полосковая антенна вытекающей волны с правой круговой поляризацией. Теоретически и экспериментально исследованы технические характеристики антенны. На основе данной антенны создан макет малоэлементной АР. Исследования точностных характеристик макета АР показали, что СКО относительной псевдодальности, измеренной по фазе несущей частоты в *L*1 составило 1.6 мм, а в *L*2 – 1.8 мм.

Работа выполнена при поддержке ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы», Соглашение № 14.604.21.0038.

IV. References

[1] Rao B. Rama, Kunysz W., Fante R., McDonald K. GPS/GNSS Antennas (GNSS Technology and Applications). Norwood, Artech House, 2012. 420 P.

[2] Владимиров В.М., Шепов В.Н., Крылов Ю.В.., Марков В.В. Патент на изобретение RUS 2504055. Щелевая полосковая антенна вытекающей волны с круговой поляризацией. Опубл. 10.08.2012.

[3] Vladimirov V. M., Shepov V. N. Patch slot antenna with circular polarization for the high-accuracy positioning using GNSS signals. 2013 23rd Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology’’ (CriMiCo’2013) Sevastopol, 2013, pp. 596 – 597.

[4] Vladimirov V.M., Kondratyev A.S., Krylov Y.V., Markov V.V., Fedotov P.M., Shepov V.N. Shhelevaja poloskovaja antenna vytekajushhej volny s dopolnitel'nymi shheljami s maloj elektricheskoj dlinoj [Slot strip leaky wave antenna with additional slots with small electrical length]. *Antenny,* 2012, No 11, pp. 12 – 17.

[5] Vladimirov V.M., Kondratyev A.S., Krylov Y.V., Markov V.V., Fedotov P.M., Shepov V.N. Navigation characteristics of the slot strip leaky-wave antenna. *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 55, No 8, pp. 951–955.

[6] Vladimirov V.M., Markov V.V., Shepov V.N. Patch slot leaky-wave right-hand circular polarization antenna with additional spiral slots in the radiator. 2013 11th Int. Conf. on “Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services” (TELSIKS), Serbia, 2013. pp. 429 – 432.

[7] Vladimirov V. M., Fateyev Yu. L., Shepov V. N. Tri-band active patch slot antennas for angular observations using GLONASS/GPS signals 2013 23rd Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2013) Sevastopol, 2013, pp. 594 – 595.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DESIGN AND EXPERIMENTAL STUDY OF RFID SYSTEM ANTENNA ARRAY

Gimpilevich Yu. B.[1], Mickhayluck Y. P.[1], Savochkin A. A.[1], Schekaturin A. A.[1], Levin E. A.[2]
Federal State Educational Institution of Higher Education
"Sevastopol State University" [1]
33, st. Universitetskaya, Sevastopol, 299053, Crimea
Ph.: +7(8692)435108, e-mail: pulson2011@gmail.com
LEDS Inc. [2]*, Toronto, Canada, e-mail: leds.rfid@yahoo.ca*

Abstract — The results for antenna element and the phased array antenna system of the HANDHELD RFID READER, designed to solve the problem of localization of objects with passive RFID tags, are presented. The possibility of tuning the antenna elements by changing the lengths of its diagonals is shown. The results of an experimental study of the antenna is shown too.

РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ СИСТЕМЫ RFID

Гимпилевич Ю. Б.[1], Михайлюк Ю. П.[1], Савочкин А. А.[1], Щекатурин А. А.[1], Левин Э. А.[2]
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Севастопольский государственный университет» [1]
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Крым
тел.: +7(8692)435108, e-mail: pulson2011@gmail.com
LEDS Inc [2]*, Торонто, Канада, e-mail: leds.rfid@yahoo.ca*

Аннотация — Представлены результаты разработки антенного элемента и фазированной антенной решетки системы HANDHELD RFID READER, предназначенной для решения задачи локализации объектов, маркированных пассивными RFID метками. Показана возможность настройки антенных элементов путем изменения длин их диагоналей. Приведены результаты экспериментального исследования антенной системы.

I. Введение

В настоящее время RFID системы позволяют выполнять идентификацию и позиционирование объектов с пассивными метками [1, 2, 3]. Как правило, в этих системах используются антенны линейной поляризации, что может привести к потере сигнала при углах ориентации плоскостей поляризации поля излучения антенн меток и ридера близких к 90º.

Предлагается использовать в носимых RFID системах антенны круговой поляризации простой конструкции в виде малоэлементных решеток печатных излучателей.

Целью настоящего исследования являются разработка и экспериментальное исследование такой антенны для системы HANDHELD RFID READER, предназначенной для решения задачи локализации объектов, маркированных пассивными метками.

II. Основная часть

Конструкция разработанной антенной решетки показана на рис. 1, которая выполнена в виде четырехэлементной линейной эквидистантной печатной структуры, формирующей поле излучения круговой поляризации в частотном диапазоне 902…928 МГц.

Элементом решетки является печатный излучатель в форме квадрата с усеченными углами и одной точкой возбуждения [4]. Печатная структура выполнена на материале NH9348ST1524RHRH.

Характеристика согласования антенного элемента имеет два резонанса (два минимума на экспериментальной частотной зависимости КСВ на рис. 2).

Изменение длин диагоналей квадрата печатного излучающего элемента позволяет согласовывать антенну с питающим фидером и изменять частотный интервал, в котором поле излучения имеет поляризацию, близкую к круговой.

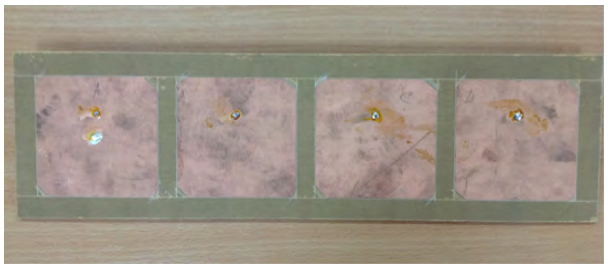


Рис. 1. Конструкция антенной решетки HANDHELD RFID READER.

Fig. 1.The HANDHELD RFID READER array design

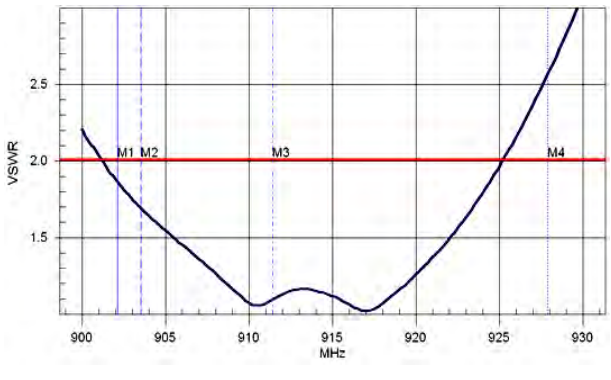


Рис. 2. Экспериментальная характеристика КСВН элемента решетки.

Fig. 2. Experimental VSWR characteristics of the array element

Изменение положения каждого минимума частотной зависимости КСВ может быть осуществлено путем изменения длин соответствующих диагоналей излучающего элемента.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Измерение диаграмм направленности (ДН) антенного элемента и антенной решетки проводились методом вращающейся антенны. Расстояние между исследуемой и вспомогательной антеннами при измерениях ДН антенного элемента составляло 4,3 м, при измерениях ДН антенной решетки расстояние — 2 м. На рис. 3 изображены ДН элемента решетки, измеренные на частоте 915 МГц в четырех сечениях (0º, 45º, 90º и 135º).

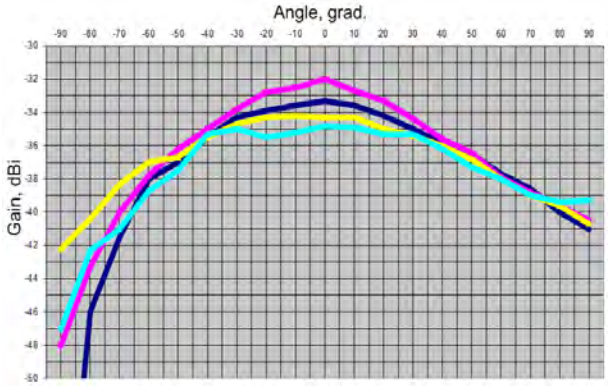


Рис. 3. Диаграммы направленности элемента решетки.

Fig. 3. Radiation patterns of the array element

На рис. 4 показаны нормированные ДН четырехэлементной фазированной решетки в режиме сканирования главным лепестком на частоте 915 МГц. Расстояния от центра антенной решетки до линии перемещения точки прицеливания составляло 1,2 м. Фазовые сдвиги в элементах решетки рассчитывались и устанавливались для заданных «точек прицеливания».

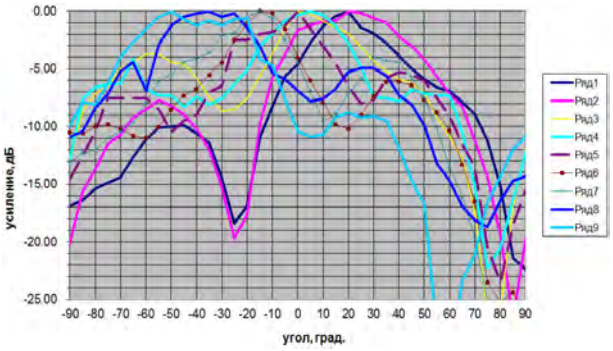


Рис. 4. Нормированные диаграммы направленности решетки на частоте 915 МГц .

Fig. 4. The normalized array radiation patterns at the frequency 915 MHz

На рис. 4 использованы обозначения: «Ряд 1» — ДН при смещении «точки прицеливания» на 0,8 м влево , «Ряд 2» — 0,6 м влево, «Ряд 3» — 0,4 м влево, «Ряд 4» — 0,2 м влево, «Ряд 5» — 0, «Ряд 6» — 0,2 м вправо, «Ряд 7» — 0,4 м вправо, «Ряд 8» — 0,6 м вправо, «Ряд 9» — 0,8 м вправо.

На рис. 5 показаны ДН при изменении положения минимума, формируемого при противофазном возбуждении половины элементов решетки.

На рис. 5 использованы обозначения: «Ряд 1» означает ДН при положении точки прицеливания 0,8 м влево, «Ряд 2» — 0, «Ряд 3» 0,8 м вправо.

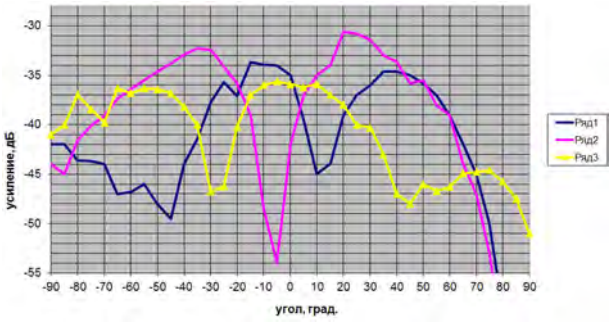


Рис. 5. Нормированные диаграммы направленности решетки на частоте 915 МГц (сканирование минимумом).

Fig. 5. The normalized array radiation patterns at the frequency 915 MHz (scanning by minimum)

В результате исследований установлено следующее:

— среднее значение ширины рабочей полосы для четырех элементов по уровню КСВН, равному 2, составило 23,4 МГц;

— среднее значение ширины рабочей полосы для четырех элементов по уровню КСВН, равному 2,5, составило 28,8 МГц, что больше требуемого значения в 26 МГц на 11%;

— средние значения коэффициентов эллиптичности на частоте 915 МГц для каждого из элементов решетки составили 5 дБ, 6,5 дБ, 8,5 дБ и 4,5 дБ;

— разработанная антенная решетка обеспечивает коэффициент усиления 4,8 ± 0,8 дБ;

— ширина диаграммы направленности при синфазном возбуждении элементов решетки на частоте 915 МГц составила 23º;

— результаты измерений показали, что отличие уровней излучений для вертикальной и горизонтальной поляризаций не превышает 1,1 дБ.

III. Заключение

Таким образом, разработана четырехэлементная фазированная антенная решетка, которая может использоваться в системе HANDHELD RFID READER.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по базовой части государственного задания №2015/702 (Регистрационный номер НИР № 115041610026).

IV. References

[1] Gimpilevich, Yu.B., Savochkin, D.A. RFID indoor positioning system based on read rate measurement information // Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Odessa, September 16 — 20, 2013. — P. 546—548.

[2] Savochkin A., Mickhayluck Y., Iskiv V., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Levin E. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning // 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON2014, June 16-18, 2014, — Gdansk, 2014. — P. 771—773.

[3] Gimpilevich, Yu.B., Savochkin, D.A. Approach for RFID tag measurement data modeling // Proceedings of the 24th IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology, CriMiCo-2014». — Sevastopol, Crimea, Russia, September 7—13, 2014. — Vol. 1. — P. 263—264.

[4] Schekaturin A., Mickhayluck Y., Savochkin A. Circularly Polarized Microstrip Antenna for RFID Systems // International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science, TCSET'2014, February 25 - March 1, 2014. — Lviv-Slavske, 2014. — P. 177.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE FULL WAVE ANALYSIS OF PLANAR STRATIFIED STRUCTURES WITH VOLUME CURRENT DISTRIBUTION

Semernya R. E., Chernyshev S. L., Vilenskiy A. R., Litun V. I.
Bauman Moscow State Technical University
RL1, h. 5, 2-nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: +7-929-565-45-52, e-mail: semernyare@gmail.com

Abstract — Full wave analysis of stratified planar structure is presented. Integral operator with Dyadic Green's function kernel is introduced. Features of the Galerkin's matrix computation are described. Dispersion and convergence characteristics are shown. Zeros location routine on complex plane is presented.

ПОЛНОВОЛНОВОЙ АНАЛИЗ ПЛОСКО-СЛОИСТЫХ СТРУКТУР С УЧЁТОМ ОБЪЕМНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА

Семерня Р. Е., Чернышев С. Л., Виленский А. Р., Литун В. И.
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
РЛ1, д. 5, ул. 2-я Бауманская, Москва, 105005, Россия
тел.: +7 (929) 565-45-52, e-mail: semernyare@gmail.com

Аннотация — Представлен алгоритм анализа плоско-слоистой структуры с проводниками конечной толщины и проводимости. Рассмотрен интегральный оператор с ядром в виде тензорной функции Грина для плоскослоистой структуры. Описаны особенности вычисления матрицы Галёркина. Приведены дисперсионные характеристики и анализ сходимости метода. Представлен алгоритм поиска нулей на комплексной плоскости.

I. Введение

В настоящее время для решения двумерных задач электродинамики широкое применение получил метод моментов в спектральной области. На примере многих современных работ [3-5] можно заметить, что данных метод анализа подходит обширному классу задач, обладает высокой гибкостью и простотой формализации математических выкладок для разработки численных алгоритмов. Недостатком метода являются трудности описания структур с проводниками конечной толщины. Как было показано в [1, 2], данный недостаток значительно снижает точность анализа электрических характеристик линий передач в СВЧ интегральных схемах, в которых ширина проводников начинает быть сопоставимой с толщиной, а металлизация проводников выполнена по многослойной технологии напыления из материалов с разной проводимостью. В данной работе приводится формулировка двумерной электродинамической задачи для плоско-слоистых структур с произвольной формой сечения проводника. Приводятся численные результаты расчета дисперсионных характеристик для микрополосковой линий с проводником конечной толщины и проводимости. Рассмотрен анализ сходимости метода для разных базисных функций.

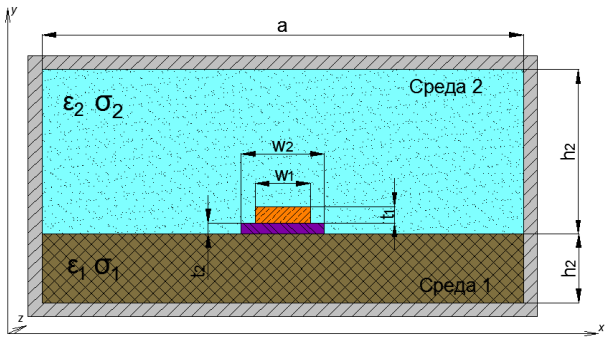


Рис. 1. Поперечное сечение исследуемой структуры.

Fig. 1. Investigated structure cross cut

II. Основная часть

В работах [1, 2] было показано, что для структуры с поперечным сечением, представленным на рис. 1, для которой возможен выбор проводников произвольной формы, функция Грина, связывающая распределение возбуждающих токов с полем структуры слоисто-однородной вдоль оси распространения волны, представляется следующем виде:

$$
\begin{aligned}
-\mathbf{Z}(\mathbf{x},\mathbf{x}',\mathbf{y},\mathbf{y}') &= \frac{1}{j\omega\varepsilon(\mathbf{y})}\left[\nabla_t \frac{\partial}{\partial \mathbf{y}} - \mathbf{y}\nabla_t^{\,2}\right] \\
&\frac{1}{j\omega\varepsilon(\mathbf{y}')}\left[\nabla_{t'} \frac{\partial}{\partial \mathbf{y}'} - \mathbf{y}\nabla_t^{\,2,}\right]\sum_i Y_i^{TM}(\mathbf{y},\mathbf{y}')\frac{\varphi_i(\mathbf{x})\varphi_i(\mathbf{x}')}{k_{ti}^{TM\,2}} \\
&-[\mathbf{y}\times\nabla_t][\mathbf{y}'\times\nabla_{t'}]\sum_i Z_i^{TE}(\mathbf{y},\mathbf{y}')\frac{\psi_i(\mathbf{x})\psi_i(\mathbf{x}')}{k_{ti}^{TE\,2}} \\
&-\frac{1}{j\omega\varepsilon(\mathbf{y})}[\nabla_t\nabla_{t'}]\frac{\varphi_i(\mathbf{x})\varphi_i(\mathbf{x}')}{k_{ti}^{TM\,2}}\delta(\mathbf{y}-\mathbf{y}').
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

В соответствии с граничными условиями, учитывающими в дифференциальной форме закон Ома на проводниках с конечной проводимостью, вводится интегральное уравнение, решаемое методом Галёркина:

$$\left[\mathbf{Z}(\mathbf{r},\mathbf{r}') + \rho\mathbf{I}\right]\cdot\mathbf{J}(\mathbf{r}') = 0 \qquad \forall\mathbf{r}\in\{s\} \qquad (2)$$

где ρ - проводимость металла.

В качестве базисных функций для аппроксимации тока использовались импульсные функции с весовыми коэффициентами:

$$J^{x,y,z}(x,y) = \sum_{i=0}^{Nx-1}\sum_{j=0}^{Ny-1} A_{i,j}^{x,y,z}\,\frac{\mathrm{I}_{i,j}(x,y)}{N_s}, \qquad (3)$$

где $I_{i,j}(x,y)$ – импульсные функции.

На рис. 2 схематично показано разбиение сечения проводника на области, в которых базисные функции принимают единичное значение. Интегрирование производится по области полоска с шагом наложенной сетки.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

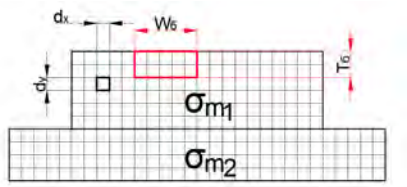


Рис. 2. Базисная функция, наложенная на разбитый двумерной сеткой проводник.

Fig. 2. Basis function over the arbitrary strip, meshed by two dimensional grid

После алгебраизации векторного уравнения (2) в соответствие с процедурой Галёркина получаем дисперсионное уравнение в предположении наличия нетривиального решения системы, т.е. накладываем условие равенства нулю определителя матрицы:

$$\det\left[\tilde{\mathbf{Z}} + \rho\tilde{\mathbf{I}}\right] = 0 \qquad (4)$$

Однако, вследствие ошибок численного интегрирования, а также конечного числа наложенных базисных функций, при поиске нулей дисперсионного появляются ложные корни (Рис. 3).

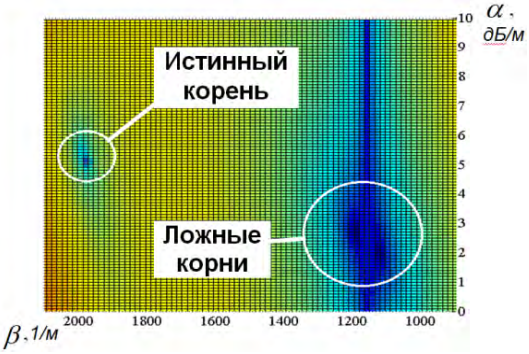


Рис. 3. Корни дисперсионного уравнения на комплексной плоскости для 3-х импульсных базисных функций.

Fig.3. Roots of the dispersion equation on a complex plane for 3 basis functions

На рис. 4 показана сходимость при расчете эффективной диэлектрической проницаемости с ростом числа базисных функций. Зависимость получена для микрополосковой линии с шириной полоска – 0,46 мм, толщиной – 0,01 мм, высотой подложки – 0,5 мм, с диэлектрической проницаемостью материала 9,8, тангенсом угла диэлектрических потерь – 0,001, проводимостью металла – $4{,}5\times10^{6}$См/м, на частоте 6 ГГц.

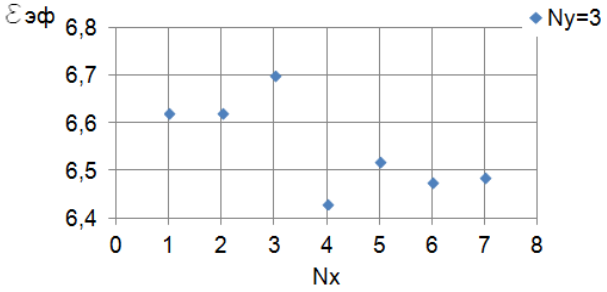


Рис. 4. Демонстрация сходимости при определении эффективной диэлектрической проницаемости.

Fig. 4. Convergence process for effective dielectric constant

Для поиска корней дисперсионного уравнения на комплексной плоскости применялся метод, основанный на теореме Коши.

Согласно данному методу корни аналитической функции на комплексной плоскости совпадают с корнями полинома Ньютона, коэффициенты разложения при *N* степенях которого, определяются из теоремы Коши:

$$S_N = \frac{1}{2\pi j}\oint_C z^N \frac{f'(z)}{f(z)}dz \qquad (5)$$

где, *C* – произвольный контур интегрирования, не включающий в себя особых точек функции *f*.

В качестве демонстрации работы алгоритма на рис. 5 приведены рассчитанные дисперсионные характеристики для эффективной диэлектрической проницаемости и погонных потерь для ранее рассмотренной линии.

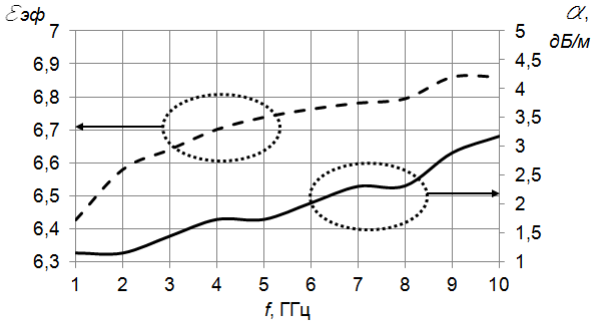


Рис. 5. Рассчитанные дисперсионные характеристики (Nx=Ny=3).

Fig. 5. Calculated dispersion characteristics (Nx=Ny=3)

III. Заключение

Представлен алгоритм расчета электрических характеристик плоско-слоистых линий с проводниками произвольного сечения. Проведен анализ сходимости при выборе импульсных базисных функций. Предложен метод поиска корней дисперсионного уравнения на комплексной плоскости. Приведены дисперсионные характеристики. В настоящее время ведутся работы по применению представленного алгоритма для расчета электрических характеристик линий в активных средах.

IV. References

[1] Rozzi T. Farina M. *Advanced electromagnetic analysis of passive and active structures*. IEE Press, London, UK, 1999.

[2] Tatsuo Itoh *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures.* Wiley, USA, 1988.

[3] Tatsuo Itoh *Spectral Domain Immitance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines* . IEEE Trans. on microwave theory and techniq. 1980. Vol. 28. No. 7. P. 733-736.

[4] Semernya R.E., Chernyshov S.L., Vilenskiy A.R., Litun V.I. Analysis of stratified structures with lossy conductors. *2015 Int. Conf. Radiolocation, Navigation and Communications (RLNC'2015)*. Voronezh, 2015. pp. 1505—1511.

[5] Semernya R.E., Vilenskiy A.R., Litun V.I. Microstrip filters design using a spectral domain method of moments. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 594 — 595. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543

[6] Vilenskiy A.R., Chernyshev S.L. *Analysis of dispersion characteristics of linear elements' line parameters of UWB balanced printed cavity antennas of a travelling wave.* Science and education. BMSTU. Electronic publishing. 2013. № 4. pp. 201-216. doi: 10.7463/0413.0548171

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SLOT PHASED ANTENNA ARRAYS WITH RESONANT COLD-ELECTRON BOLOMETERS

A. V. Gordeeva[1], L. S. Kuzmin[1,2], V. A. Malakhov [1], E. A. Matrozova[1], A. L. Pankratov[1,3], A. S. Raevskii [1], M. Saleh[2], A. V. Chiginev[1,3]
[1]Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev
24, Minin street, Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
Ph.: 89503468791 e-mail: raevsky_as@mail.ru
[2]Chalmers University of Technology
SE-412 96, Gothenburg, Sweden
[3]Institute for Physics of Microstructures of the Russian Academy of Sciences
7, Akademicheskaja street, v. Afonino, Kstovo district,
Nizhny Novgorod region, 603087, Russian Federation

Abstract — The report discusses the modeling slotted phased antenna arrays with resonant cold-electron bolometers. Contemplated multifrequency antenna arrays that are sensitive to polarization in use of phased arrays important advantage consisting in the fact that a sufficiently narrow beam can be formed without using lenses and horns. Along with the use of space missions, ground-based telescopes and the balloons are assumed such practical land use examined antenna arrays such as the remote control of the ecological state of the atmosphere, medical diagnostics, security control.

ФАЗИРОВАННЫЕ ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ С РЕЗОНАНСНЫМИ БОЛОМЕТРАМИ НА ХОЛОДНЫХ ЭЛЕКТРОНАХ

А. В. Гордеева[1], Л. С. Кузьмин[1,2], В. А. Малахов[1], Е. А. Матрозова[1], А. Л. Панкратов[1,3], А. С. Раевский[1], М. Салех[2], А. В. Чигинев[1,3]
[1] Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева
ул. Минина, 24, Нижний Новгород, 603950, Россия
тел.: 89503468791 e-mail: raevsky_as@mail.ru
[2]Чалмерский технологический университет
SE-412 96, Гетеборг, Швеция
[3]Институт физики микроструктур РАН
ул. Академическая, д. 7, д. Афонино, Нижегородская обл., Кстовский район, 603087, Россия

Аннотация — В докладе обсуждаются вопросы моделирования фазированных щелевых антенных решёток с резонансными болометрами на холодных электронах. Рассматриваемые многочастотные антенные решетки, чувствительные к поляризации, используют важное достоинство фазированных массивов, заключающееся в том, что достаточно узкий луч может быть сформирован без использования линз и рупоров. Наряду с использованием в космических миссиях, в наземных телескопах и на воздушных шарах, предполагаются такие практические наземные применения исследуемых антенных решёток, как дистанционный контроль экологического состояния атмосферы, медицинская диагностика, контроль безопасности.

I. Введение

Создание сверхчувствительных приемных систем терагерцового диапазона представляет собой одну из наиболее сложных и востребованных задач современной фундаментальной и прикладной физики и электроники.

Недавно, по результатам американского эксперимента BICEP2 (Background Imagingof Cosmic Extragalactic Polarization), было объявлено о детектировании гравитационных волн [1], предсказанных в работах Алексея Старобинского [2] и Андрея Линде [3]. Гравитационные волны — это последний фрагмент общей теории относительности Эйнштейна, явление, которое было предсказано, но еще не наблюдалось до нашего времени. Гравитационные волны, образовавшиеся в начале эволюции Вселенной, в соответствии с существующими теоретическими представлениями, должны были оставить свой отпечаток в вихревой B-моде поляризации реликтового излучения. Эта B-мода и была обнаружена фазированными массивами щелевых антенн BICEP2. Однако, для достоверности результатов, чтобы исключить влияние космической пыли, необходимо повторение экспериментов на разных частотах.

Европейское Космическое Агентство (ЕКА) приняло амбициозную космическую программу COSMIC 2015-2025, включающую поиск поляризации реликтового излучения. Важной целью для ЕКА представляется уменьшение размеров фокальной плоскости за счет размещения в ней многочастотных пикселей для сбора данных на разных частотах [4]. Такой подход позволит решить проблему с аберрацией и однородностью диаграммы направленности по всей фокальной плоскости

II. Основная часть

Ключевую роль в достижении целей ЕКА может сыграть использование Резонансного Болометра на Холодных Электронах (РБХЭ, RCEB) [5] в качестве высокочувствительного резонансного элемента, устойчивого к воздействию космической радиации. Внутренняя частотная фильтрация осуществляется в нем за счет кинетической индуктивности сверхпроводящего полоска NbN, и емкости туннельного SIN-перехода (сверхпроводник-изолятор-нормальный металл). Реализация РБХЭ может привести к настоящему прорыву в уменьшении размеров и массы массивов детекторов, что предельно важно для космических систем.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Другим компонентом интегральных болометрических приемных систем могут стать фазированные многочастотные антенные решетки, чувствительные к поляризации. Важное достоинство фазированных массивов в том, что достаточно узкий луч может быть сформирован без использования линз и рупоров.

Моделирование фазированных антенных решеток было проведено в CST MWS и в Ansoft HFSS. Дизайн одной ячейки и двухполяризационной антенной решетки 4x4 щели для частот 75 и 105 ГГц приведен на рис. 1.

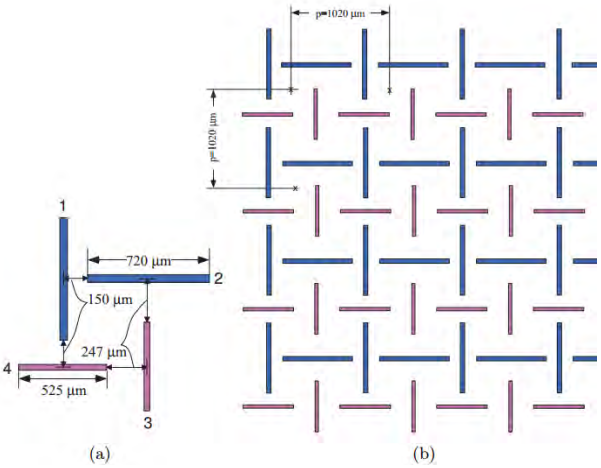


Рис. 1. Дизайн ячейки и фазированной антенной решетки 4x4 щели

Каждый пиксель решетки состоит из 4 щелевых антенн для двух частот и двух поляризаций. Антенна расположена на кремниевой подложке. Запитка антенны осуществляется синфазно в центре щелей одновременно для одной из поляризаций. Диаграммы направленности, полученные в результате моделирования полной антенной решетки 8x8 щелей, приведены на рис. 2 и 3. Ширина главного лепестка составила 23°, кросс-поляризация на уровне –40 дБ.

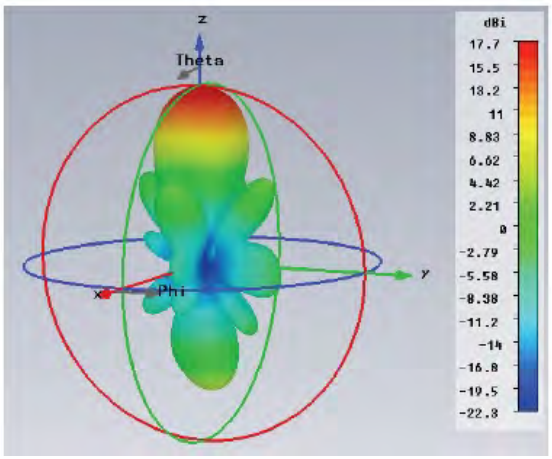


Рис. 2. Диаграмма направленности антенной решетки для приема на частоте 75 ГГц

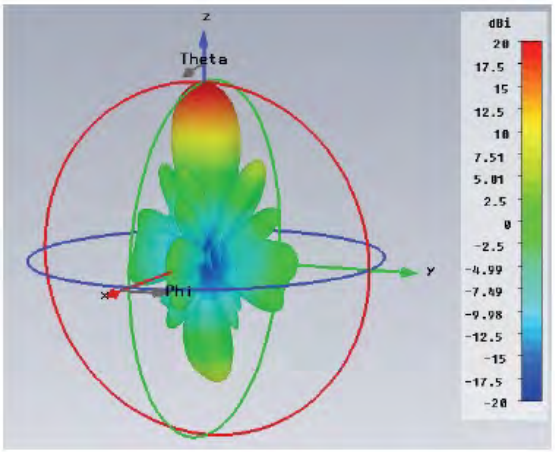


Рис. 3. Диаграмма направленности антенной решетки для приема на частоте 105 ГГц

III. Заключение

Детекторы, сочетающие в себе РБХЭ и многочастотные фазированные антенные решетки, могут быть использованы не только для космических миссий, но и в наземных телескопах и на воздушных шарах. Кроме фундаментальной науки востребованность в детекторах существует и для таких практических наземных применений, как дистанционный контроль экологического состояния атмосферы, медицинская диагностика, контроль безопасности и др.

Работа поддержана МОН (грант 3.2054.2014/К).

IV. References

[1] Ade P.A.R. et al. BICEP2 II: Experiment and three-year data set. Available at: http://jeffreydonenfeld.com/wp-content/uploads/2014/03/b2_instr_arxiv_v1.pdf (accessed 06 April 2015)

[2] *Starobinskii A.A.* Spectrum of relict gravitational radiation and the early state of the universe. *JETP Letters*, 1979, v. 30(11), pp. 682-685.

[3] *Linde A.D.* A possible solution universe scenario: A possible solution of the horizon, flatness, homogeneity, isotropy and primordial monopole problems. *Physics Letters*, 1982. v. 108. pp. 389-393.

[4] Next Generation Sub-millimetre Wave Focal Plane Array Coupling Concepts. *The USA Tender ESTEC it.ao*/ 1-7256. Feb. 2013.

[5] *Kuzmin L.S.* A Resonant Cold-Electron Bolometer With a Kinetic Inductance Nanofilter. *IEEE Transactions on teraherz science and technology*, 2014. v. 4. pp. 314-320.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE LOW-PROFILE ANTENNA ARRAY WITH WIDE-ANGLE SCANNING

Litinskaya Ye. A.,Nemshon A. D., Polenga S. V., Stankovsky A. V., Salomatov Yu. P.
Siberian Federal University
28, Kirensky St., Krasnoyarsk, 660074, Russia
Tel. +7-923-2029461, E-mail: YLitinskaya@gmail.com

Abstract — Research results of array antenna with combined electrical and mechanical scanning (AA with EBS) are shown. Series-parallel power divider for AA with EMS subarray is developed. AA with EMS subarray is fabricated, experimental researches of AA with EMS subarray are presented. AA with EMS model is developed and fabricated, experimental researches model are considered.

НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ШИРОКОУГОЛЬНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Литинская Е. А., Немшон А. Д., Поленга С. В., Станковский А. В., Саломатов Ю. П.
Сибирский федеральный университет
Россия, 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
Тел: +7-923-2029461; E-mail: YLitinskaya@gmail.com

Аннотация — В работе приведены результаты исследования антенной решетки с механоэлектрическим сканированием (АР с МЭС). Разработан последовательно-параллельный делитель мощности для подрешетки АР с МЭС. Изготовлена подрешетка АР с МЭС, представлены экспериментальные исследования макета. Разработан и изготовлен макет АР с МЭС, рассмотрены результаты экспериментальных исследований макета.

I. Введение

Традиционно для организации спутниковой связи на подвижных объектах используются два типа антенных систем: активные антенные решетки с электронным сканированием и зеркальные антенны с механическим сканированием. Однако, данные антенные системы обладают рядом существенных недостатков: ограниченный сектор углов сканирования, большие потери, высокая стоимость, большой вес и высокий профиль. [1] При определенных условиях (экстремально широкие углы сканирования, скорость свыше 40км/ч и т.д.) такие антенные системы невозможно использовать на мобильных терминалах спутниковой связи, ввиду критичности всех вышеперечисленных недостатков. Антенной системой, свободной от перечисленных недостатков, является антенная решетка с механоэлектрическим типом сканирования.

Исследуемая АР с МЭС (рис.1) состоит из нескольких механически вращающихся подрешеток, сигналы с которых суммируются через управляемые фазовращатели. Сканирование в вертикальной плоскости достигается изменением угла поворота подрешеток и введением линейной фазовой задержки по подрешеткам, в горизонтальной – поворотом всей АР с МЭС.

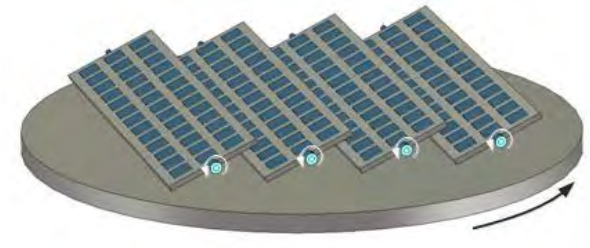


Рис. 1. 3D модель АР с МЭС.
Fig. 1. AA with EMBS 3D model

II. Основная часть

При отклонении главного лепестка ДН такой АР от нормали будет происходить «затенение» одной подрешетки АР другой, что, безусловно, приведет к ухудшению направленных характеристик АС. [2]

Результаты электродинамического моделирования АР с данным типом сканирования показали возможность сохранения, до определенного угла, направленных характеристик антенны при наличии «затенения» подрешеток друг другом: уменьшение КНД при отклонении ДН на 60° составило 2,5 дБ относительно максимума. При оптимальном выборе конфигураций подрешеток и расположения элементов на подрешетках возможно улучшение характеристик направленности АР: уменьшение КНД при отклонении луча на 60° составило 1,75дБ. [3]

Был исследован и разработан делитель мощности по параллельно-последовательной схеме деления, при котором шаг расположения элементов АР составляет 0,85λ в вертикальной плоскости. При данном шаге решетки уровень дифракционных лепестков минимален в данной плоскости. Дальнейшее уменьшение шага решетки затруднительно ввиду конструктивных особенностей делителя мощности и выбранного диэлектрика. Разработанный последовательно-параллельный делитель мощности обеспечивает равномерное амплитудно-фазовое распределение подрешетки. Подрешетка АР с МЭС состоит из 20 элементов в горизонтальной плоскости и 1– в вертикальной, размеры 260х22мм.Фотография изготовленного макета представлена на рисунке 2.

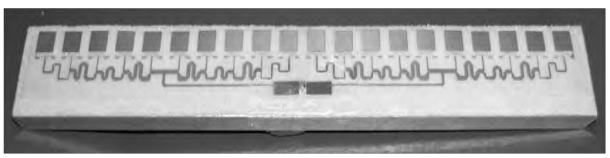


Рис. 2. Макет подрешетки АР с МЭС.
Fig. 2. Subarray model of AA with EMBS

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

На рисунке 3 представлены ДН подрешетки АР с МЭС

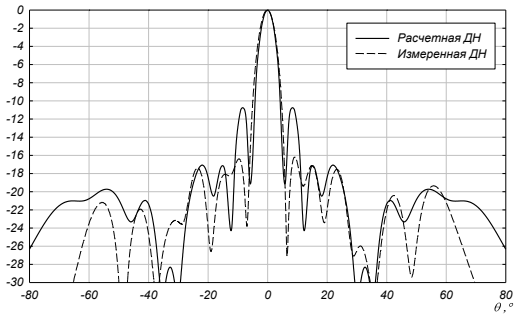


Рис. 3. ДН подрешетки АР с МЭС на частоте 11,5 ГГц в Н-плоскости.

Fig. 3. Radiation pattern of AA with EMS at a frequency 11,5 GHz in H-plane

Расчетные и измеренные ДН подрешетки АР с МЭС показали хорошее совпадение. Уровень бокового излучения не превысил -10дБ во всей рабочей полосе частот. [4]

На основе рассмотренной подрешетки был изготовлен экспериментальный образец АР с МЭС. Изготовленный макет АР с МЭС состоит из восьми подрешеток, размеры макета 285х230мм. Каждая подрешетка механически вращается вокруг собственной оси в плоскости сканирования. Введение линейной фазовой задержки по подрешеткам обеспечивается делителем мощности с линейным набегом фазы. На рис. 4 представлены фотографии изготовленного макета АР с МЭС.

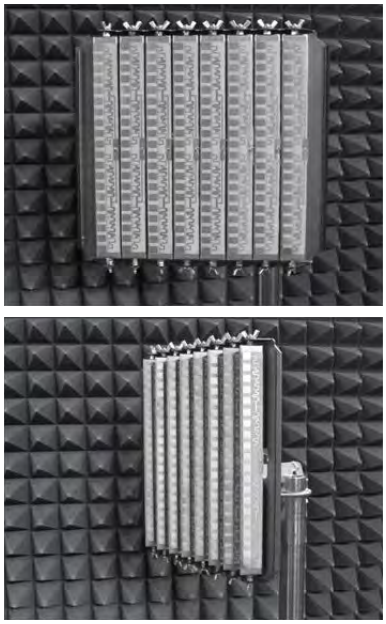


Рис. 4. Макет АР с МЭС при нулевом отклонении максимума ДН (сверху), при отклонении максимума ДН на 60°(снизу).

Fig. 4. AA with EMS model: without radiation pattern scanning (top); with radiation pattern scanning on 60 degrees (bottom)

Измерения проводились в безэховой камере методом сканирования ближнего поля антенны с последующим пересчетом в характеристики направленности в дальней зоне. Измеренные ДН на верхней и нижней частотах рабочей полосы представлены н

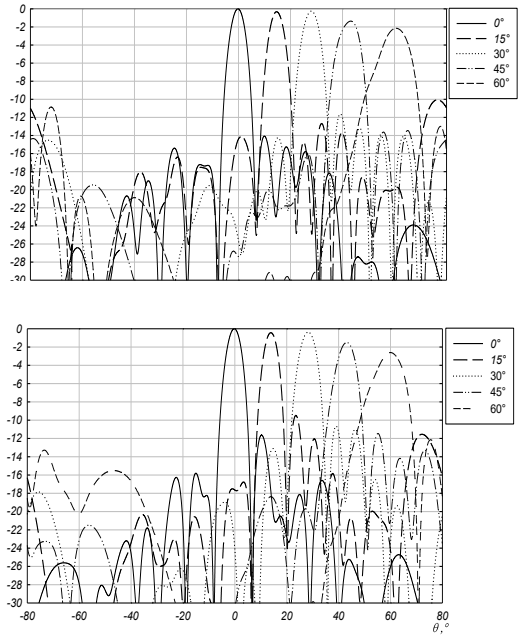


Рис. 5. ДН АР с МЭС для разных углов сканирования на частоте 11 ГГц (сверху), на частоте 11,75 ГГц (снизу).

Fig. 5. Radiation patterns of AA with EMS at different scan angles at a frequency of 11 GHz (top), at a frequency of 11,75 GHz (bottom)

Снижение КНД составило не более 2,8 дБ при угле отклонения 60° во всей рабочей полосе частот, УБЛ – не более минус 10 дБ. Расширение главного лепестка ДН при углах сканирования более 45° связано с уменьшением эффективной апертуры АР.

III. Заключение

Проведенные исследования показали возможность создания низкопрофильной высокоэффективной АР с МЭС которая может быть использована для работы в сетях спутниковой связи на подвижных объектах. Максимальный угол сканирования составил 60° при снижении КНД на 2,8 дБ. Профиль антенной решетки составил менее 50 мм.

IV. References

[1] Robert C. Hansen, Phased Array Antennas, 2009, John Wiley & Sons, Inc.

[2] A. M. Alexandrin, K. V. Lemberg, Ye. A. Litinskaya, S. V. Polenga, Y. P. Salomatov Phased Array Antenna with Combined Electronical and Mechanical Beam Steering for Satellite Networks// 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, 2013, pp.52 – 53.

[3] Ye. A. Litinskaya, V. S. Panko, Y. P. Salomatov Low profile phased array antenna with combined electronical and mechanical beam steering for satellite communication// 24nd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2014), Sevastopol, Crimea, Russia, p. 461-462.

[4] Ye. A. Litinskaya, V. S. Panko, S. V. Polenga, Y. P. Salomatov Phased array antenna with combined electrical and mechanical beam steering// Achievements of Modern Radioelectronics, 2015, No 1, pp. 24-27.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ANTIPODAL TAPERED SLOT ANTENNA DESIGN OPTIMIZATION USING NONUNIFORM TRANSMISSION LINE APPROACH

Vilenskiy A. R., Chernyshev S. L.
Bauman Moscow State Technical University
5, 2nd Baumanskaya str., Moscow
105005, Russian Federation
Ph.: (499) 2636967, e-mail: temaforyou@yandex.ru

Abstract — Influence of a radiating strips geometric profile on ultra-wideband antipodal tapered slot antenna matching performance is considered. Exploiting full-wave electrodynamic model of the basic double-strip transmission line, it is shown that matching performance may be substantially improved by rational optimization of conductors shape in an area of transition to a radiating aperture. The proposed optimization approach was successfully verified using test geometry.

ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИИ БАЛАНСНОЙ ПЕЧАТНОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ТЕОРИИ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Виленский А. Р., Чернышев С. Л.
Московский государственный технический университет имени Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская,5, стр. 1 Москва, 105005, Россия
тел.: (499) 2636967, e-mail: temaforyou@yandex.ru

Аннотация — В работе исследовано влияние геометрии профиля излучающих полосков на характеристики согласования сверхширокополосных балансных печатных щелевых антенн бегущей волны. На основе использования полноволновой модели образующей двухполосковой линии передачи показано, что существенного улучшения характеристик можно достичь, оптимизируя форму профиля проводников антенны в области перехода к излучающей апертуре. Предложенная процедура оптимизации аппробирована на тестовой геометрии излучателя.

I. Введение

Сверхширокополосные (СШП) балансные печатные щелевые антенны бегущей волны (ПЩАБВ) в настоящее время широко используются как в составе антенных решеток, так и в качестве одиночных излучателей в системах радиомониторинга, связи и радиолокации. Интерес к подобному классу антенн в первую очередь определяется возможностью обеспечения согласования излучателя с СВЧ трактом устройства, а также стабильностью характеристик направленности в сверхширокой полосе частот.

Класс балансных ПЩАБВ включает достаточно широкий набор базовых геометрий. Здесь мы рассмотрим наиболее распространенный тип конструкций излучателей, созданных на основе двухполосковой линии (ДПЛ) с микрополосковой (МПЛ) запиткой. Общий вид таких антенн продемонстрирован на Рис. 1. Показанная на рисунке структура условно разделена на две области.

Область 1 занимает схема возбуждения полосков антенны, состоящая из входной МПЛ и симметрирующего трансформатора. В области 2 находится излучающая секция антенны, сформированная из двух полосков, выполненных на различных сторонах подложки. Внутренние кромки полосков, расходящиеся по закону $W_{e1}(z)$ на длине L_a, образуют излучающую апертуру ПЩАБВ. Внешние кромки расходятся на длине L_{a1} по закону $W_{e2}(z)$, выбираемому для обеспечения наилучшего согласования антенны. Геометрия внутренних кромок $W_{e1}(z)$ оказывает преимущественное влияние на характеристики излучения антенны и эффективность согласования апертуры со свободным пространством. Проведённые исследования характеристик балансных ПЩАБВ позволяют утверждать, что форма профиля $W_{e2}(z)$ оказывает влияние в первую очередь на согласование антенны, влияние же на характеристики направленности практически оказывается несущественным. Выбор формы внешней кромки обычно проводится эмпирически, исходя из соображений по обеспечению плавности геометрии перехода [1, 2]. Однако, как показано далее, такой подход зачастую приводит к ухудшению характеристик согласования антенны, не отслеживаемому при разработке.

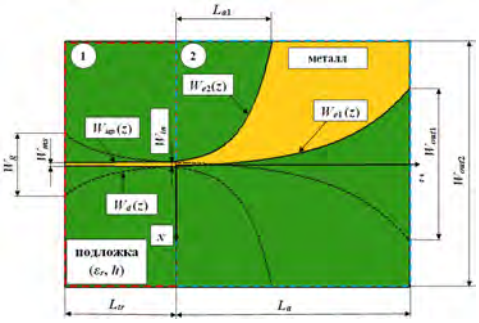


Рис. 1. Общий вид балансной ПЩАБВ.
Fig. 1. Antipodal TSA, general view

II. Основная часть

Для оценки влияния геометрии внешней кромки полосков на характеристики согласования была рассмотрена задача, в ходе которой в порту возбуждения тестовой двухэкспоненциальной ПЩАБВ фиксировался отраженный СШП сигнал во временной области. Параметры излучателя следующие: W_{in} = 1,5 мм, W_{out1} = 50 мм, W_{out2} = 80 мм, L_{a1} = 30 мм, L_a = 70 мм. Характеристики подложки: h = 0,5 мм, ε_r = 3,5. Полоса частот анализа (2 – 12) ГГц. Анализ отраженного сигнала позволяет локализовать существенную неоднородность в структуре излучателя, приходящуюся на область начала расширения по-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

лосков (область определения $W_{e2}(z)$). Для выявления причин рассогласования рассмотрена вспомогательная задача. На выбранной подложке проведен расчёт характеристик основного типа собственной волны ДПЛ при непрерывном разнесении полосков шириной 10 мм. Для этого применена методика анализа характеристик собственных волн ДПЛ, построенная на основе метода интегральных уравнений с использованием функции Грина плоскослоистой структуры в спектральной области [3].

Результаты расчета величины волнового сопротивления (Z_0), представленные на Рис. 2, свидетельствуют о резком изменении Z_0 в области окончания нахлёста полосков. В реальной антенне такой скачок Z_0 служит источником рассогласования. В связи с этим геометрия внешней кромки $W_{e2}(z)$ должна быть подобрана таким образом, чтобы максимально скомпенсировать резкое изменение характеристик линии. Сформулированная задача минимизации внутренних отражений практически не рассмотрена в известных источниках. Так в [4] оптимизация проводится при синтезе геометрии по заданному профилю $Z_0(z)$ в квазистатическом приближении. В [5] для отыскания погонных характеристик авторы используют трудоёмкое трехмерное полноволновое моделирование. Целью же нашей работы является демонстрация возможности улучшения согласования антенны при синтезе геометрии $W_{e2}(z)$ методами плавных нерегулярных линий передачи (НЛП) с использованием полноволновой модели ДПЛ.

Для упрощения поставленной задачи оптимизации внешняя кромка рассмотренной ранее тестовой ПЩАБВ была описана параметризованной арктангенсной кривой:

$$W_{e2}(z) = \frac{W_{out2} + W_{in}}{4} + C \cdot \operatorname{arctg}\left(\beta \cdot \left(z - L_{a1}/2\right)\right), \qquad (1)$$

$$\beta = \frac{2}{L_{a1}} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{1}{C} \cdot \frac{W_{out2} - W_{in}}{4}\right),$$

где C – свободно варьируемый параметр. Для расчёта значений входного коэффициента отражения структуры S_{11} подвергнем геометрию антенны продольной сегментации. Характеристики каждого сегмента определяются решением соответствующей двумерной электродинамической задачи [3]. В ходе проведения параметрической оптимизации в качестве критерия выбран минимум средней величины модуля S_{11} в полосе (3,1 – 10,6) ГГц. Результаты параметрического анализа свидетельствуют о наличии искомого минимума целевой функции, наблюдаемом при C ≈ 12,9 мм.

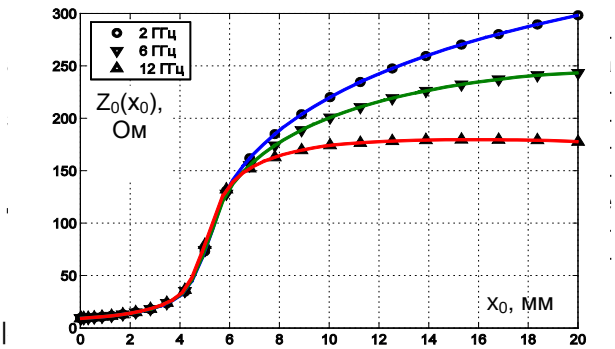


Рис. 2. Зависимость Z_0 ДПЛ от межполоскового зазора.

Fig. 2. Double strip line Z_0 as a function of strips spacing

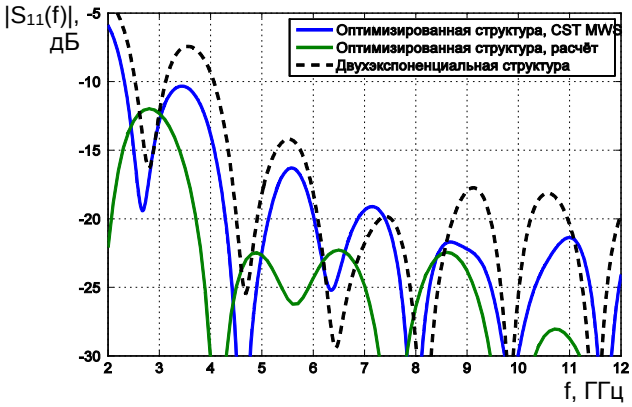


Рис. 3. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения.

Fig. 3. Antenna reflection loss as a function of frequency

III. Заключение

1. Исследование погонных характеристик формирующей ДПЛ профиля балансной ПЩАБВ позволяет выявить области структуры излучателя, содержащие существенные неоднородности.

2. В результате проведённой параметрической оптимизации удалось не только в среднем на (2–3) дБ уменьшить общий уровень коэффициента отражения классической двухэкспоненциальной структуры в сверхширокой полосе, но и понизить нижнюю рабочую частоту, не увеличивая при этом габаритов антенны.

3. Полученные результаты подтверждают возможность успешного применения предложенного подхода для оптимизации геометрии балансных ПЩАБВ.

IV. References

[1] Langley J., Hall P., Newham P. *Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays*. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings. 1996. Vol. 143, No. 2. P. 97-102.

[2] *Siddiqui J.Y., Antar Y.M.M., Freundorfer A.P.* Design of ultrawideband antipodal tapered slot antenna using elliptical strip conductor. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2011. Vol. 10. P. 251-254.

[3] Vilenskiy A.R., Chernyshev S.L. *Analysis of dispersion characteristics of linear elements' line parameters of UWB balanced printed cavity antennas of a travelling wave.* Science and education. BMSTU. Electronic publishing. 2013. № 4. pp. 201-216. doi: 10.7463/0413.0548171

[4] Avdeev B.V., Ashihmin A.V., Nekrylov V.M. *Modeli i algorimy avtomatizirovannogo proektirovaniya sverhshirokopolosnyh pechatnyh schelevyh antenn beguschei volny* [Models and algorithms of automatized design of ultrawide band printed slot traveling wave antennas]. Elektromagnitnye Volny i Elektronnye Systemy. 2005. No. 11-12. pp. 10-18.

[5] Ostadrahimi M., Noghanian S., Shafai L. *A novel broadband design procedure for balanced compact planar tapered slot antenna*. Antennas and Propagation Society International Symposium 2010. Toronto, Canada. 2010. P. 1-4.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ANTENNAS FOR SHORT-RANGE SYSTEMS OF RADIO COMMUNICATIONS AND SECURITY SENSORS OF THE EHF BAND

Nechaev Ju. B., Klimov A. I., Algazinov E. K., Borisov D. N., Eroshenko D. A.
Voronezh State University
1, University Square, Voronezh, 394006, Russian Federation
Ph.: (473) 2208724, e-mail: borisov@sc.vsu.ru

Abstract — Linear and planar antenna arrays designed for broadside radiation in 36—37 GHz and 61—62 GHz frequency bands are presented. The linear arrays provide vertical polarization and have almost omnidirectional radiation pattern in the horizontal plane with low side lobe level in vertical planes, while the antenna gain exceeds 7 dBi. The planar linearly-polarized arrays have high radiation efficiency (more than 90 %) and provide the antenna gain up to 30—31 dBi.

АНТЕННЫ ДЛЯ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ РАДИОСВЯЗИ И ОХРАННЫХ УСТРОЙСТВ ДИАПАЗОНА КВЧ

Нечаев Ю. Б., Климов А. И., Алгазинов Э. К., Борисов Д. Н., Ерошенко Д. А.
Воронежский государственный университет
Университетская пл.,1 , Воронеж, 394006, Россия
тел.: (473) 2208724, e-mail: borisov@sc.vsu.ru

Аннотация — Представлены линейные и плоские антенные решетки, рассчитанные для режима излучения по нормали в полосах частот 36—37 ГГц и 61—62 ГГц. Линейные решетки обеспечивают вертикальную поляризацию и имеют практически круговую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости с низким уровнем боковых лепестков в вертикальных плоскостях при коэффициенте усиления более 7 дБ. Плоские решетки линейной поляризации обладают высоким коэффициентом полезного действия (более 90 %) и обеспечивают коэффициент усиления до 30—31 дБ.

I. Введение

В последние десятилетия происходит интенсивное освоение диапазона крайне высоких частот (КВЧ) для построения систем ближней радиосвязи, радиолокации, а также охранных устройств [1]. При этом особый интерес в плане повышения помехозащищенности систем радиосвязи и охраны вызывает использование интервала в окрестности частоты 60 ГГц, в котором имеет место резонансное поглощение радиоволн молекулами кислорода. Наряду со значительным прогрессом в создании микроэлектронных приемников и передатчиков диапазона КВЧ, возрастают потребности в малогабаритных эффективных антеннах, причем как узконаправленных, так и ненаправленных в азимутальной плоскости. В этой связи в докладе приводятся результаты расчетов и компьютерного моделирования линейных и плоских антенных решеток КВЧ, характеризующихся высокой эффективностью излучения, простотой и технологичностью конструкций.

II. Линейные антенные решетки с круговой диаграммой направленности

В качестве прототипа антенны вертикальной поляризации с круговой диаграммой направленности (ДН) выбрана линейная полосковая антенная решетка [1]. Один из вариантов новой антенны показан на рис.1, на котором обозначено: 1 — входной согласующий элемент; 2 — подложка; 3 — полосковые излучающие секции; 4 — короткозамыкающая перемычка. Для обеспечения низкого уровня боковых лепестков (УБЛ) ДН в антенне реализовано продольное амплитудное распределение типа «синус на пьедестале». Конструктивные параметры рассчитаны по методике, используемой для антенн вытекающей волны. Питание антенны возможно как с помощью прямоугольного волновода, так и полосковой линии.

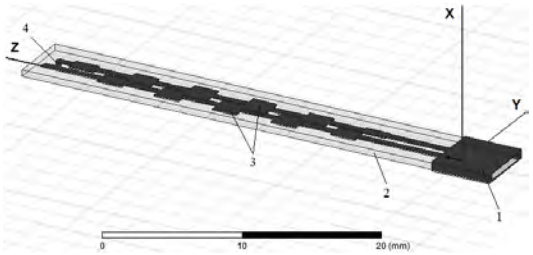


Рис. 1. Общий вид антенны круговой ДН.

Fig. 1. General view of the omnidirectional antenna

Компьютерное моделирование, выполненное с помощью Ansoft HFSS, показало, что в полосах частот 36-37,5 ГГц и 60,5-62 ГГц антенны из 12 излучающих секций (материал — Rogers 4003) обеспечивают коэффициент усиления 7-9 дБ при УБЛ ДН не более −19 дБ и неравномерности ДН в азимутальной плоскости не более 1 дБ. На рис. 2 показаны примеры ДН в вертикальной плоскости на частотах 60,5; 61 и 62 ГГц; на рис. 3 приведен пример частотной характеристики КСВ.

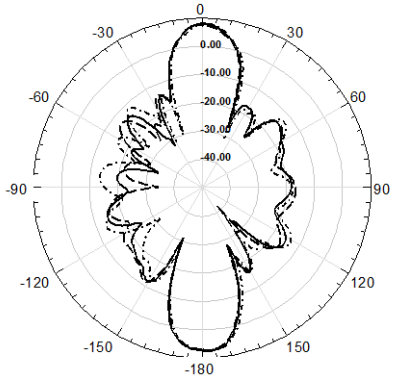


Рис. 2. ДН в вертикальной плоскости.

Fig. 2. Radiation pattern in vertical plane

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

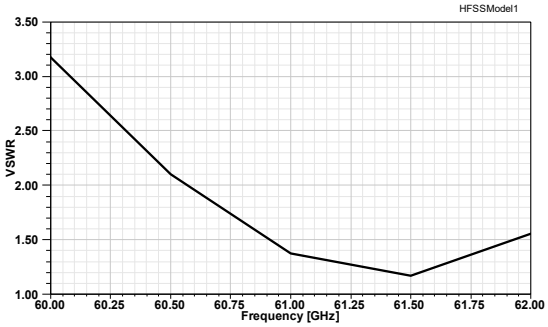


Рис. 3. Частотная характеристика КСВ.

Fig. 3. Frequency characteristic of the VSWR

Приведенные выше характеристики получены для антенны, помещенной в защитный корпус цилиндрической формы из полипропилена диаметром 6,6 мм и толщиной 0,8 мм; полная длина антенны 29 мм.

III. Плоские антенные решетки вытекающей волны

В работах [3, 4] была предложена плоская антенна вытекающей волны линейной поляризации, работающая в режиме излучения по нормали к апертуре, отличающаяся высоким коэффициентом полезного действия и эффективностью излучения. Вариант такой антенны, питаемой прямоугольным волноводом, показан на рис. 4, на котором обозначено: экранированный диэлектрический волновод (ДВ) 1, полосковая дифракционная решетка 2, устройство возбуждения ДВ 3. Питание антенны производится через прямоугольную щель 4 в центре экрана ДВ. Направление максимального излучения антенны показано стрелкой 5. На данный момент разработаны новые конструкции такой антенны с коаксиальным входом, а также антенны с устройством возбуждения ДВ в виде волноводно-щелевого делителя мощности, интегрированного с ДВ.

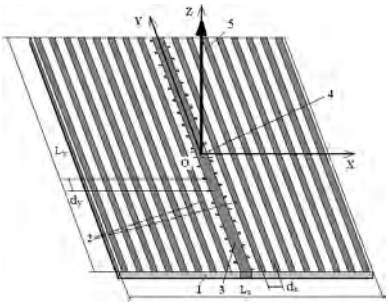


Рис. 4. Общий вид плоской антенны.

Fig. 4. General view of the planar antenna

Ниже на рис. 5 и 6 приведены результаты компьютерного моделирования с помощью Ansoft HFSS характеристик плоской антенны с размерами раскрыва $L_x \times L_y$ =59×62 мм^2, рассчитанной для частоты 61,25 ГГц, в полосе частот 60,5-61,75 ГГц. Диэлектрический волновод выполнен из материала Teflon с ε=2,1; толщина h=1 мм; размеры входной щели для подключения к питающему волноводу — 3,6×1,8 мм^2. На рис. 2 показаны частотные характеристики КНД и коэффициента усиления, на рис. 3 — частотная характеристика КСВ. Максимальный коэффициент усиления составил 30,7 дБ при эффективности излучения 63 % (определяемой как произведение КПД и коэффициента использования поверхности раскрыва). Аналогичный результат был получен при моделировании таких же антенн, рассчитанных для частот 24 ГГц и 36,5 ГГц. Суммарные тепловые потери в антенне не превышают 0,2 дБ, соответственно, КПД антенны оказывается более 95 %. В полосе частот 60,6-61,6 ГГц обеспечивается КУ не менее 30 дБ (эффективность излучения 50 %). Ширина ДН в Е- и Н-плоскостях в указанной полосе частот ~4 град., УБЛ ДН — не более −14 дБ.

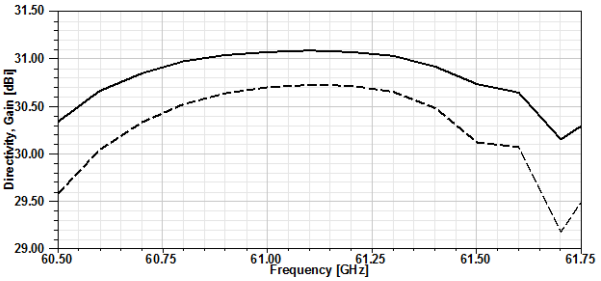


Рис. 5. Частотные характеристики коэффициентов направленного действия и усиления.

Fig. 5. Frequency characteristics of directivity and gain

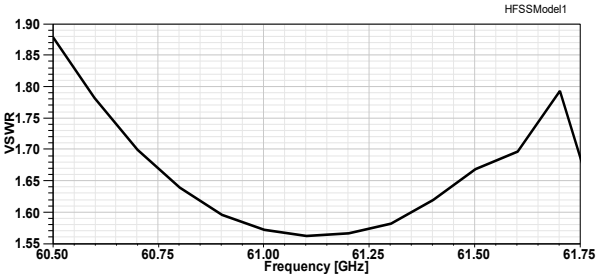


Рис. 6. Частотная характеристика КСВ.

Fig. 6. Frequency characteristic of the VSWR

Вариант антенны с коаксиальным входом имеет практически такие же характеристики, а вариант антенны с волноводным входом и волноводно-щелевым устройством возбуждения ДВ отличается эффективностью (в среднем на 5-10 %) и лучшей формой ДН (УБЛ в Е-плоскости (XOZ) не более −16 дБ).

IV. Заключение

Рассмотренные в докладе линейные и плоские антенные решетки диапазона КВЧ характеризуются простотой и технологичностью конструкций, обладают высоким коэффициентом полезного действия и эффективностью в режиме нормального излучения. Антенны могут быть использованы, например, для построения систем ближней радиосвязи различной конфигурации и назначения и охранных устройств диапазона КВЧ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №14-07-00713.

V. References

[1] Ando M. Planar Waveguide Arrays for Millimeter Wave Systems. *IEICE Trans. Commun.,* 2010, V. E93-B, No. 10, pp. 2504-2513.

[2] *R. Bancroft, B. Bateman* Pat. No. 7518554 B2 (US), H 01 Q 1/38. Antenna Arrays and Method of Making the Same. No 11/382190: 08.05.2006; Date of Patent 14.04.2009.

[3] *Nechaev J. B. (RU), Klimov A. I. (RU), Borisov D. N. (RU), Judin V. I. (RU), Zolotukhin A. V. (RU).* Pat. No. 2517724 Russian Federation, H 01 Q 13/28 (2006.01), H 01 P 3/16 (2006.01). Planar Leaky-Wave Antenna. Publication Date 27.05.2014.

[4] Borisov D. N., Eroshenko D. A., Klimov A .I., Nechaev Yu. B. Planar Single-Layer Leaky-wave Antenna Array. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* 7-13 Sept. 2014, Crimea, Sevastopol, V. 1, pp. 509-510.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE SEGMENTED IMPLEMENTATION OF A DIFFRACTION RADIATION ANTENNA APERTURE

Ostankov A. V.[1], Ryabchunov A. I.[1], Chernoyarov O. V.[2], Salnikova A. V.[3]
[1]*Voronezh State Technical University*
14, Moscow Avenue, Voronezh, 394026, Russia
Tel. +7-473-243-76-65, e-mail: avostankov@mail.ru
[2]*National Research Institute "Moscow Power Engineering Institute"*
[3]*Voronezh State University of Architecture and Civil Engineering*

Abstract — By selection of relative position of subarrays of the segmented conductive array on a dielectric layer we carry out an optimization of the diffraction radiation antenna. We use the criterion of the maximum efficiency in the broadside radiation mode. We illustrate the possibility for removal of Bragg diffraction and essential increase in aperture efficiency, as a consequence.

СЕГМЕНТИРОВАННОЕ ИСПОЛНЕНИЕ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ ДИФРАКЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Останков А. В.[1], Рябчунов А. И.[1], Чернояров О. В.[2], Сальникова А. В.[3]
[1]*Воронежский государственный технический университет*
14, Московский проспект, Воронеж, 394026, Россия
Тел.: +7-473-243-76-65, e-mail: avostankov@mail.ru
[2]*Национальный исследовательский университет "МЭИ"*
[3]*Воронежский государственный архитектурно-строительный университет*

Аннотация — Путем подбора взаимного положения подрешеток сегментированной проводящей решетки на диэлектрическом слое выполнена оптимизация антенны дифракционного излучения. Использован критерий обеспечения максимального коэффициента полезного действия (КПД) в режиме поперечного излучения. Показана возможность устранения дифракции Брэгга и, как следствие, существенного увеличения КПД апертуры.

I. Introduction

We consider the millimeter-wave antenna, aperture of which is formed by conductive grating array placed on a planar dielectric waveguide. The waveguide is excited in a butt by a wave with vector E lying in an aperture plane. The array on a dielectric waveguide surface is made from conductors being regular in a direction of a E-vector. Such and similar radiating systems refer to the diffraction radiation antennas [1].

The principle of operation of the diffraction radiation antenna is based on the phenomenon of a transformation of the dielectric waveguide surface wave into a leaky wave by a grating array with the spacing being close to the radiated wave length λ [2]. The characteristic feature of the antenna is the high efficiency of the conversion of the surface wave into a leaky wave (up to 90-95 % and above). In a combination with the small cross dimension and relatively simple design it has provided the application of diffraction radiation antennas in radio communication, radio location, radio-wave imaging and other systems [1].

Among the defects of the diffraction radiation antennas it is necessary to note the implementation complexity of the broadside radiation mode combined with high efficiency at the one-way aperture excitation. Decrease in efficiency for broadside radiation is connected with Bragg diffraction. In this mode the significant part of surface wave power is reflected back by the array and is radiated again by the array in an antiphase in relation to a primary leaky wave. As a result, the aggregate power of the antenna radiation falls sharply [2]. The one-way excitation of the aperture of similar antennas being characteristic for an angle-fire mode [3] is constructively attractive. Therefore, it is expedient to study the variants of transformation of antenna aperture geometry leading to reduction of Bragg diffraction and providing an effective mode of broadside radiation. Such possibility is shown in work [4], where antenna array partitioning into the subarrays moved to non-uniform mesh points is used to suppress interference maximums in the directional pattern (DP).

The purpose of the work is to show the possibility of the Bragg diffraction removal at the expense of optimal grating array segmentation on the basis of simulated results.

II. Basic Part

In order to achieve the aim we use the mathematical model of diffraction radiation antenna presented in work [5]. Here antenna aperture is described by two-dimensional structure in the form of a planar dielectric waveguide (with depth T and relative capacitivity ε) on the conductive basis and with the embossed array from N conductors of small diameter ($2r<<\lambda$) (Fig. 1). Distances between array elements are free, in particular case they can be identical and equal to its spacing (ℓ). According to the currents in the array elements found during the diffraction task solving, the DP in the H-plane $F^2(\varphi)$ is calculated, and on its basis there are determined efficiency (η), reflection by array (k_{Pref}) and transmission to array periphery (k_{Ptr}) coefficients of a surface wave, aperture area usage coefficient (AUC, ν), etc.

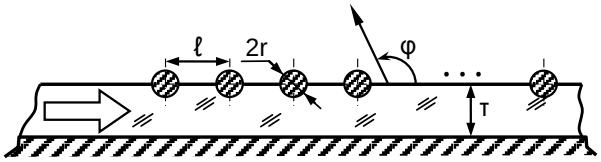


Fig. 1. Model of the antenna aperture.
Рис. 1. Модель апертуры антенны

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Let us suppose that the wavelength exciting an array is λ = 7.143 mm in vacuum, the dielectric waveguide is made from a material by depth T = 0.2 λ and with ε = 9.8. Number of grating array conductors N = 50 (by radius r = 0.035 λ). As a research result we established that the broadside radiation mode is realized for the aperture with the specified parameters, if ℓ = 0.406 λ. Thus the aperture efficiency decreases considerably – up to 9.5 % that it is obviously connected with appearance of Bragg diffraction of the second order. For the specified array spacing we conducted the study of dependence of aperture efficiency, reflection and surface wave transmission coefficients upon a number of grating array elements in the broadside radiation mode. Results are shown in Fig. 2, from which follows that the aperture efficiency has a maximum h = 26.4 % if N = 7, and k_{Pref} = 36.2 % at that.

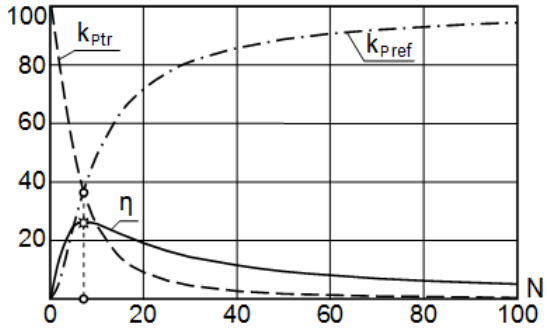


Fig. 2. The energy aperture parameters in the broadside radiation mode.

Рис. 2. Энергетические параметры апертуры в режиме поперечного излучения

The circumstance allows assuming that increase in antenna aperture efficiency can be realized probably by multiple segmentation of the grating array. In particular, it is offered to divide the array into some 7-element subarrays and to separate them from each other by the distances which are distinct from an array spacing, but provide close to in-phase addition of fields radiated by subarrays. As subarray in the broadside radiation mode has essentially higher efficiency, rather than nonsegmented grating array, the aperture on subarrays can potentially guarantee a high efficiency.

In order to test the expressed assumption we carried out the numerical simulation at which the grating array of 49 elements was segmented into 6 identical subarrays of 7 elements. We chose distances between subarrays $\Delta\ell_i$ so that to provide a maximum of objective function of a kind $(\eta\cdot v)/(\eta+v)\cdot\exp(-|\varphi_m-90°|)$, where φ_m is an angular direction of DP maximum. To find the maximum of objective function, we used the genetic algorithm. The found distances between subarrays are presented in the Table, and antenna DP with the segmented array – in Fig. 3.

Table. Distances between segmented array parts obtained by optimization.

Таблица. Расстояния между частями сегментированной решетки, полученные при оптимизации

$\Delta\ell_1/\lambda$	$\Delta\ell_2/\lambda$	$\Delta\ell_3/\lambda$	$\Delta\ell_4/\lambda$	$\Delta\ell_5/\lambda$	$\Delta\ell_6/\lambda$
0.39254	0.58269	0.40714	0.68559	0.57183	0.66838

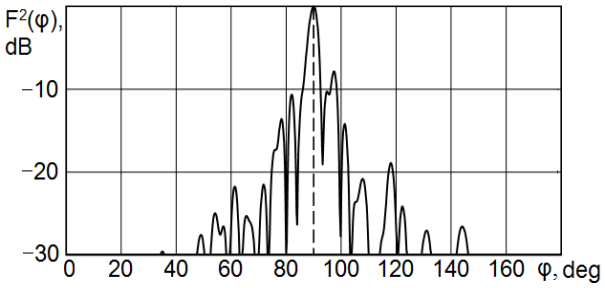


Fig. 3. The antenna DP with the segmented array in the broadside radiation mode.

Рис. 3. ДН антенны с сегментированной решеткой в режиме поперечного излучения

Calculations show that the aperture efficiency has increased up to 91.4 %, and reflection coefficient of the surface wave by array has decreased to 7.7 % after optimization of the relative position of subarrays. It should be considered as corroboration of possibility of the Bragg diffraction removal. It must be kept in mind that mutual offset of subarrays is attended by decrease in the antenna directional properties and, as consequence, contraction of AUC. Therefore, in order to improve the antenna DP we used objective function considering aperture AUC in the course of optimization. Additional correction of DP form can be obtained by the variation accounting for the length of the aperture of the width of the conductors implemented as tapes.

III. Conclusion

By means of numerical simulation we obtained the dependence of efficiency of the diffraction radiation antenna aperture on the number of array elements in the broadside radiation mode at the one-way aperture excitation. On its basis we chose the longitudinal size of one-type subarrays in the composition of the segmented aperture. We carried out the optimization of relative subarray positions according to the criterion of a maximum of efficiency (with allowance for AUC) in the broadside radiation mode. We corroborated the possibility of Bragg diffraction removal and significant efficiency gain of the broadside radiation antenna aperture.

The reported study was supported by Russian Foundation for Basic Research (research projects No. 13-08-00735, 13-08-97538).

IV. References

[1] Evdokimov A.P. Diffraction radiation antennas, *Physical Bases of Instrumentation*, 2013, vol. 2, No 1, pp. 108-124.

[2] Shestopalov V.P. *Fizicheskie osnovy millimetrovoj i submillimetrovoj tekhniki. Tom 1. Otkrytye struktury* [Basic physics of millimetric and submillimetric technology. Volume 1. Open structures]. Kiev, Naukova dumka, 1985. 216 p.

[3] Klimov A. I., Merkulov K. B., Ostankov A. V., Pasternak Yu. G., Youdin V. I. Experimental studies of the characteristics of a comb antenna with two notches and a dielectric layer. *Instruments and Experimental Techniques*, 1999, vol. 42, No 4, pp. 539-542.

[4] Mailloux R.J. *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 2005. 496 p.

[5] Kalinichev V.I., Kuranov Yu.V. The diffraction of surface wave at the finite grating of thin metal rods and the analysis of dielectric leaky-wave antenna. *Radiotekhnika i Elektronika*, 1991, vol. 36, No. 10, pp. 1902-1909.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ANALYSIS OF A LEAKY-WAVE ANTENNA BASED ON A PARTIALLY FILLED RECTANGULAR WAVEGUIDE WITH A LONG SLIT ON A NARROW WALL

Abdullin R. R., Shabunin S. N.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: (903) 0854750, e-mail: r.r.abdullin@urfu.ru

Abstract — A leaky-wave antenna based on a rectangular waveguide with partial dielectric filling and long slit on narrow wall is investigated. A dispersion equation, that allows to find the complex propagation constant in the structure, is obtained. Velocity factor dependencies on the slit width and position are presented. The influence of dielectric layer thickness and its placing on the antenna characteristics is analyzed.

АНАЛИЗ АНТЕННЫ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННОГО ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С ПРОДОЛЬНОЙ ЩЕЛЬЮ В УЗКОЙ СТЕНКЕ

Абдуллин Р. Р., Шабунин С. Н.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (903) 0854750, e-mail: r.r.abdullin@urfu.ru

Аннотация — Исследована антенна вытекающей волны на основе частично заполненного диэлектриком прямоугольного волновода с продольной щелью в узкой стенке. Получено дисперсионное уравнение, позволяющее найти комплексную постоянную распространения существующей в структуре волны. Представлены графики зависимости коэффициента замедления от ширины щели и ее положения. Проанализировано влияние толщины и положения диэлектрического заполнения волновода на характеристики антенны.

I. Введение

Антенна вытекающей волны на основе прямоугольного волновода с продольной щелью в узкой стенке достаточно хорошо изучена, например в [1-2]. В указанных работах приведены дисперсионные соотношения, зависимости коэффициента фазы и коэффициента затухания от ширины щели, полученные точным методом и методом возмущения. Однако в данных исследованиях рассматривается только частный случай однородного заполнения волновода диэлектриком. Выбор диэлектриков, применяемых в современной СВЧ технике, весьма ограничен, что приводит к существенным затруднениям при получении требуемых характеристик антенны. Использование частичного заполнения позволяет варьировать значение эффективной диэлектрической проницаемости и, соответственно, постоянной распространения в широком диапазоне значений. Реализуется задача сканирования диаграммы направленности в заданном диапазоне углов.

Предлагается методика расчета характеристик излучения антенны вытекающей волны, основанная на использовании аппарата тензорных функций Грина областей со слоистой структурой, позволяющая строго учесть все типы колебаний, распространяющихся в рассматриваемой структуре, а также принять во внимание влияние внешнего диэлектрического укрытия.

II. Основная часть

Рассматриваемая структура представляет собой бесконечный частично заполненный прямоугольный волновод с продольной щелью в одной из узких стенок, совмещенной с проводящим экраном (рис. 1). Волновод имеет ширину a и высоту b. Ширина щели – W. Относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости заполняющего слоя обозначены ε_{wr} и μ_{wr} соответственно. Толщина этого слоя d_d. Пространство внутри волновода разделено на подпространства d_1 и d_2 ($d_1 + d_2 = b$), одно из которых заполнено диэлектриком, а второе – вакуумом. Для удобства толщина стенок принята бесконечно малой, а материал – идеальный проводник. Координатные оси выбраны таким образом, что граница раздела диэлектриков соответствует координатной поверхности.

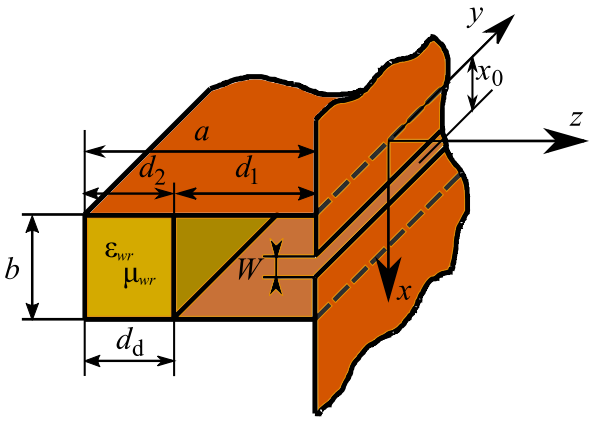


Рис. 1. Антенна вытекающей волны на основе частично заполненного прямоугольного волновода с продольной щелью в узкой стенке.

Fig. 1. The leaky-wave antenna based on partially filled rectangular waveguide with long slit on narrow wall

Постоянная распространения волны, существующей в такой системе $\varsigma = \beta - j\alpha$ (β – фазовая постоянная, α – постоянная затухания), определяется по аналогии с [3] из условия непрерывности компо-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

нент магнитного поля в плоскости щели, рассчитываемых путем применения аппарата тензорных функций Грина стратифицированных сред. Отличие заключается в том, что в выбранной системе координат при записи дисперсионного уравнения используется компонента Γ_{22yy} функции Грина. Дополнительно введена возможность учета смещения щели x_0 относительно стенки волновода:

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{k_x^2+\zeta^2}\left[\zeta^2\vec{Y}_{ext}^{H}(0)+k_x^2\vec{Y}_{ext}^{E}(0)\right]\cdot\left[\frac{\sin\left(k_x\frac{W}{2}\right)}{k_x\frac{W}{2}}\right]^2 dk_x =$$

$$=\frac{2\pi}{b}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{1}{\left(\frac{\pi m}{b}\right)^2+\zeta^2}\left[\zeta^2\frac{\varepsilon_m}{2}\vec{Y}_{\text{int}}^{H}(0)+\left(\frac{\pi m}{b}\right)^2\vec{Y}_{\text{int}}^{E}(0)\right]\times$$

$$\times\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi mW}{2b}\right)}{\frac{\pi mW}{2b}}\right]^2\cos^2\left(\frac{\pi m x_0}{b}\right), \qquad (1)$$

где $\vec{Y}^{H}(0)$, $\vec{Y}^{E}(0)$ – входные проводимости в плоскости щели для плоскостей H и E соответственно; ε_m – символ Кронекера, принимающий значение $\varepsilon_m = 1$ при $m = 0$, и $\varepsilon_m = 2$, если $m \neq 0$.

Для получения численных результатов использована модель волновода со стандартным внутренним сечением 23×10 мм. На рис. 2 приведены зависимости коэффициента замедления $\xi = \beta/k_0$ (k_0 – волновое число в свободном пространстве) от ширины и величины смещения щели относительно стенки волновода, заполненного вакуумом. Рабочая частота – 9 ГГц.

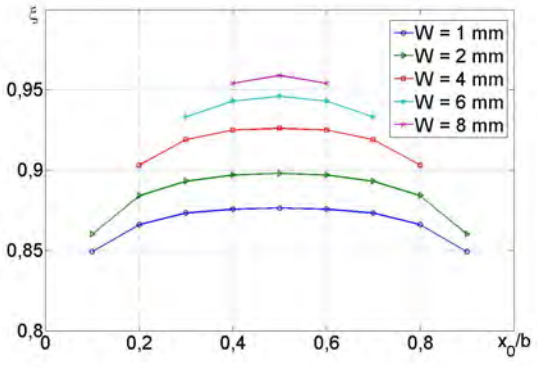


Рис. 2. Коэффициент замедления основной волны волновода, заполненного вакуумом.

Fig. 2. Velocity factor of the basic mode of the waveguide with vacuum filling

На рис. 3 приведены графики зависимости коэффициента замедления исследуемой антенны от степени заполнения волновода диэлектриком. Параметры заполнения выбраны следующим образом: относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{wr} = 2$; относительная магнитная проницаемость $\mu_{wr} = 1$. Щель расположена на середине узкой стенки.

Наличие диэлектрика в волноводе в большей степени сказывается при работе системы на более высоких частотах. При этом наибольшее влияние на характеристики антенны оказывает материал, расположенный в непосредственной близости со щелью.

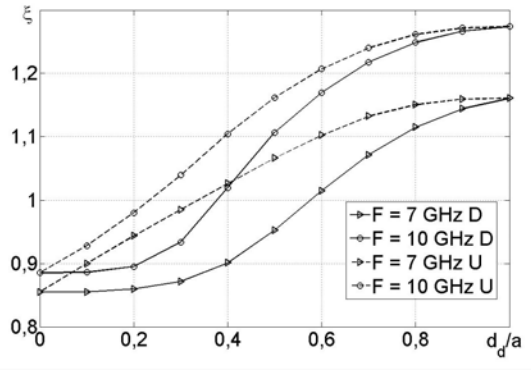


Рис. 3. Коэффициент замедления частично заполненного диэлектриком прямоугольного волновода: сплошные линии – диэлектрик у дальней стенки(D), штриховые – диэлектрик у ближней стенки (U).

Fig. 3. Velocity factor of the partially filled waveguide with long slit: continuous lines – dielectric layer at the far wall (D); dashed line – dielectric at the near wall (U)

Увеличение доли пространства внутри волновода, занимаемого диэлектриком, равно как и увеличение ширины щели, приводит к уменьшению фазовой скорости распространяющейся в структуре волны и наклону диаграммы направленности антенны в сторону, противоположную от источника возбуждения [4].

III. Заключение

1. Метод тензорных функций Грина является наиболее универсальным способом решения задач электромагнитного возбуждения, отличающимся прозрачностью алгоритма использования.

2. Применение частичного заполнения диэлектриком позволяет получать произвольные характеристики антенны вытекающей волны на основе прямоугольного волновода с продольной щелью на узкой стенке.

3. Определяющее влияние на значение постоянной распространения оказывает диэлектрический слой, расположенный в непосредственной близости со щелью.

4. Величина поперечного смещения продольной щели относительно стенки волновода вносит существенный вклад при формировании диаграммы направленности в плоскости оси антенны.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

IV. References

[1] Walter C.H. *Traveling wave antennas.* Los Altos, Peninsula Publishing, 1990.

[2] Oliner A.A., Jackson D.R. Leaky-wave antennas. *Antenna Engineering Handbook*, Volakis J.L., Ed., chapter 11, McGraw-Hill, New York, NY, USA, 4th edition, 2007.

[3] Abdullin R.R., Mitelman Yu.E. Using of partially filled rectangular waveguide for leaky-wave antenna design. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 543-544.

[4] Sazonov D.M. *Antenny i ustrojstva SVCh* [Antennas and microwave devices]. Moscow, Vyssh. shk., 1988. 432 p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE LEAKY-WAVE ANTENNA BASED ON A COVERED RECTANGULAR WAVEGUIDE

Abdullin R. R., Shabunin S. N.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: (903) 0854750, e-mail: r.r.abdullin@urfu.ru

Abstract — A leaky-wave antenna based on a rectangular waveguide with long slit on narrow wall and protective dielectric cover is investigated. The transcendental equation for finding the complex propagation constant of the wave existing in considered structure is written. Frequency dependencies of the velocity factor for different values of protective cover permittivity are presented. The possibility of using the metamaterial in studied design is estimated.

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С УКРЫТИЕМ

Абдуллин Р. Р., Шабунин С. Н.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (903) 0854750, e-mail: r.r.abdullin@urfu.ru

Аннотация — Исследована антенна вытекающей волны на основе прямоугольного волновода с продольной щелью в узкой стенке и защитным диэлектрическим укрытием. Записано трансцендентное уравнение для поиска комплексной постоянной распространения существующей в рассматриваемой структуре волны. Представлены частотные зависимости коэффициента замедления для различных значений диэлектрической проницаемости защитного укрытия. Проведена оценка возможности использования метаматериала в составе исследуемой конструкции.

I. Введение

В антенной технике, как и в любой другой, надежность является одним из ключевых понятий, определяющим эффективность системы в целом. Поэтому для сохранения характеристик с течением времени в заданном поле допуска практически каждая антенна, и в том числе антенна вытекающей волны, нуждается в защите от воздействия внешних факторов, разнящихся друг от друга в зависимости от условий ее эксплуатации. В связи с этим в конструкцию антенны дополнительно вводится защитное диэлектрическое укрытие, искажающее полевые и частотные характеристики излучающей системы, что необходимо учитывать при проектировании. Однако в классической литературе, например в [1-2], данному факту не уделяется должного внимания.

Цель данной работы – оценить влияние диэлектрического укрытия, включая укрытия из метаматериала, на характеристики антенны вытекающей волны в исполнении волновода с продольной щелью. Предложенная в [3] методика расчета комплексной постоянной распространения, основанная на применении метода тензорных функций Грина стратифицированных сред, идеально подходит для решения поставленной задачи.

II. Основная часть

Рассматриваемая антенна представляет собой прямоугольный волновод с продольной щелью в одной из узких стенок, совмещенной с проводящим экраном, покрытым слоем диэлектрика (рис. 1). Волновод имеет ширину *a* и высоту *b*. Ширина щели – *W*. Относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости укрытия обозначены ε_{sr} и μ_{sr} соответственно. При анализе антенны сделаны следующие допущения: волновод и щель имеют бесконечную длину; толщина стенок бесконечно мала; материал стенок – идеальный проводник.

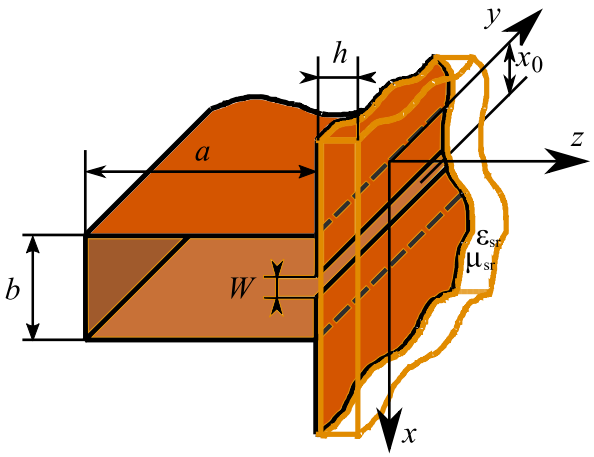


Рис. 1. Антенна вытекающей волны на основе частично заполненного прямоугольного волновода с продольной щелью в узкой стенке.

Fig. 1. The leaky-wave antenna based on partially filled rectangular waveguide with long slit on narrow wall

Предполагается, что данная система поддерживает волну с комплексной постоянной распространения $\varsigma = \beta - j\alpha$, где β – фазовая постоянная, α – постоянная затухания. Тогда по аналогии с [3] с учетом возможности поперечного смещения x_0 продольной щели дисперсионное уравнение выглядит следующим образом:

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{k_x^2+\zeta^2}\left[\zeta^2 \vec{Y}_{ext}^{H}(0) + k_x^2 \vec{Y}_{ext}^{E}(0)\right] \cdot \left[\frac{\sin\left(k_x \frac{W}{2}\right)}{k_x \frac{W}{2}}\right]^2 dk_x =$$

$$= \frac{2\pi}{b} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{\left(\frac{\pi m}{b}\right)^2+\zeta^2}\left[\zeta^2 \frac{\varepsilon_m}{2} \vec{Y}_{\text{int}}^{H}(0) + \left(\frac{\pi m}{b}\right)^2 \vec{Y}_{\text{int}}^{E}(0)\right] \times$$

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$\times\left[\frac{\sin\left(\frac{\pi mW}{2b}\right)}{\frac{\pi mW}{2b}}\right]^2\cos^2\left(\frac{\pi mx_0}{b}\right),$$

где $\vec{Y}^H(0)$, $\vec{Y}^E(0)$ – входные проводимости в плоскости щели для плоскостей H и E соответственно; ε_m – символ Кронекера, принимающий значение $\varepsilon_m = 1$ при $m = 0$, и $\varepsilon_m = 2$, если $m \neq 0$.

Для получения численных результатов использована модель волновода со стандартным внутренним сечением 23×10 мм и щелью шириной $W = 1$ мм, расположенной посередине узкой стенки. На рис. 2 приведены частотные зависимости коэффициента замедления $\xi = \beta/k_0$ для пустого волновода при различных значениях относительной диэлектрической проницаемости укрытия ε_{sr}, где k_0 – постоянная распространения в свободном пространстве. Толщина укрытия выбрана $h = 0{,}5$ мм, относительная магнитная проницаемость $\mu_{sr} = 1$.

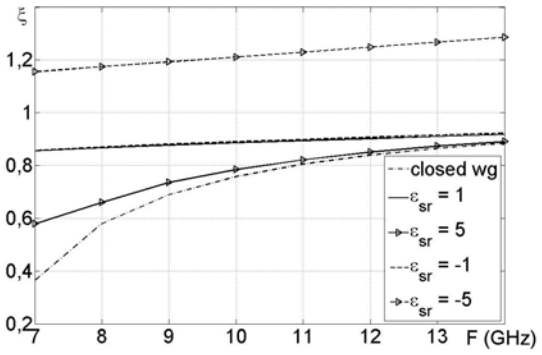


Рис. 2. Коэффициент замедления прямоугольного волновода с укрытием

Fig. 2. The velocity factor of the covered rectangular waveguide

На первоначальном этапе оценки влияния метаматериала сделано упрощение, заключающееся в том, что значения отрицательных проницаемостей укрытия заданы константой во всем рассматриваемом диапазоне частот без привязки к конкретному исполнению ячейки композита.

Наличие диэлектрического укрытия в большей степени сказывается при работе системы на более низких частотах. Увеличение рабочей частоты приводит к увеличению коэффициента замедления вне зависимости от знака и модуля диэлектрической проницаемости укрытия. С ростом модуля при разных знаках наблюдается противоположный эффект. При увеличении положительной проницаемости наблюдается рост фазовой скорости, и вид дисперсионной характеристики структуры стремится к характеристике закрытого волновода. При увеличении отрицательной проницаемости происходит снижение фазовой скорости, а также критической частоты рассматриваемой системы.

На рис. 3 приведена двумерная зависимость коэффициента замедления от величин относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей защитного укрытия. Толщина укрытия выбрана $h = 0{,}5$ мм. Рабочая частота $F = 9$ ГГц.

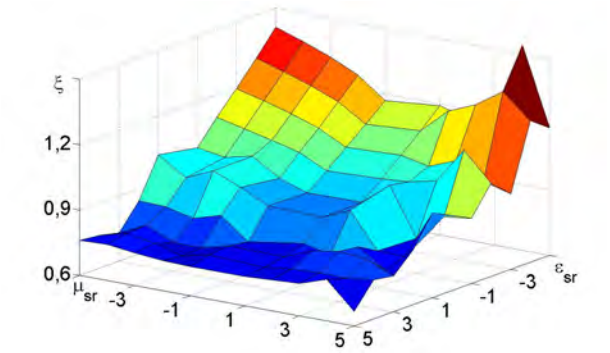


Рис. 3. Двумерная зависимость коэффициента замедления от проницаемостей защитного укрытия.

Fig. 3. Two-dimensional dependence of velocity factor on protective cover permittivity and permeability

Наилучшим образом зависимость выражена в области, где материал укрытия обладает отрицательным коэффициентом рефракции. Здесь значение коэффициента замедления увеличивается с ростом модуля проницаемостей. В остальных областях дисперсионная поверхность не имеет столь очевидных тенденций и требует дальнейших исследований.

Исследуемая антенна может быть представлена в качестве идеального линейного излучателя. Тогда на основе зависимостей, представленных на рис. 2–3, в соответствии с [4] может быть рассчитана форма ее диаграммы направленности, а также оптимальная длина структуры из условия Хансена–Вудворда.

III. Заключение

1. Метод тензорных функций Грина является наиболее универсальным способом решения задач электромагнитного возбуждения, отличающимся прозрачностью алгоритма использования и позволяющим анализировать плоские слоистые структуры, в том числе имеющие в своем составе материалы с отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей.

2. Применение диэлектрического укрытия позволяет скорректировать форму дисперсионной кривой, обеспечивая стабильность полевых характеристик в широком диапазоне частот.

3. Наибольшее влияние на характеристики антенны диэлектрическое укрытие оказывает в области критической частоты: диэлектрик с положительными значениями обеих проницаемостей приводит к увеличению фазовой скорости возбуждения; диэлектрик с отрицательным коэффициентом рефракции фазовую скорость уменьшает, расширяя диапазон рабочих частот волновода.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

IV. References

[1] Walter C.H. *Traveling wave antennas.* Los Altos, Peninsula Publishing, 1990.

[2] Oliner A.A., Jackson D.R. Leaky-wave antennas. *Antenna Engineering Handbook*, Volakis J.L., Ed., chapter 11, McGraw-Hill, New York, NY, USA, 4th edition, 2007.

[3] Abdullin R.R., Mitelman Yu.E. Using of partially filled rectangular waveguide for leaky-wave antenna design. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 543-544.

[4] Sazonov D.M. *Antenny i ustrojstva SVCh* [Antennas and microwave devices]. Moscow, Vyssh. shk., 1988. 432 p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CALCULATION OF THE LUNEBERG LENS DIRECTIVITY PATTERN USING PARABOLIC EQUATION TECHNIQUE FOR H_{10} WAVE

Akhiyarov V. V.
Bauman Moscow State Technical University, 5, 2-nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russia
Ph.: 2636532, e-mail: vakhiyarov@gmail.com

Abstract — This work presents the parabolic equation (PE) technique, which is suitable for the lens antennas with large electrical size. For a cylindrical Luneburg lens the near field distribution is presented and lens focus is determined. The gradient and layered Luneburg lenses directivity patterns for H_{10} wave excitation are shown. For a layered lens a comparison with a rigorous solution is produced.

РАСЧЕТ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ ДЛЯ ВОЛНЫ H_{10}

Ахияров В. В.
Московский государственный технический университет
ул. 2-я Бауманская, д. 5, Москва, 105005, Россия
Тел.: 2636532, e-mail: vakhiyarov@gmail.com

Аннотация — В работе представлено параболическое уравнение (ПУ), пригодное для расчета линзовых антенн большого электрического размера. Для цилиндрической линзы Люнеберга показано распределение ближнего поля и положение фокуса линзы. Представлены диаграммы направленности (ДН) градиентной и слоистой линзы Люнеберга при ее возбуждении волной H_{10}. Для слоистой линзы выполнено сравнение полученной ДН с результатами строгого электродинамического расчета.

I. Введение

Строгие методы электродинамического моделирования не позволяют за приемлемое время решить задачу анализа линзовой антенны большого электрического размера. Использование метода ПУ дает возможность получить решение соответствующей скалярной задачи, которое можно использовать для определения положения фокуса и формы ДН произвольной линзы. В [1] было показано, что метод ПУ вполне пригоден для расчета ДН зеркальных антенн большого электрического размера, при этом показатель преломления среды распространения радиоволн n полагался равным единице. В данной работе представлено обобщение рассмотренного в [1] ПУ на случай распространения волн в среде с $n > 1$ для расчета ДН цилиндрической линзы Люнеберга. В отличие от рассмотренного в [2] случая возбуждения линзы ТЕМ волной, в данной работе задача решается для волны H_{10}. В этом случае линза обладает частотной дисперсией и поэтому является более интересным объектом для исследования.

II. Основная часть

Цилиндрическая линза Люнеберга диаметром 100 мм возбуждается отрезком прямоугольного волновода сечением 6,0 x 7,2 мм, сверху и снизу линза ограничена металлическими дисками, диаметр дисков равен диаметру линзы (см. рис.1). Закон изменения показателя преломления от радиуса линзы при ее возбуждении волной H_{10} имеет вид:

$$n(r) = \sqrt{2 - (r/a)^2 + (\lambda/2D)^2}\,, \qquad (1)$$

где a – радиус линзы, λ = 8,6 мм – длина волны, D = 7,2 мм – толщина линзы.

Как и в случае возбуждения линзы ТЕМ волной, рассматриваемая задача сводится к решению скалярного ПУ в декартовых координатах:

$$\frac{\partial u_f(x,z)}{\partial x} = -jk_0(1-Q)u_f(x,z) \qquad (2)$$

с дифференциальным оператором

$$Q = \sqrt{\frac{1}{k_0^2}\frac{\partial^2}{\partial z^2} + n(x,z)^2}\,, \qquad (3)$$

где k_0 – волновое число в свободном пространстве.

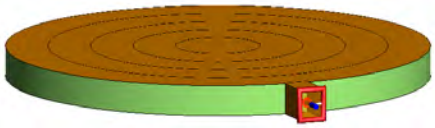


Рис. 1. Планарная линза Люнеберга.
Fig. 1. Planar Luneburg lens

В [2] использовалось следующее представление оператора (3):

$$Q \approx Q^* + n(x,z) - 1\,, \qquad (4)$$

где Q^* – дифференциальный оператор для свободного пространства ($n(x, z) \equiv 1$).

В данной работе такое приближение уже не делается, и задача решается с исходным оператором Q. После подстановки (3) в (2) получим:

$$\frac{\partial u_f(x,z)}{\partial x} = -jk(x,z)\left(1 - \sqrt{\frac{1}{k(x,z)^2}\frac{\partial^2}{\partial z^2} + 1}\right)\times \qquad (5)$$
$$\times u_f(x,z) + jk_0(n(x,z)-1)u_f(x,z)$$

где $k(x, z)$ между металлическими дисками вычисляется по формуле:

$$k(x,z) = k_0\sqrt{n(x,z)^2 - (\lambda/2D)^2}\,, \qquad (6)$$

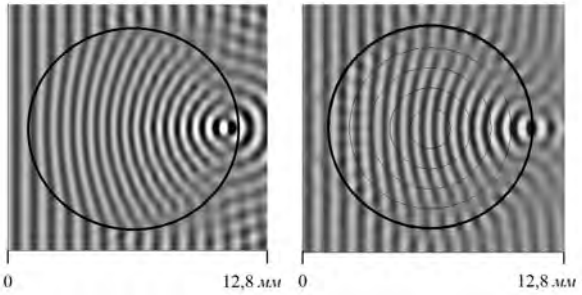
а в остальной области $k(x, z) = k_0$.

Отметим, что в уравнении (5) малоугловое приближение не используется, поэтому оно является строгим для волн, уходящих от источника. Метод решения ПУ основан на вычислении интеграла свертки с учетом дополнительного фазового множи-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

теля, который определяется последним слагаемым уравнения (5).

На рис.2 показана действительная часть амплитуды поля, полученная при облучении линзы Люнеберга из пяти концентрических слоев равной ширины плоской волной с вектором **E**, параллельным металлическим дискам. Видно, что волновой фронт плоской волны сходится к фокусу линзы, при этом решение ПУ (рис.2.а) соответствует расчетам для планарной линзы в программе САПР СВЧ-устройств (рис.2.б). Представленное на рис.3 распределение амплитуды поля позволяет уточнить положение фокуса: метод ПУ (сплошная линия) дает максимальное значение амплитуды поля на расстоянии x = 48 мм, с использованием строгого метода моментов (штриховая линия) фокус получен практически на границе линзы при x = 49,5 мм (x = 0 мм соответствует центру линзы). Таким образом, погрешность в определении положения фокуса методом ПУ для линзы диаметром 100 мм составляет 1,5%.



а) б)

Рис. 2. Действительная часть амплитуды поля при облучении линзы Люнеберга плоской волной. а) метод ПУ, б) метод моментов.

Fig. 2. Real part of the field amplitude for Luneburg lens is being illuminated by plane wave. a) method PE, b) moment method

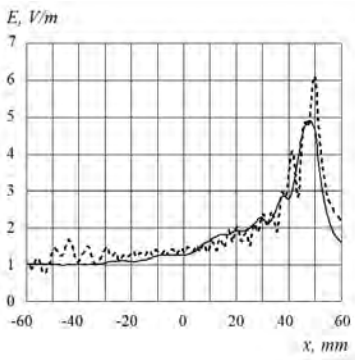


Рис. 3. Положение фокуса линзы.

Fig. 3. Lens focus determination

На рис.4 представлены результаты расчетов ДН линзы Люнеберга методом ПУ (сплошная линия) и методом моментов (пунктир). В обоих случаях источник размещался в фокусе линзы, положение которого определялось в соответствии с рис.3. Видно, что форма ДН, полученная методом ПУ при решении скалярной задачи, практически полностью соответствует аналогичной зависимости для планарной линзы. На рис.5 представлены результаты расчетов методом ПУ для градиентной линзы, показатель преломления которой определяется формулой (1), а также для линзы из трех и пяти слоев равной ширины. Видно, что во всех трех случаях форма главного лепестка ДН остается практически неизменной, однако уровень боковых лепестков (УБЛ) слоистой линзы увеличивается, при этом для линзы из трех слоев УБЛ не превышает -15 дБ.

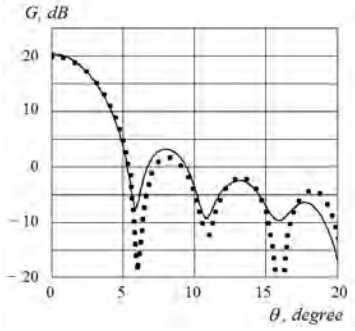


Рис. 4. ДН линзы из пяти слоев. Сплошная линия – метод ПУ, пунктир – метод моментов.

Fig. 4. Luneburg lens directivity pattern. Solid line – method PE, dotted line – moment method

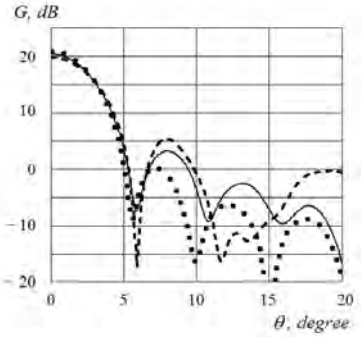


Рис. 5. ДН линзовых антенн. Пунктир – градиентная линза, сплошная кривая – пять слоев, штриховая кривая – три слоя диэлектрика.

Fig. 5. Directivity pattern of the Lens antennas. Dotted line - gradient lens, solid line - five dielectric layers, dashed line - three layers

III. Заключение

Представленные результаты позволяют сделать вывод о том, что метод ПУ позволяет с высокой точностью определять положение фокуса и форму ДН линзовой антенны в пределах $\pm 15^0$ относительно направления максимума излучения. Автор выражает большую признательность В.А. Калошину за подсказанное направление научных исследований.

IV. References

[1] Akhiyarov V.V. Rezul'taty reshenija skaljarnyh zadach izluchenija i difrakcii metodom parabolicheskogo uravnenija [The results of radiation and scalar diffraction problems solution using parabolic equation technique]. Jelektromagnitnye volny i jelektronnye sistemy, 2014, vol. 19, No 2, pp. 12-18.

[2] Akhiyarov V.V., Kaloshin V. A., Nikitin E.A. Issledovanie shirokopolosnyh planarnyh linz Ljuneburga [Investigation of wideband planar Luneburg lenses]. *Zhurnal radiojelektroniki (jelektronnyj zhurnal)*, 2014, No 1. Available at: http://jre.cplire.ru/jre/jan14/18/text.pdf (accessed 15 April 2015).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE RING MICROSTRIP ANTENNA WITH CIRCULARLY-POLARIZED RADIATION

Mishoostin B. A.
Moscow Power Engineering Institute, 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow, Russia, 111250
ph.: +7(495) 3725242, e-mail: mishustinBA@mpei.ru
Slyozkin V. G.
Sevastopol State University, 33 Universitetskaya St., Sevastopol, Crimea, 299053
ph. +7(8692) 435118, e-mail: slyozkinvg@sevstar.net.ua

Abstract — Presented below is a new design of a microstrip antenna featuring a low-profile cylindrical resonator with a circular radiating cutout. The excitation is achieved through an inner conductor of a coaxial cable and circularly-polarized radiation — through an inductive post.

КОЛЬЦЕВАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ИЗЛУЧЕНИЯ

Мишустин Б. А.
НИУ «Московский энергетический институт»
ул. Красноказарменная, 14, 111250, Москва, Россия
Тел. +7(095) 372-52-42, e-mail mishustinba@mpei.ru
Слёзкин В. Г.
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, Крым, 299053
тел.: +7(8692) 435118, e-mail slyozkinvg@sevstar.net.ua

Аннотация — Предлагается новый вариант микрополосковой антенны в виде цилиндрического резонатора малой высоты с круглым излучающим вырезом. Возбуждение обеспечивает центральный проводник коаксиального кабеля, а круговую поляризацию излучения — индуктивный штырь.

I. Введение

Известные микрополосковые антенны (МПА) имеют излучающую структуру в виде плоской «накладки» над экраном [1]. У таких МПА излучает щель, образованная краем структуры и экраном. Для подавления «заднего» излучения размеры экрана должны быть существенно больше размеров накладки, что является недостатком МПА. Другой недостаток: за краем накладки возникают поверхностные волны и краевое излучение, которые искажают диаграмму направленности МПА и могут вызвать нежелательную связь между двумя МПА, расположенными на одной подложке [2].

Предлагается новый вариант МПА: кольцевая микрополосковая антенна (КМПА) на основе цилиндрического резонатора малой высоты с излучающим круглым отверстием в верхнем основании. Здесь роль экрана играет оставшаяся часть верхнего основания резонатора.

В докладе обсуждается конфигурация устройства возбуждения КМПА, при которой обеспечивается согласование антенны с питающим кабелем и круговая поляризация излучения.

II. Основная часть

В предлагаемой КМПА цилиндрический резонатор малой, по сравнению с длиной волны λ, высоты h образован металлизированными основаниями радиусом r_r и проводящей боковой поверхностью. В верхнем основании и в диэлектрической подложке выполнено круглое отверстие радиусом r_h. Возбуждается данная структура центральным проводником коаксиального кабеля в точке 1, расположенной на расстоянии r_e от центра структуры, на оси x декартовой системы координат, началом которой является центр нижнего основания резонатора (рис.1).

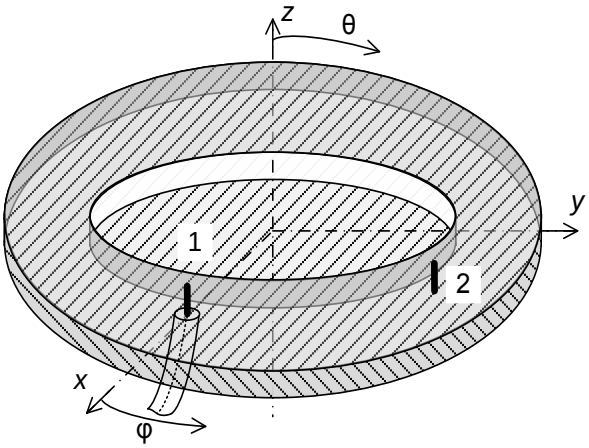


Рис. 1. Геометрия КМПА.
Fig. 1. RMSA Arrangement

Такую структуру можно выполнить на основе фольгированного диэлектрика по печатной технологии. Принцип действия антенны состоит в следующем.

Вертикальный возбуждающий штырь порождает в резонаторе малой высоты поле, содержащее только вертикальную составляющую E_z вектора напряженности электрического поля. У боковой металлизированной поверхности резонатора величина E_z стремится к нулю, а размеры r_r и r_h можно выбрать так, чтобы величина E_z вблизи края щели была максимальной. Таким образом, щелевая линия, образованная краем щели и «дном» резонатора, оказывается возбужденной напряжением $U = hE_z$ в точке 1.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Часть резонатора между щелью и внешним краем служит трансформатором входного сопротивления щелевой линии в меньшую сторону, поэтому, если волновое сопротивление линии превышает волновое сопротивление кабеля (обычно это 50 Ом), то можно подобрать такое расстояние r_e, при котором кабель будет согласован со щелевой линией.

Используя представление напряжения плотностью «магнитного тока», можем утверждать, что в положительном (по углу φ) и в отрицательном направлениях от точки 1 вдоль щелевой линии будут распространяться две падающие волны магнитного тока: J_{m+} и J_{m-}, соответственно. В силу симметрии эти волны будут иметь одинаковые амплитудно-фазовые характеристики, но противоположное направление распространения, поэтому одна падающая волна для другой будет являться как бы отраженной, и в щелевой линии установится стоячая волна магнитного тока, а в пространство будет излучаться поле линейной поляризации**.** Данная ситуация в теории МПА известна как «вырождение» двухмодового возбуждения [1,2].

Круговую поляризацию излучения можно получить путем преодоления вырождения, вызванного симметрией структуры. В частности, нарушить симметрию возбуждения могут волны, отражённые от несимметрично расположенного в полости резонатора индуктивного (короткозамыкающего) штыря (точка 2 на рис. 1). Эти волны, интерферируя с падающими, при определённых амплитудно-фазовых соотношениях могут обеспечить бегущую волну магнитного тока вдоль излучающей щели, а значит, и круговую поляризацию излучённого поля.

Для достижения такого результата можно варьировать:

— радиальным положением штыря: расстоянием r_s от центра резонатора;

— угловым положением штыря относительно точки возбуждения: углом φ_s.

Радиальное положение штыря определяет амплитуду возбуждаемой им отраженной волны, а угловое положение влияет и на амплитуду, и на фазу этой волны. Действительно, если длина щели равна λ и в щели без штыря установилась стоячая волна, то при φ_s = 90° ток в штыре не будет возбуждаться, так как штырь окажется в точке с нулевым значением напряженности электрического поля.

Диаметр штыря влияет на его индуктивность, но пределы изменения индуктивности ограничены конструктивными соображениями.

Ввиду сложного характера волн, возбуждаемых в резонаторе, подбор расстояния r_e и геометрических параметров штыря можно выполнить только численным моделированием. В модель, очевидно, нужно ввести постоянные значения относительной диэлектрической проницаемости и толщины конкретного фольгированного материала и варьируемые значения остальных геометрических параметров. Начальные значения радиуса отверстия r_h и радиуса резонатора r_r определяются из физических соображений: длина щелевой линии $2\pi r_h$ должна быть близка к длине волны λ, а ширина металлизированной части верхнего основания резонатора — к четверти длины волны.

Для доказательства реализуемости предложенной КМПА выло выполнено моделирование в среде *CST Microwave Studio* [2] для рабочей частоты 3600 МГц (длина волны 83 мм). В качестве материала был выбран ФЛАН-2,8 толщиной 2,5 мм.

Было установлено, оптимальный радиус отверстия (13,5 мм) действительно соответствует условию равенства длины окружности длине волны, ширина остальной металлизированной части резонатора близка к четверти длины волны в резонаторе. При возбуждении центральным проводником 50-омного коаксиального кабеля на расстоянии 24 мм от центра обеспечивается согласование в полосе около 100 МГц по уровню КСВ, равному 3. Короткозамыкающий штырь диаметром 2 мм смещен относительно точки питания на 74° при r_s = 26,7 мм.

Максимум излучения антенны направлен по нормали к плоскости резонатора, коэффициент усиления достигает 7,3 дБ. Уровень «заднего» излучения не превышает – 20 дБ (рис. 2).

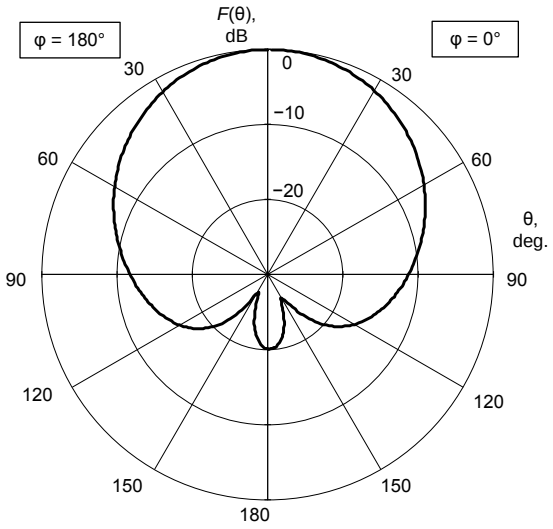


Рис. 2. Диаграмма направленности КМПА.

Fig. 2. *The pattern of RMSA*

В максимуме излучение имеет практически круговую поляризацию с коэффициентом эллиптичности не менее 0,95.

III. Заключение

Предложена кольцевая микрополосковая антенна, конфигурация которой похожа на «негативное изображение» круглой МПА классического вида. Преимуществом КМПА является отсутствие зависимости её параметров от размеров экрана, так как роль экрана играет металлизированная часть цилиндрического резонатора — основы антенны.

Работоспособность предложенной антенны доказана путем численного моделирования в среде *CST Microwave Studio*. В ходе дальнейших исследований предполагается выполнить и экспериментально исследовать макет антенны.

IV. References

[1] Panchenko B.A., Nefyodov Ye.I. Mikropoloskovyye antenny *[Microstrip antennas].* Moscow, Radio i Svyaz', 1986. 144 p.

[2] Bhartia P., Bahl I., Garg R., Ittipiboon A. *Microstrip antenna design handbook.* Norwood, Artech House, 2001. 878 p.

[3] CST Microwave Studio: HF Design and Analysis. Available at: https://www.cst.com/Products/CSTMWS (accessed 3 May 2015).

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CHANNEL ISOLATION IMPROVEMENT OF A TRANSCEIVER MULTICHANNEL FEEDING ANTENNA WITH A DIELECTRIC LENS

Nekrasov E. G., Litun V. I., Rusov Yu. S., Golubtsov M. Ye.
Bauman Moscow State Technical University
RL1, h. 5, 2-nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Phone.: +7 (495) 632-29-92, e-mail: nekrasov.e.g@gmail.com

Abstract — The construction of the transceiver four-channel Ka-band feeding antenna with dielectric lens, providing circular polarized waves operation mode, is presented. The feeding antenna radiation pattern main lobe beam width is 11° at -10dB level, side lobes level is below -25 dB. Dielectric lens design was modified to provide transmission-to-receiving channels isolation level better than 25 dB in 5% frequency range. Some measurement results of are presented.

ПОВЫШЕНИЕ РАЗВЯЗКИ КАНАЛОВ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МНОГОКАНЛЬНОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЛИНЗОЙ

Некрасов Е. Г., Литун В. И., Русов Ю. С., Голубцов М. Е.
Московский Государственный Технический Университет им. Н.Э. Баумана
РЛ1, д. 5, ул. 2-я Бауманская, Москва, 105005, Россия
тел.: +7 (495) 632-29-92, e-mail: nekrasov.e.g@gmail.com

Аннотация — Представлена конструкция приёмо-передающего четырехканального облучателя Ка-диапазона волн с диэлектрической линзой, обеспечивающего работу на волнах с круговой поляризацией поля. Облучатель обладает диаграммой направленности шириной 11° по уровню –10 дБ при уровне боковых лепестков ниже -25 дБ. За счёт модификации конструкции диэлектрической линзы обеспечена развязка передающего и приёмных каналов не менее 25 дБ в полосе частот более 5%. Представлены результаты исследования макета облучателя.

I. Введение

В радиолокации широко используются апертурные антенны, возбуждаемые моноимпульсными облучателями [1]. Наиболее распространены четырёхрупорные облучатели, что связано с простотой их конструктивной реализации. Классическая схема построения моноимпульсного облучателя содержит суммарный и два разностных приёмных выхода [1, 2]. Использование цифровых приёмных устройств позволяет применять схему построения, в которой сигнал, принимаемый каждым рупором, обрабатывается отдельно [3].

Для формирования диаграммы направленности (ДН) с узким главным лепестком часто используют двухзеркальные антенные системы. При размещении облучателя при вершине главного зеркала требуемая величина угла облучения краев контррефлектора составляет (10…15)° по уровню около –10 дБ, что приводит к необходимости использования облучателя с относительно узкой диаграммой направленности и низким уровнем боковых лепестков. Второе требование продиктовано желанием избежать существенных потерь энергии электромагнитных волн на переливание за края контррефлектора, и, следовательно, снижения коэффициента усиления антенны.

Узкую ДН в четырехрупорном облучателе можно получить, увеличивая одновременно расстояние между осями его рупоров и их размеры [3]. При размерах рупоров и межосевом расстоянии порядка $10\lambda_0$, где λ_0 – длина волны в свободном пространстве, эффективность основного главного максимума ДН облучателя резко снижается. Например, для конструкции из [3], при ширине главного лепестка около 10° по уровню −10 дБ уровень побочных главных максимумов достигает −7,3 дБ относительно главного максимума суммарной ДН при угловой площади каждого из побочных больше основного. Это ведёт к потерям на перелив за край контррефлектора более половины мощности. Использование четырехрупорного облучателя с малым шагом расположения рупоров и фокусирующей диэлектрической линзой позволяет получить ДН с узким главным лепестком и низким уровнем боковых лепестков при относительной простоте конструкции [4, 5]. Потери на перелив в данном случае составляют менее 1/3 мощности. Основной проблемой при этом является достижение высокого уровня межканальной развязки для обеспечения возможности работы на достаточно высоком уровне излучаемой мощности.

II. Основная часть

Конструкция облучателя, предложенная в [3, 4], приведена на рис. 1.



Рис. 1. Конструкция облучателя.

Fig. 1. The feeding antenna

Раскрыв облучателя содержит четыре идентичных рупора. Входы рупоров соединены с поляризаторами, обеспечивающими в режиме передачи преобразование волны с линейной поляризацией

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

поля в волну с круговой поляризацией поля и осуществляющими обратное преобразование в режиме приема. Для разделения передающего и приемных волноводных трактов схема облучателя содержит четыре селектора поляризации. Каналы приёмного тракта не имеют схем объединения. С целью формирования узкой диаграммы направленности облучатель включает в себя диэлектрическую линзу.

Требование обеспечения высокой развязки передающего и приёмных трактов критично, поскольку даже в отсутствие линзы её уровень близок к 25 дБ (рис. 2, кривая 1). С линзой из фторопласта (относительная диэлектрическая проницаемость ε=2,1) этот параметр ухудшается до 20 дБ (рис. 2, кривая 2).

С целью улучшения развязки передающего и приёмных трактов была предпринята модификация конструкции линзы с минимальным усложнением конструкции – выполнение одной или двух проточек на плоской стороне (рис. 3). Геометрические параметры были оптимизированы с увеличением развязки при обеспечении коэффициентов отраженя и формы ДН не хуже базового варианта.

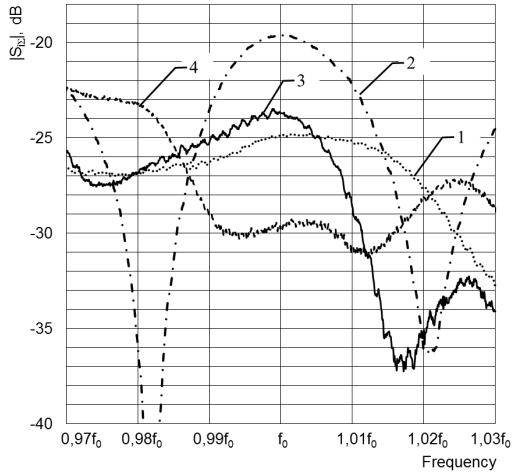


Рис. 2. Коэффициент передачи из передающего канала в приёмные.

Fig. 2. Transmission and receiving channels coupling: 1 –without lens; 2 – base lens; 3 – lens 3a; 4 – lens 3b

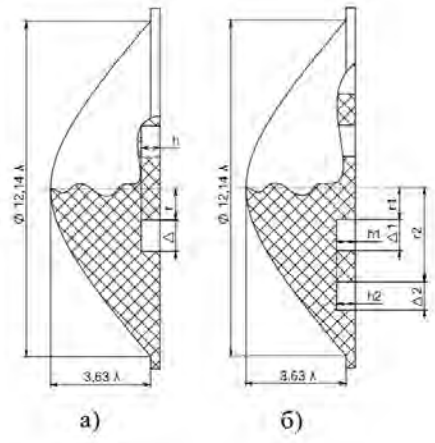


Рис. 3. Линзы с проточками: а) с одной; б) с двумя.

Fig. 3. Grooved lenses: a) single; b) double

Выполнение одной проточки на линзе (рис. 3а) при $r=1{,}24\lambda_0$, $\Delta=1{,}12\lambda_0$, и $h=0{,}17\lambda_0$ позволило достичь уровня развязки не менее 24 дБ (рис. 2, кривая 3), но с наихудшим значением около центральной частоты. Реализация с двумя проточками на линзе (рис. 3б) при $r_1=1{,}24\lambda_0$, $\Delta_1=1{,}12\lambda_0$, $r_2=2{,}4\lambda_0$, $\Delta_2=1{,}02\lambda_0$ и $h_1=h_2=0{,}17\lambda_0$ обеспечила уровня развязки не менее 25 дБ в полосе частот и не менее 29 дБ в на центральной частоте (рис. 2, кривая 4).

Суммарная ДН облучателя после модификации показана на рис. 4. Ширина главного лепестка суммарной ДН по уровню −10 дБ составляет 11°, при этом уровень боковых лепестков ДН не превышает −25 дБ. Уровень коэффициента стоячей волны в передающем тракте – менее 1,3, а в приёмных каналах – менее 1,2

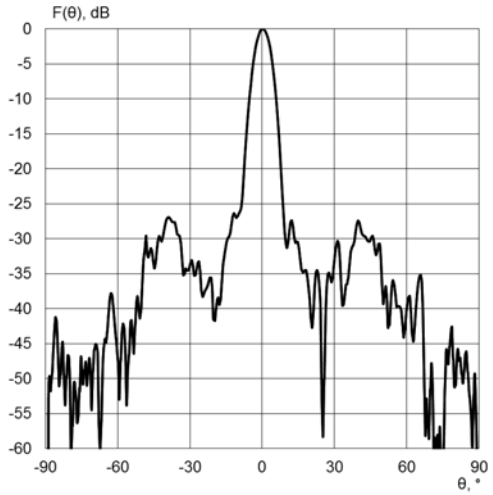


Рис. 4. Диаграмма направленности облучателя.

Fig. 4. The irradiator radiation pattern

III. Заключение

Предложена модификация линзы четырёхканального облучателя за счёт выполнения на её плоской стороне двух проточек, которая позволяет достичь уровня развязки передающего и приёмных трактов не хуже 25 дБ в полосе частот более 5% и около 29 дБ на центральной частоте. При этом согласование трактов не хуже относительно базовой конструкции, а характеристики ДН качественно не изменились.

IV. References

[1] Skolnik M.I. *Radar Handbook*. McGraw-Hill, 1970. Vol. 4. 376 p.

[2] Leonov A.I., Fomichev K.I. *Monoimpulsnaya radiolokatsiya* [Monopulse radiolocation]. Moscow, Radio I svyaz, 1984. 312 p.

[3] Rusov Yu.S., Golubtsov M.Ye., Kryuchkov I.V., Ovechkin V.S. Monopulse irradiator for system with digital shaping of reception directional pattern. *2011 21st Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2011)*. Sevastopol, 2011, pp. 531-532.

[3] Rusov Yu.S., Golubtsov M.Ye., Litun V.I. *Monopulse feeds for dual reflector antenna excitation*. Radiotekhnika, 2013, No 11, pp. 113-117.

[4] Rusov Yu.S., Nekrasov E.G. Construction of microwave dual-reflector antenna irradiator for a system with four-channel reception. *2014 20th Int. Conf. "Radiolocation, Navigation. Communications" (RLNC 2014)*. Voronezh, 2014 pp. 665-673.

[5] Rusov Yu.S., Nekrasov E.G. Microwave dual-reflector antenna irradiator for a system with four-channel reception. *2014 24st Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 531-532. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959516

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MODELING AND MEASUREMENT OF CHARACTERISTICS OF ULTRA-WIDEBAND MICROWAVE BAND ANTENNAS

Kisilenko K. I., Timofeev E. P.
Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev
xander89@mail.ru, timofeev@nntu.nnov.ru

Abstract — The simulation of UWB antenna horn crest microwave, received its characteristics. On the basis of analysis and research built scale model of the antenna. Measurements of VSWR and the gain of the antenna in the far field of the antenna.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕНН ДИАПАЗОНА СВЧ

Кисиленко К. И., Тимофеев Е. П.
Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева
xander89@mail.ru, timofeev@nntu.nnov.ru

Аннотация — Проведено моделирование сверхширокополосной рупорной гребневой антенны СВЧ диапазона, получены ее характеристики. На основе проведенного анализа и исследований построен макет антенны. Проведены измерения КВСн и коэффициента усиления данной антенны в дальней зоне антенны.

I. Введение

Одной из основных тенденций развития аппаратуры связи и телекоммуникаций, измерительной радиоаппаратуры, а также радиолокационных комплексов и средств радиоэлектронной борьбы, является использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов. При этом, ряд важных задач, таких как: излучение и прием сверхкоротких видеоимпульсов и сверхширокополосных сигналов с минимальными искажениями их амплитудных, фазовых и поляризационных характеристик; создание малогабаритных антенных систем, обладающих высокой чувствительностью в сверхширокомдиапазоне частот их функционирования; повышение эффективности существующих и разрабатываемых комплексов радиопеленгации и радиомониторинга посредством качественного улучшения входящих в их состав элементов антенных решеток, остается не решенным или решенным не в полной мере.

Целью данной работы является разработка и оптимизация конструкции сверхширокополосной (СШП) измерительной рупорной антенны диапазона СВЧ (0,8-18 ГГц), с техническими параметрами превышающими характеристики, серийно выпускаемой в настоящее время антенны П6-59. В частности: снижение нижней рабочей частоты до 0,8 ГГц, упрощение конструкции с целью снижения масса-габаритных показателей, повышение технологичности изготовления [1].

II. Основная часть

Представленная новая конструкция СШП антенны [2] позволила улучшить ряд технико-экономических показателей антенны П6-59: расширить диапазон частот (0,8 – 18 ГГц), уменьшить масса-габаритные показатели, упростить конструкцию, отказаться от дорогостоящей оснастки при изготовлении, уменьшить стоимость антенны. При этом следует отметить, что добиться этих результатов в новой конструкции антенны стало возможным во многом благодаря включению согласующего перехода, выполненного на основе полосковой линии, непосредственно в рупор СШП антенны.

Антенна состоит из металлического рупора, двух одинаковых металлических гребней, двух диэлектрических линз (основная и дополнительная), двух поглотителей для подавления волн высших типов и согласующего устройства выполненного на двусторонней печатной плате. На узком конце рупора расположен коаксиальный разъем. Корпус разъема соединен с корпусом рупора, а центральный проводник с полосковым проводником, который расположен на верхней стороне платы. На нижней стороне платы расположена металлизация, изолированная от центрального проводника коаксиального разъема и имеющая контакт с корпусом рупора.

Расчет СШП рупорной антенны проведен с использованием САПР AnsoftHFSS. В результате моделирования рассчитаны основные характеристики антенны. Показано, что коэффициент усиления моделируемой антенны в широком диапазоне частот превышает коэффициент усиления антенны П6-59 (Рис. 1).

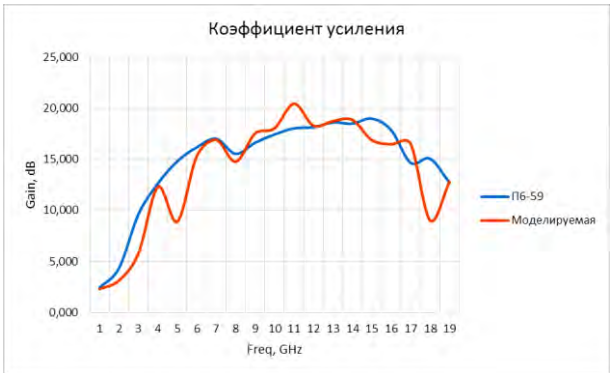


Рис. 1. Коэффициенты усиления антенн, полученные в результате моделирования

В новой конструкции антенны отсутствует несимметрия диаграммы направленности (Рис. 2), которая наблюдалась в СШП рупорной гребневой антенне П6-59 связанная с несимметрией гребней на входе рупорного излучателя (Рис. 3). Диаграмма направленности СШП рупорной гребневой моделируемой антенны симметрична (гребни рупора симметричны)

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

и имеет больший коэффициент усиления, что является важным фактором для антенн, применяемых в области антенных измерений.

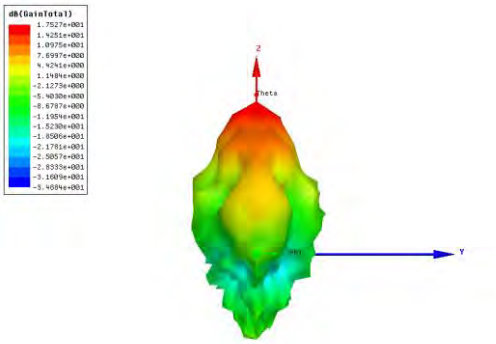


Рис. 2. Диаграмма направленности моделируемой антенны

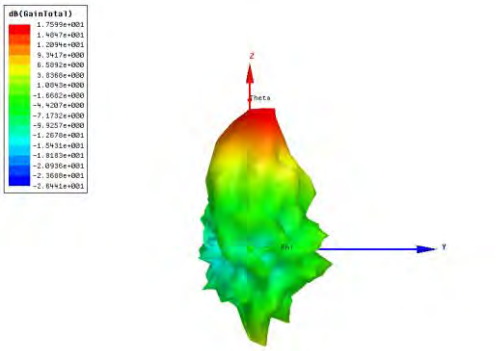


Рис. 3. Диаграмма направленности антенны П6-59

Типовые значения согласования антенны по входу, как правило не превышают значений по КСВ ≤ 1,5, во всем диапазоне частот менее 1,6-2,0.

Важным результатом является уменьшение габаритных размеров моделируемой антенны по сравнению с П6-59.

Выбранная модель стала основой формирования технического задания на проектирование конструкторской документации изготовления головного образца.

Новые технические решения в конструкции согласующего перехода и рупорного излучателя позволили оптимизировать параметры антенны: уменьшить массогабаритные параметры и улучшить электродинамические характеристики (рабочий диапазон частот: 0,8 – 18 ГГц), что является важным практическим результатом, особенно для большого класса приемно-передающих систем, работающих в широком частотной диапазоне, ограниченных возможностью работы на одну антенну, в частности для радиолокационных приложений, а также в ряде телекоммуникационных задач и в радиоастрономии.

Были проведены измерения собранного макета антенны.

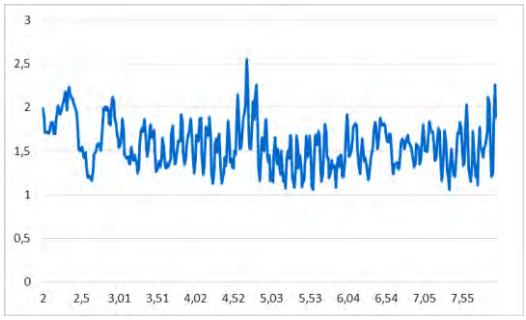


Рис. 4. КСВн антенны

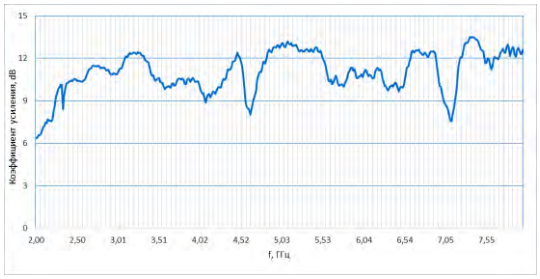


Рис. 5. Коэффициент усиления антенны

Проведено измерение частотных характеристик опытного образца СШП антенны. Измерения проводились в специально оборудованном помещении, покрытом радиопоглощающим материалом. Использовалась методика измерения «двух антенн», при этом в качестве второй (эталонной) антенны была выбрана антенна П6-23А с рабочей полосой частот 1-12 ГГц. В качестве анализатора использовался векторный анализатор цепей «Обзор 804/1». Диапазон измерений ограничивается используемой аппаратурой и составляет 2-8ГГц. Сравнение теоретических и экспериментальных данных показало, что значения КСВн (Рис. 4) совпадают с результатами моделирования и не превышают значение КСВн равное двум, коэффициент усиления (Рис. 5) так же качественно совпадает с результатами моделирования в пределах допустимой погрешности.

III. Заключение

1. Разработана модель СШП измерительной рупорной гребневой антенны с характеристиками: диапазон частот 0,8-18ГГц, КСВн <1.8, коэффициентом усиления 9-20 дБ (по результатам моделирования).
2. Уменьшены масса-габаритные параметры конструкции.
3. Изготовлен опытный образец антенны.
4. Проведены предварительные измерения характеристик антенны.

IV. References

[1] E.P. Timofeev, K.I. Kisilenko. Sverhshirokopolosnye antenny diapazona SVCh. «Sbornik dokladov konferencii IST-2014» – Nizhnij Novgorod, NGTU, 2014.

[2] E.P. Timofeev, K.I. Kisilenko. Optimizacija konstrukcii sverhshirokopolosnoj rupornoj grebnevoj antenny. «Sbornik dokladov konferencii IST-2015» – Nizhnij Novgorod, NGTU, 2015.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THIN CONDUCTOR EXCITATION SIMULATION IN A CHIRAL MEDIUM

Demidchik V. I.
Belarusian State University
5, Kurchatova Str., Minsk, 220064, Belarus
Ph.: +375-017-2095878, e-mail: demidvi@bsu.by

Abstract — An integral equation was acquired for phase-amplitude current distribution in a thing conductor of arbitrary curvilinear shape, located in bi-isotropic chiral meta-media. Calculation results of current distribution in vibrator antennas are presented for different excitation modes.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ ТОНКИХ ПРОВОДНИКОВ В КИРАЛЬНОЙ СРЕДЕ

Демидчик В. И.
Белорусский государственный университет
Курчатова, 5, Минск,220064, Беларусь
тел. +375-17-2095878, e-mail: demidvi@bsu.by

Аннотация — Получено интегральное уравнение для амплитудно-фазового распределения тока в тонком проводнике произвольной криволинейной геометрии, расположенном в биизотропной киральной метасреде. Приведены результаты расчета токораспределения вибраторных антенн при разных режимах возбуждения.

I. Введение

В последнее время растет интерес к применению метаматериалов в различных радиотехнических устройствах. В частности в антенной технике метаматериалы применяются для: изготовления подложек в печатных излучателях, компенсации реактивности электрически малых антенн, достижения узкой пространственной направленности излучателей, решения вопросов согласования антенн.

Вместе с тем, решение общей задачи излучения электромагнитных волн антеннами, расположенными в различных естественных и искусственных метасредах, а также создание адекватных теоретических моделей расчета характеристик таких антенн, остается одной из актуальных задач.

Одним из вариантов метасреды является киральная среда. Особый интерес к исследованиям электромагнитных свойств киральных структур связан, главным образом, с возможностью их использования в СВЧ технике. Проблема излучения электромагнитных волн в киральной среде в известной литературе освещена слабо. В основном, рассмотрены лишь вопросы излучения элементарных источников [1-2] и прямолинейных вибраторных антенн [3], расположенных в киральной среде.

Цель данной работы – провести обобщение интегрального уравнения Поклингтона для тонких проводников произвольной геометрии на случай биизотропной киральной среды

II. Основная часть

Рассмотрим киральную среду, в которой имеют место закономерности, выражаемые следующими материальными уравнениями

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon \vec{E} - i\kappa\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\vec{H}, \quad (1)$$

$$\vec{B} = i\kappa\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\vec{E} + \mu_0\mu\vec{H}. \quad (2)$$

Известно, что электромагнитное поле в киральной среде, описываемой уравнениями (1-2), определяется в виде суперпозиции полей [4]:

$$\vec{E} = \vec{E}_R + \vec{E}_L, \quad (3)$$

$$\vec{H} = i\eta^{-1}\left(\vec{E}_R - \vec{E}_L\right), \quad (4)$$

где $\eta = \sqrt{\mu\mu_0/\varepsilon\varepsilon_0}$, характеристический импеданс среды, $\vec{E}_R$ - вектор напряженности электрического поля волны правой круговой поляризации, $\vec{E}_L$ - вектор напряженности электрического поля волны левой круговой поляризации.

Если в безграничной киральной среде, описываемой материальными уравнениями (1-2) находятся источники тока с объемной плотностью $\vec{j}$, то используя соотношения (3-4) из уравнений Максвелла можно получить несвязанные неоднородные дифференциальные уравнения второго порядка, решение которых методом векторных потенциалов дает возможность найти поля, создаваемые этими источниками:

$$\vec{E}_R = -\frac{i\eta}{2}\left[\frac{\nabla div\int_V \vec{j}G_R dv}{k_R} + k_R\int_V \vec{j}G_R dv + rot\int_V \vec{j}G_R dv\right], \quad (5)$$

$$\vec{E}_L = -\frac{i\eta}{2}\left[\frac{\nabla div\int_V \vec{j}G_L dv}{k_L} + k_L\int_V \vec{j}G_L dv - rot\int_V \vec{j}G_L dv\right], \quad (6)$$

где $G_{R,L} = e^{-ik_{R,L}}/4\pi r$ - функция Грина свободного пространства для полей правой и левой поляризаций.

Рассмотрим теперь задачу возбуждения электрически тонких криволинейных проводников с плавно меняющейся геометрией. Введем криволинейную цилиндрическую систему координат (r, φ, l) так, что базисные векторы первой и второй координат лежат в плоскости сечения проводника, а третья координата касательна к оси проводника. В рамках, так называемого тонкопроволочного приближения, когда радиус проводника a много меньше длины волны электромагнитного поля λ, можно считать что ток не зависит от азимутальной координаты φ и равномер-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

но распределен по азимуту. Это дает основание перейти к приближению осевого тока $I(l)$:

$$\vec{j}(\vec{r}) = \vec{j}(\vec{l}) = j(l)\vec{l} = \frac{I(l)}{2\pi a}\vec{l},$$

где $\vec{l}$ - единичный вектор касательный к оси проводника.

Можно показать, что касательная составляющая суммарного электрического поля к поверхности проводника на основании (5-6) в рамках тонкопроволочного приближения примет вид:

$$E_\tau = \vec{E}\vec{l} = -\frac{i\eta}{2}\int_L \{(k_R G_R + k_L G_L)\vec{l}'\vec{l} + \\ + [\frac{1}{k_R}\frac{\partial^2 G_R}{\partial l'\partial l} + \frac{1}{k_l}\frac{\partial^2 G_L}{\partial l'\partial l}] + \\ + \{\int_S [\vec{j}\times\vec{n}(s)]\vec{l}G_R ds' - \int_S [\vec{j}\times\vec{n}(s)]\vec{l}G_L ds'\} I(l')dl'. \quad (7)$$

Используя граничное условие $E_\tau + E_i = 0$ на поверхности идеального проводника и пренебрегая последними двумя слагаемыми в соотношении (7) в силу их малости, получим интегральное уравнение относительно неизвестной функции токораспределения:

$$E_i = \frac{i\eta}{2}\int_L \{(k_R G_R + k_L G_L)\vec{l}'\vec{l} + \\ + [\frac{1}{k_R}\frac{\partial^2 G_R}{\partial l'\partial l} + \frac{1}{k_l}\frac{\partial^2 G_L}{\partial l'\partial l}]\} I(l')dl', \quad (8)$$

где E_i - касательная к проводнику составляющая электрического поля источника возбуждения.

В случае некиральной среды уравнение (8) переходит в известное интегральное уравнение Поклингтона для тонких проводников.

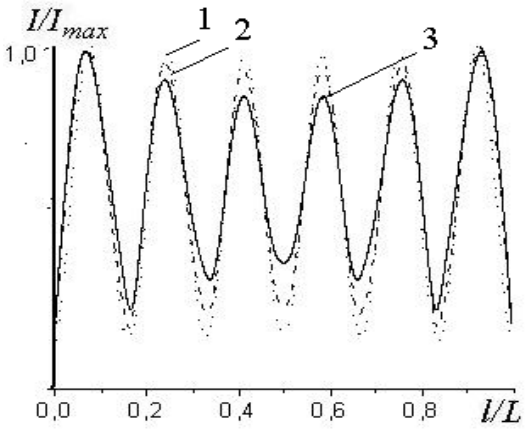


Рис. 1. Амплитудное распределение тока по вибратору в зависимости от параметра киральности, режим возбуждения.

Fig. 1. Amplitude distribution of current along the vibrator depending on chirality factor; excitation mode

С помощью полученного интегрального уравнения проведен, аналогичный представленому в (3), расчет токораспределения вибраторных антенн.

Рассматривалось два способа возбуждения вибратора: сосредоточенным источником, расположенным в центре вибратора и плоской электромагнитной волной, падающей нормально оси вибратора.

На рис. 1,2 приведены результаты расчета распределения амплитуды тока вибратора длиной $L/\lambda = 6$ в зависимости от параметра киральности (Кривая 1 – параметр киральности κ =0, кривая 2 – κ =0,2, кривая 3 – κ =0,26).

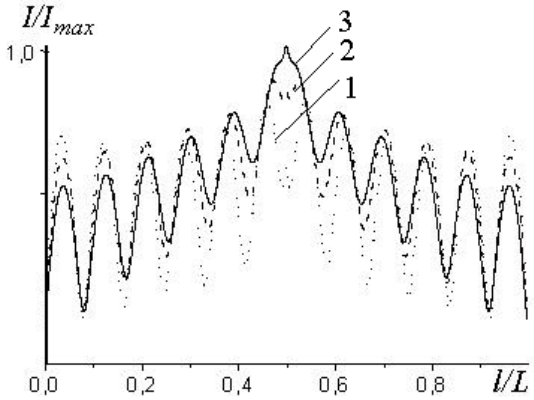


Рис. 2. Амплитудное распределение тока по вибратору в зависимости от параметра киральности, режим рассеяния.

Fig. 2. Amplitude distribution of current along the vibrator depending on chirality factor; scattering mode

Как в режиме излучения, так и в режиме рассеяния характер зависимости амплитуды тока от параметра киральности соответствует данным, приведенным в [3].

Из рис. 1,2 видно, что увеличение параметра киральности приводит к экспоненциальному уменьшению амплитуды тока. Расчет поля излучения показывает, что это соответствует сужению главного лепестка диаграммы направленности как в режиме излучения, так и в режиме рассеяния и, соответственно, к увеличению КНД.

III. Заключение

Получено интегральное уравнение для амплитудно-фазового распределения тока в тонком проводнике произвольной криволинейной геометрии, расположенном в биизотропной киральной метасреде. Использование предложенного уравнения позволяет сравнительно просто рассчитать электродинамические характеристики тонкопроволочных антенн в подобной среде.

IV. References

[1] Shorokhova E.A. Radiation of elementary source in chiral media. *Radiotechnika and electronika.* 2009, vol. 54, No.6, pp. 680-688.

[2] Fisanov V.V. On source radiation in isotropic chiral medium. *Russian physics journal*. 2006, vol. 49, No. 9, pp. 997-1001.

[3] Iaggard D.L., Liu J.C., Grot A., Pellet P. Radiation and scattering from thin wires in chiral media. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation.* 1992, vol.40, No.11, pp. 1275-1281.

[4] Neganov V.A., Osipov O.V Scattering of electromagnetic waves from plane chiral structures. *Izv. vuzov SSSR. Ser. Radiofizika,* 1999, vol. 42, No. 9, pp. 870-878.

[5] Demidchik V. I. Radiation of arbitrary source system in chiral media. *Vestnik BSU. Ser. 1,* 2013, No 2, pp. 44-48.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DISCRETE DOME LENS ANTENNAS WITH THE DIELECTRIC FILLED INNER VOLUME

Litun V. I.
Bauman Moscow State Technical University
RL1, h. 5, 2-nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
Ph.: +7 499 265-78-93, e-mail: v.i.litun@bmstu.ru

Abstract — Method of phase delay distribution calculation for discrete dome antenna with displaced feeding array, generalized for internal volume and external space dielectric filling case, is described. The formulation is given for dome lens (DL) shaped as a fixed thickness enclosure with a circular arc as the generating line. Resulting analytical expressions for the particular case are derived.

ДИСКРЕТНЫЕ КУПОЛЬНО-ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ ВНУТРЕННЕГО ОБЪЁМА

Литун В. И.
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, г. Москва, 105005, Россия
Тел.: +7 499 265-78-93, e-mail: v.i.litun@bmstu.ru

Аннотация — Приведён метод расчёта распределения вносимых фазовых задержек в дискретной купольно-линзовой антенне с осевым смещением первичной антенной решётки, обобщённый на случай диэлектрического заполнения внутреннего объёма и окружающего пространства. Задача сформулирована и решена для купольных линз в виде оболочки фиксированной толщины с образующей в виде дуги окружности. Получены аналитические выражения для частного случая.

I. Введение

Одним из путей решения задачи реализации антенных систем со сверхширокоугольным электрическим сканированием луча является применение купольно-линзовых антенн (КЛА), состоящих из плоской антенной решётки и рассеивающей купольной линзы (КЛ). Такой подход позволяет обеспечивать отклонение главного максимума диаграммы направленности (ДН) до 120° от оси системы (зона обзора – до полутора полусфер [1]) при участии всех активных каналов первичной решётки в формировании ДН. Это является преимуществом КЛА перед конформными аналогами. В миллиметровом диапазоне волн с конструкционно-технологической точки зрения предпочтительна монолитная (на основе диэлектрика) реализация КЛ, в сантиметровом и дециметровом – дискретная (на основе волноводных или коаксиальных каналов).

II. Постановка задачи

КЛА из КЛ и плоской антенной решётки (АР), обычно называемой первичной, в роли которой могут выступать классическая, активная или цифровая фазированные антенные решётки (рис. 1). КЛ является рассеивающей, т.е. каждый её участок выполняет роль призмы, осуществляя преломление лучей, за счёт чего и происходит расширение сектора сканирования, но при этом происходит и снижение коэффициента усиления (КУ) относительно первичной АР – произведение усреднённого значения КУ в секторе сканирование на величину сектора определяется числом управляющих элементов. Главной характеристикой данного эффекта является коэффициент увеличения угла сканирования (КУУС):

$$K(\theta_0) = \theta' / \theta_0 .$$

В основополагающих работах по проектированию КЛА [1-3] и в современных публикациях [4-7] пространство вне КЛ и её внутренний объём предположены заполненными воздухом.

Структура дискретной КЛ представлена на рис. 2.

В работе [4] показано, что оптимальная образующая КЛ ([3]) может быть с высокой точностью аппроксимирована дугой окружности, центр которой вынесен вдоль оси системы из плоскости первичной решётки, а соотношение радиуса дуги и величины смещения в зависимости от постоянного в диапазоне углов сканирования КУУС приведено в [7]. Оси каналов КЛ ориентированы в направлении её центра.

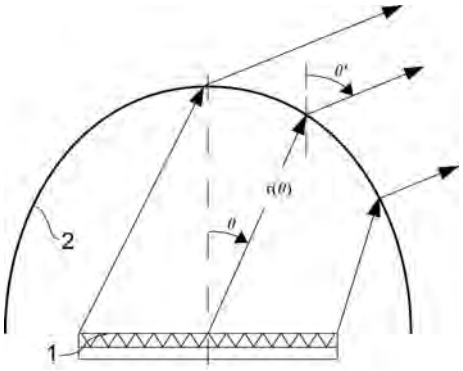


Рис. 1. Купольно-линзовая антенна:
1 – первичная АР; 2 – купольная линза.

Fig. 1. Dome antenna:
1 – primary antenna array, 2 – DL

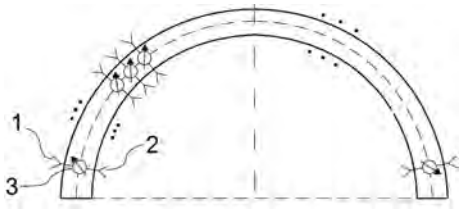


Рис. 2. Структура дискретной КЛ:
1,2 – наружный и внутренний излучатели,
3 – фазосдвигающая секция.

Fig. 2. Ddiscrete DL structure: 1, 2 – inner and outer radiators, 3 – phase-shifting element

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Таким образом, геометрически КЛА с квазиоптимальной образующей КЛ быть описана следующими параметрами: *R* – внутренний радиус КЛ, *h* – смещение первичной антенной решётки вдоль оси системы, *d* – толщина сферической оболочки.

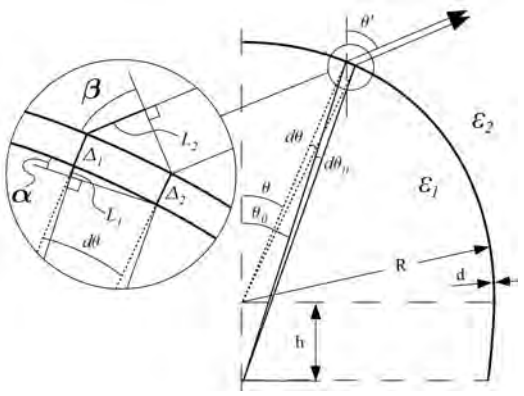


Рис. 3. Схема преломления луча.

Fig. 3. Scheme of beam interception

Предположим, что полость между первичной АР и КЛ заполнена материалом с относительной диэлектрической постоянной с ε_1, а внешняя среда характеризуется относительной диэлектрической постоянной ε_2. Определение метода расчёта распределения фазовых задержек по КЛ для приведённой КЛА является целью данной работы.

Задачи является обобщающей для класса дискретных КЛА с образующей КЛ в виде дуги окружности и осевым смещением первичной АР из центра КЛ.

III. Распределение вносимых фазовых сдвигов в купольной линзе

Исходя из геометрии системы (рис. 3) и требований к КУУС, можно определить необходимую разность хода между двумя лучами, вышедшими из центра первичной решётки с малым угловым расстоянием между ними, которую должна обеспечить КЛ:

$$\sqrt{\varepsilon_1}kL_1 + \phi_{DL}(\theta) + \sqrt{\varepsilon_2}kL_2 = \phi_{DL}(\theta) + d\phi_{DL}, \qquad (1)$$

где k – волновое число для вакуума, $L_1 = R\sin(\alpha)d\theta$, $\alpha = \theta - \theta_0$, $L_2 = (R+d)\sin(\beta)d\theta$, $\beta = \theta' - \theta = K(\theta_0)\theta_0 - \theta$.

Выбор системы координат, привязанной к центру КЛ, продиктован удобством формулировки задачи в ней. Тогда

$$\frac{d\phi_{QDL}}{d\theta} = kR\left\{\sin(\theta-\theta_0) + \left(1+\frac{d}{R}\right)\sin\left[K(\theta_0)\theta_0 - \theta\right]\right\}. \qquad (2)$$

В свою очередь, угловые величины θ и θ_0 связаны следующим образом:

$$\cos(\theta_0) = \frac{R\cos(\theta)+h}{\sqrt{R^2+2hR\cos(\theta)+h^2}}. \qquad (3)$$

Аналитические преобразования и решение (2) возможны для некоторых вариантов КУУС. Численные методы применимы значительно шире.

При постоянном в диапазоне углов сканирования КУУС $K(\theta_0) = 2$, получаем выражение градиента вносимого КЛ фазового сдвига (с заменой $\xi = h/R$):

$$\frac{d\phi_{\substack{QDL\\K=2}}}{d\theta} = kR\left[\frac{\sqrt{\varepsilon_1}\sin(\theta)\xi}{\sqrt{1+2\xi\cos(\theta)+\xi^2}} + \ldots \right.$$
$$\left. \ldots + \left(1+\frac{d}{R}\right)\frac{\sqrt{\varepsilon_2}\sin(\theta)\left(1-\xi^2\right)}{1+2\xi\cos(\theta)+\xi^2}\right]. \qquad (4)$$

Для данного случая может быть найдено решение градиентного уравнения (4):

$$\phi_{\substack{QDL\\K=2}}(\theta) = \phi_0 + kR\left[\sqrt{\varepsilon_1}\left(1+\xi-\sqrt{1+2\xi\cos(\theta)+\xi^2}\right)+\ldots\right.$$
$$\left.\ldots+\sqrt{\varepsilon_2}\left(1+\frac{d}{R}\right)\frac{\sqrt{\xi^2-1}}{2\xi}\ln\left(\frac{1+2\xi\cos(\theta)+\xi^2}{(1+\xi)^2}\right)\right], \qquad (5)$$

где ϕ_0 – фазовый набег в осевом канале КЛ.

При отсутствии смещения центра образующей из плоскости первичной антенной решётки, решение (5) имеет предельный вид

$$\lim_{\xi\to 0}\phi_{\substack{QDL\\K=2}}(\theta) = \sqrt{\varepsilon_2}kR\left(1+\frac{d}{R}\right)\left[1-\cos(\theta)\right]+\phi_0 \qquad (6)$$

Распределения вносимых КЛ фазовых задержек в случае ε_1=2 и ε_2=1 при ξ=0 и ξ=0,5 показаны на рис. 4.

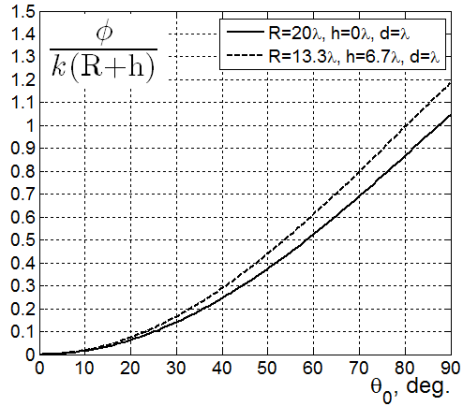


Рис. 4. Распределение фазовых задержек по КЛ для КУУС K=2.

Fig. 4. Phase delay distribution in DL in case of K=2

IV. Заключение

Получено аналитическое выражение градиента распределения фазового сдвига (2), вносимого дискретной КЛ с образующей в виде дуги окружности с учётом выноса первичной АР из центра линзы, обобщённое на случай диэлектрического заполнения внутреннего объёма и окружающего КЛА пространства. Приведены частный вид (4) и аналитическое решение (5) при КУУС $K(\theta_0) = 2$, а также численные результаты.

V. References

[1] Schwartzman L., Stangel J.J. The Dome Antenna. *The Microwave Journal*. Vol. 18, October 1975, pp. 31-34

[2] Xiang Z.-P. Theoretical calculation of phased array lens antenna. *1982 Military microwaves. Conference Proceedings'82*, London, England, 1982, pp. 506-511.

[3] Bubnov G.G., Korostyshevskiy Ye.N. Sergeev V.N. Obolochechnaya linza dlya uvelicheniya sektora skanirovaniya ploskoy FAR [Dome lens for a plane phased array antenna's scanning sector extension]. *Antenny*, No. 28, 1980, pp. 26-33.

[4] Litun V.I., Mitrokhin V.N. Approximation of Envelope of Dome-Lens Antenna. *Vestnik MGTU. Priborostroenie*. 2012, No 3, pp. 68-74.

[5] Litun V.I., Mitrokhin V.N., Fyodorov A.K. Phase delay distribution in Dome Antenna with displaced feeding array*2012 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012)*. Sevastopol, 2012, pp. 461-462.

[6] Litun V.I., Mitrokhin V.N. Phase distributions of dome antenna with forced interception. *Antennas*, 2013, No 4 (191), pp. 3-8.

[7] Litun V.I., Mitrokhin V.N. Waveguide-based dome lens antenna with quasioptimal shape generating line. *2013 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE'2013)*. Qingdao, China. 25-28 Aug. 2013, pp. 296—299. doi:10.1109/ICMTCE.2013.6812439

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INFLUENCE OF TEM-HORN APERTURE SIZE ON IRRADIATED ULTRA-SHORT PULSE PARAMETERS

Bobreshov A. M., Kretov P. A., Lysenko N. A., Meshcheryakov I. I., Uskov G. K.
Voronezh State University, Universitetskaya sq., 1, Voronezh, 394006, Russia
Phone: +7 (473) 220-83-96, e-mail: uskov@phys.vsu.ru

Abstract — There studied influence of TEM-horn aperture size on irradiated ultra-short pulse signal's shape and duration, as well as its spectrum width. There also proposed a computational model employing FDTD simulation which is then used to obtain irradiated signals and spectrums.

ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРОВ АПЕРТУРЫ *ТЕМ*-РУПОРА НА ПАРАМЕТРЫ ИЗЛУЧЁННОГО СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА

Бобрешов А. М., Кретов П. А., Лысенко Н. А., Мещеряков И. И., Усков Г. К.
Воронежский государственный университет, Университетская пл., 1, Воронеж, 394006, Россия
Тел.: +7 (473) 220-83-96, e-mail: uskov@phys.vsu.ru

Аннотация — Исследовано влияние размеров апертуры ТЕМ-рупора на форму и длительность излучённого сверхкороткого импульса, а также на ширину его амплитудно-частотного спектра. Также предложена численная модель антенны в рамках метода FDTD, при использовании которой получены излучённые сигналы.

I. Введение

Как известно, сверхширокополосная (СШП) антенна может существенно искажать форму сигнала для разных направлений излучения [1], поэтому существенный интерес представляет управление параметрами сигнала хотя бы для одного направления, особенно если при этом отсутствует возможность управления ими за счёт изменения параметров самого генератора.

Наиболее простым способом такого управления нам представляется варьирование небольшого числа геометрических параметров антенны, наиболее значительно влияющих на длительность и форму излучённого сигнала, а следовательно, и на ширину и форму его амплитудно-частотного спектра (АЧС).

В данной работе мы исследовали ТЕМ-рупорную антенну, как удовлетворяющую всем требованиям для излучения сверхкоротких импульсов (СКИ), формируемого генератором из работы [2], а в качестве варьируемого параметров был выбран размер её раскрыва.

II. Моделирование излучения СКИ ТЕМ-рупором

Способ формирования СКИ с длительностью, не превышающей 500 пс, описан в [2]. Выходной сигнал такого генератора, нагруженного на сопротивление 50 Ом, представлен на рис. 1. Длительность положительного выброса импульса величиной 80 В составляет приблизительно 180 пс по уровню 0,5, а его амплитудно-частотный спектр имеет ширину 4,8 ГГц по уровню −20 дБ, максимум спектра располагается на частоте примерно 1 ГГц (см. в [3]).

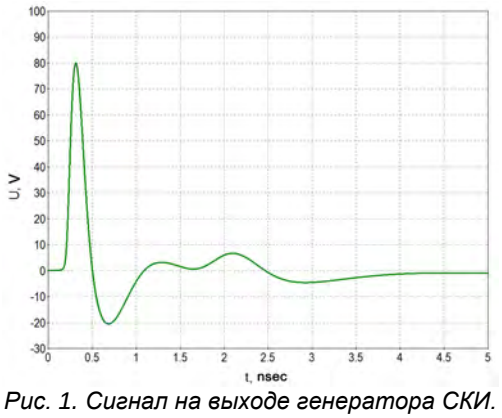


Рис. 1. Сигнал на выходе генератора СКИ.

Fig. 1. Ultra-short generator output signal

Для излучения сигнала использовался ТЕМ-рупор с экспоненциальным профилем раскрыва, детально описанный в работе [3]. Его параметры были выбраны следующим образом: протяжённость вдоль оси x (главного направления излучения) L = 300 мм, волновое сопротивление $Z(x)$ изменяется от R_0 = 50 Ом до $R_L = 120\pi$ Ом по формуле

$$Z(x) = R_0 \exp\left[\frac{x}{L}\ln\frac{R_L}{R_0}\right].$$

Расстояние между лепестками $H(x)$, также называемое вертикальным профилем раскрыва антенны, выбиралось в виде

$$H(x) = H_0 \exp\left[\sqrt{\frac{x}{R}}\ln\frac{H_L}{H_0}\right],$$

где $0 \le x \le L$, $H_0 = H(0)$ = 2 мм, $H_L = H(L)$.

В качестве варьируемого параметра была выбрана величина апертуры в вертикальной плоскости H_L, со значениями 100, 200 и 300 мм. Ширина лепестка $B(x)$, или горизонтальный профиль раскрыва, рассчитывался по формуле, приведённой в [4]:

$$B(x) = \frac{H(x) - 2\Delta}{2}\left[\frac{200\pi\ \text{Ом}}{Z(x)} - 1\right],$$

где Δ = 0,2 мм — толщина лепестка антенны.

Моделирование антенны проводилось при помощи метода конечных разностей во временной области (FDTD) по методике, предложенной в [5]. На вход антенны подавался импульс, приведённый на рис. 1, при помощи сосредоточенного источника напряжения с выходным сопротивлением 50 Ом, после чего вычислялось поле, создаваемое антенной в дальней зоне (ДЗ). Нахождение поля в ДЗ производилось путём вычисления интеграла Кирхгоффа на замкнутой поверхности, окружающей антенну [6]. Спектр сигнала лежит в диапазоне от 0,06 до 4,86 ГГц, по уровню −20 дБ, нижняя граничная частота излучения по уровню КСВН = 2 составляет не менее 0,56 ГГц,

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

при таких условиях нижняя граница ДЗ для рассматриваемых антенн не превосходит 3 м. Поэтому расстояние до точки наблюдения выбрано равным 30 м — с большим запасом.

Точность преобразования поля из ближней зоны в дальнюю в значительной степени определяется параметрами расчётной сетки. Поэтому ячейки сетки выбирались такими, чтобы их наибольший продольный размер не превышал 1 мм, что соответствует примерно 60 ячейкам на минимальную длину волны, присутствующую в исследуемом диапазоне спектра сигнала. Шаг по времени составляет 1,125 пс. Этих параметров достаточно для точного моделирования распространения сигнала в расчётном объёме и построении геометрии антенны, т. к. частота дискретизации с большим запасом превосходит частоту Найквиста для рассматриваемого сигнала.

Кроме того, на границе области моделирования был помещён идеально согласованный слой толщиной 8 ячеек, поглощающие отраженные от границы расчетной сетки волны [5].

III. Результаты моделирования антенн

Описанным выше образом было проведено моделирование излучения СКИ рупорами с H_L = 100, 200 и 300 мм. На рис. 4 представлена составляющая E_z электромагнитного поля в точке, расположенной на расстоянии 30 м от антенны в направлении главного излучения. Видно, что увеличение H_L приводит к увеличению размаха и длительности положительных и отрицательных лепестков излучённого сигнала.

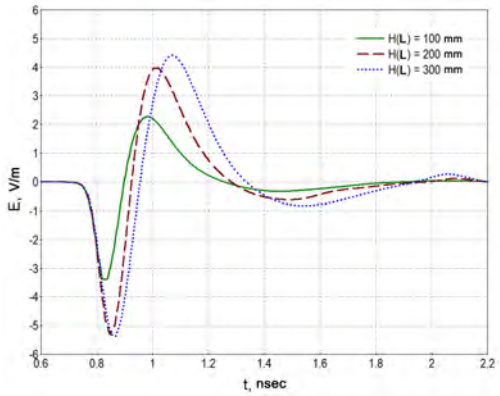


Рис. 4. Составляющая E_z сигнала в ДЗ.

Fig. 4. Far-field signal's E_z component

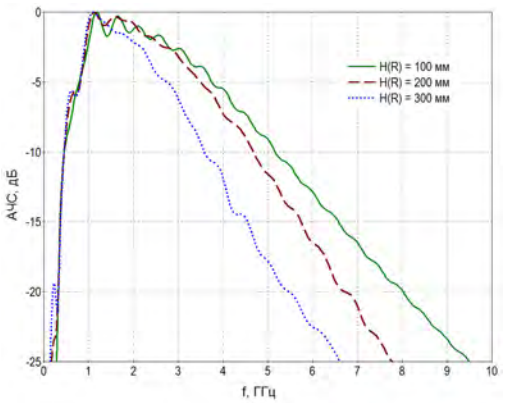


Рис. 5. Амплитудно-частотный спектр составляющей E_z сигнала в ДЗ.

Fig. 5. Far-field signal's E_z component frequency spectrum magnitude

На рис. 5 представлены АЧС излучённых сигналов. Можно заметить, что увеличение H_L приводит к увеличению ширины АЧС импульсов: ширина спектра по уровню −20 дБ антенны с наименьшей апертурой составляет 7,7 ГГц, что на 2,5 ГГц больше, чем ширина спектра антенны с наибольшей апертурой.

На рис. 6 представлены зависимости коэффициента усиления (КУ) рассмотренных антенн от частоты. Увеличение H_L приводит к уменьшению максимального значения коэффициента усиления, росту его величины от −1…6 дБ до 7…13 дБ на частотах до 2 ГГц и уменьшению от 15…17 дБ до 10…13 дБ на частотах от 8 до 10 ГГц.

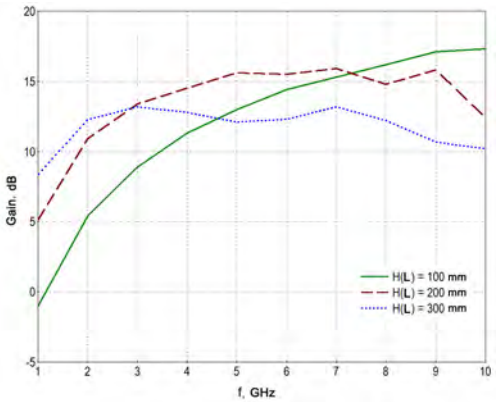


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов усиления антенн.

Fig. 6. Antenna gains frequency dependence

IV. Заключение

Исследовано влияние размеров апертуры ТЕМ-рупора на параметры излучённого СКИ. Увеличение её размеров приводит, с одной стороны, к увеличению ширины амплитудно-частотного спектра сигнала, а с другой — к уменьшению его амплитуды. Это связано с тем, что уменьшение КУ на низких частотах и одновременное увеличение на высоких приводит к расширению спектра наблюдаемого импульса. Однако, ввиду того, что основная энергия входного сигнала сосредоточена в низкочастотной области, происходит уменьшение размаха излученного импульса.

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2014-2016 годы. Проект №978.

V. References

[1] Bobreshov A. M., Meshcheryakov I. I., Uskov G. K. A Circuit for Compensation of Shape Distortions of Ultrashort Pulses of the Electromagnetic Field Radiated by an Ultra-Wideband Antenna. *Journal of Communications Tecnology and Electronics, 2013, No. 4, Vol. 58, pp. 290-294.*

[2] Bobreshov A. M., Stepkin V. A., Kitaev Y. I., Uskov G. K. Ultra-short pulse generation. *Wave Propgation Radio Syst*, 2011, No. 14, pp. 103-108.

[3] Bobreshov A. M., Meshcheryakov I. I., Uskov G. K. A System for Control of the Shape and Duration of Radiated Ultrashort Pulses. *Journal of Communications Tecnology and Electronics, 2014, No. 9, Vol. 59, pp. 965-971.*

[4] Ashikhmin A. V. *Proektirovanie i optimizatsiya sverhshirokopolosnyh antennyh ustroistv i sistem dlya apparatury radiokontrolya* [Design and Optimization of Ultra-Wideband Antenna Devices and Systems for Radiomonitoring Facilities]. Moscow, Radio i svyaz', 2005. 486 p.

[5] Davidson D. B. Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering. *Cambridge Univ. Press*, 2005.

[6] Ramahi O. M. Near- and far-field calculations in FDTD simulations using Kirchhoff surface integral representation. *IEEE Trans*., 1997, No. 5, pp. 75.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE DUAL-BAND ANTENNA FOR NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

Gafarov E. R., Salomatov Y. P.
Institute of Engineering Physics and Radioelectronics
of Siberian Federal University
Str. Kirenskogo 28, Krasnoyarsk, 660074, Russian Federation
Tel.: (391) 2912967, e-mail: slazen@mail.ru

Abstract — The results of modeling and experimental study of a dual-band antenna for global navigation satellite system were submitted. The argumentation of the antenna structure, consisting of a two-layer patch radiator and broadband power divider with equal amplitude and 120 degrees phase shifts was presented. Based on results the conclusions of applicability obtained antenna for satellite navigation systems have been made.

ДВУХЧАСТОТНАЯ АНТЕННА ДЛЯ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИИ

Гафаров Е. Р., Саломатов Ю. П.
Институт инженерной физики и радиоэлектроники
Сибирского федерального университета
ул. Киренского, 28, Красноярск, 660074, Россия
тел.: (391) 2912967, e-mail: slazen@mail.ru

Аннотация — В работе представлены результаты моделирования и экспериментального исследования двухчастотной антенны для спутниковой радионавигации. Приведено обоснование конструкции антенны, состоящей из двухслойного патч излучателя и широкополосного равно амплитудного делителя мощности с разностью ваз между выходами 120°. На основе полученных результатов сделаны выводы о применимости полученной антенны для систем спутниковой радионавигации.

I. Introduction

Currently there is plurality of antennas for receiving radio navigation signal at multiple frequencies (L1, L2). The different types of antennas are characterized by various parameters. For example, spiral slot antenna [1] has an excellent polarization characteristics and stable phase center. However, the disadvantage of such an antenna is low efficiency. The Microstrip patch antenna also is used in the sector of satellite radio navigation systems [2]. Their advantage with comparison the spiral slot antenna is a high efficiency at the resonance frequency. But to ensure high axial ratio [3] necessary to be used several feeding points of the patch with a constant phase shift of each output. However, the number of power points of the patch should not be too large, otherwise due to the transfer of power between the ports the efficiency of the antenna will be decrease. To provide the dual-band mode, need to use two radiating patch and broadband divider with a phase shift between the outputs. With the combination of requirements for the patch can propose antenna for receiving navigation signals.

Further dual-band patch antenna with high efficiency and high axial ratio will be represented.

II. Main Part

The CAD model of dual-band two layer patch antenna was constructed (Fig. 1). The antenna consists of a power divider with three equal amplitude outputs with a phase difference (0˚, 120˚, 240˚) on outputs, moreover antenna includes patches designed for frequencies L1 and L2. The divider based on quarter-wave line segments with unequal wave impedance is implemented [4]. The divider under the screen of the antenna on a dielectric substrate Rogers RO 4003 with permittivity 3.55 is realized. On the same substrate patch L1 is implemented. Patch L2 of thickness metal 0.5 mm on air substrate is implemented. To extend the operating frequency band the capacitive fed microstrip of patch is used (L1). In other words, the output power from divider is supplied by means of metal pins on the small disks, which have no electrical contact with the patch. To transmit the power to patch L1 into patch L2 via holes is performed. Mounting patches to the substrate with a divider ground plane is carried by a metal rod positioned in the geometric center of the antenna. The diameter of the patch L1 is 88,5 mm, L2 the patch size is 124 mm. The diameter of the ground plane is 180 mm.

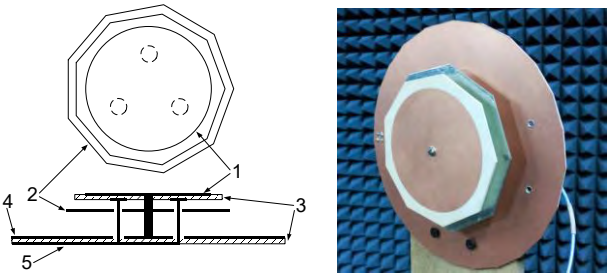


Fig. 1. Geometry of the proposed antenna and photo: 1 – L1 patch; 2 – L2 patch; 3 – substrate; 4 – ground plane; 5 – divider.

Рис. 1. Внешний вид и фото антенны: 1 – патч L1, 2 – патч L2, 3 – подложка, 4 – экран, 5 – делитель

To ensure low transmission coefficient between ports and, therefore, high efficiency of antenna the three feeding points were selected. Thus, by using two feeding points of the antenna efficiency at the two frequencies it was more than 95%. However, due to the lack of symmetry in the geometry of the antenna with two feed points the maximum of AR pattern is deviated so that in the reference direction equal 0.5 and below. Antenna with four feed points has a high transmission coefficient between ports, and therefore, low efficiency, which amounted to 0.6. Since symmetric geometry with three feed point the pattern deviation and AR to the reference direction have been absent. The antenna efficiency is not less than 92%.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Further the results of experimental studies and modeling obtained for optimal configuration of dual-band antenna with right hand circular polarization will be presented.

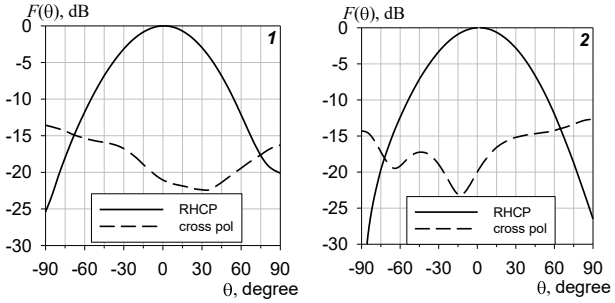


Fig. 2. Radiation patterns for right and left polarization at center frequency of L1 in vertical (1) and horizontal (2) planes.

Рис. 2. Диаграммы направленности для правой и левой поляризации на центральной частоте диапазона L1 в вертикальной (1) и горизонтальной (2) плоскостях

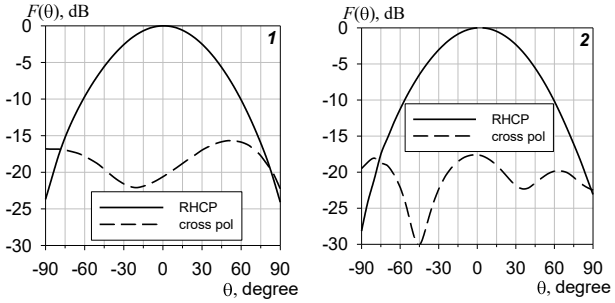


Fig. 3. Radiation patterns for right and left polarization at center frequency of L2 in vertical (1) and horizontal (2) planes.

Рис. 3. Диаграммы направленности для правой и левой поляризации на центральной частоте диапазона L2 в вертикальной (1) и горизонтальной (2) плоскостях

To minimize multipath the experimental study of antenna in the far field in an anechoic chamber was carried out. The measured amplitude radiation pattern to the right circular and cross-polarization in two orthogonal pl

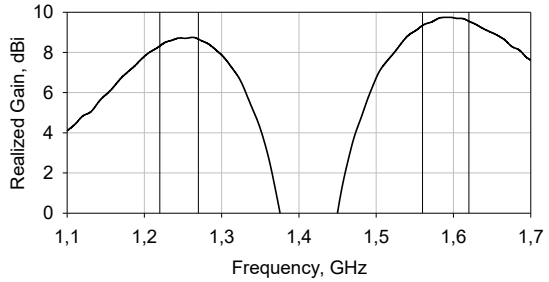


Fig. 4. Measured realized gain of antenna.

Рис. 4. Измеренный коэффициент усиления

Feature for patch antennas in a recession AR to the horizon direction (90 degrees) was marked. Due to the three-phase powering radiating elements to reference direction the antenna has a high AR at dual-band. The widths of the radiation pattern on the top (L1) and lower (L

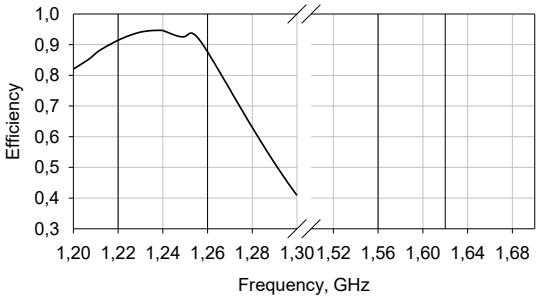


Fig. 5. Total efficiency of proposed patch antenna.

Рис. 5. КПД антенны

As noted above, the antenna has a high efficiency at operating frequencies. The frequency dependence of the efficiency obtained by modeling results is shown in fig. 5.

III. Discussion

As seen from the characteristics obtained above, the antenna has radiation pattern width is about 60 degrees equal as well L1 as L2. The obtained realized gain more than 9 dB (Fig. 4). High AR and low cross-polarization level (less than -17 dB) in the reference direction was obtained. At the corners to 90 degrees the antenna has a high level of cross polarization, typically to this kind of radiating element. The reflection coefficient of the antenna is less than -15 dB.

IV. Conclusion

Modeling and experimental study of a dual-band two-layer patch antenna was produced. A distinctive feature of antenna is using of three feed points patch. To provide operation in dual-band mode with three points the high AR (as in the four feed points) and high efficiency (as an antenna with two points) can be obtained. Using capacitive feed of patch allows ensuring reception navigation signals L1, L2 GLONASS as well as GPS. Investigation and analysis of the results shown that the antenna operates in dual-bands with right circularly polarization with an efficiency of at least 90%. Thus, the resulting antenna can be used for signals of global navigation satellite systems.

V. References

[1] E. R. Gafarov, Y. P. Salomatov. Spiral'no-shhelevaja antenna krugovoj poljarizacii s polym jekranom. Vserossijskaja nauchno-tehnicheskaja konferencija «Sistemy svjazi i radionavigacii», pp. 102-104, 2014.

[2] C.M.Su and K.L.Wong. A dual-band GPS microstrip antenna. Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 33, no. 4, pp. 238–240, May 2002.

[3] E. R. Gafarov, Y. P. Salomatov. Hexagonal FSS for GLONASS/GPS antenna with improved axial ratio. *IEEE, International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2011,* Siberian Federal University, Krasnoyarsk 2011. pp. 159-161.

[4] Chen Lin, Fu-Shun Zhan. A Three-Fed Microstrip Antenna for Wideband Circular Polarization. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, vol. 9, pp. 359-362, 2010.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

CALCULATION OF CYLINDRICAL LUNEBURG LENS RADIATION WITH GREEN'S FUNCTIONS OF RADIALLY INHOMOGENEOUS MEDIUMS

Korotkov A. N., Shabunin S. N.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: (343) 3744886, e-mail: s.n.shabunin@urfu.ru

Abstract — The technique for calculation of Luneburg lens antennas radiation is suggested. The technique is based on Green's functions of radially inhomogeneous cylindrical structures. The model of equivalent radial lines is used. Voltages and currents in equivalent lines are associated with spectral components of electromagnetic field. Transfer matrixes of layers and borders are used. Boundary conditions are modelled by equivalent loads. The field in the far zone is defined by the saddle point method. There is no need of calculation electromagnetic field at all points. Thus high calculation efficiency of the offered method is of space. at the expense of what the high speed of calculations is reached.

РАСЧЕТ ПОЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ ГРИНА РАДИАЛЬНО-НЕОДНОРОДНЫХ СРЕД

Коротков А. Н., Шабунин С. Н.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (343) 3744886, e-mail: s.n.shabunin@urfu.ru

Аннотация — Предложена методика расчета излучения антенн на основе линзы Люнеберга. Методика основана на применении аппарата функций Грина радиально неоднородных цилиндрических структур. Для анализа используется модель эквивалентных радиальных линий. Напряжения и токи в ней ассоциируются со спектральными компонентами электромагнитного поля. Используются матрицы передачи слоев и границ. Граничные условия моделируются концевыми нагрузками. Поле в дальней зоне определяется методом перевала. При решении задач излучения отсутствует необходимость расчета поля во всех точках пространства, за счет чего достигается высокая скорость вычислений.

I. Введение

Линзы Люнеберга применяются при построении многолучевых и сканирующих антенных систем. Коэффициент рефракции линзы Люнеберга изменяется от $\sqrt{2}$ в центре до единицы на краю по закону [1]

$$n(r)=\sqrt{\varepsilon'(r)}=\sqrt{2-(r/a)^2}, \qquad (1)$$

где ε' - относительная диэлектрическая проницаемость материала линзы, r - радиальная координата в сферической или цилиндрической системе координат, a - внешний радиус линзы. Обычно линзы изготавливают как многослойные конструкции со ступенчатым изменением коэффициента рефракции с законом, близким к (1).

С развитием программных средств задачу излучения линзовых антенн чаще решается прямым моделированием в Ansoft HFSS [2], CST Microwave Studio [3] и им подобным средам. При решении задач оптимизации ступенчатого профиля линзы существенны требования к скорости выполнения расчетов. Существенно ускорить решение задачи излучения линзы Люнеберга позволяет использование аппарата тензорных функций Грина. В [4] показана эффективность применения данного подхода к анализу сферических линз. Ускорение вычислений связано с отсутствием необходимости определения поля внутри линзы. Расчет можно выполнить сразу для дальней зоны, используя соответствующие математические методы. Предложенный в [5] метод анализа слоистых цилиндрических структур позволил решить задачу создания компактных и быстро работающих алгоритмов решения задачи излучения цилиндрической линзовой антенны при возбуждении ее как одиночными слабонаправленными антеннами, так и линейными антенными решетками.

II. Основная часть

Анализируемая структура показана на рис.1. Количество слоев и их электродинамические параметры произвольны (рис. 1). Первичный источник излучения расположен на расстоянии r_A от центра линзы.

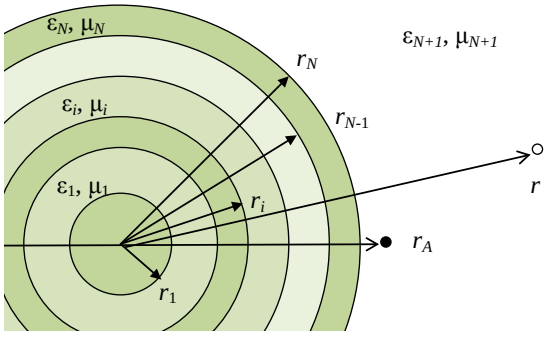


Рис. 1. Цилиндрическая многослойная линза Люнеберга.

Fig. 1. Multilayered cylindrical Luneburg lens

В соответствии с предложенным подходом спектральные плотности продольных компонентов поля ставятся в соответствие с напряжениями и токами в эквивалентных линиях передачи, моделирующих радиальную структуру линзы. Остальные компоненты поля рассчитываются через продольные. Поле определяется во всех точках пространства. Однако, при решении антенных задач излучения наибольший интерес представляет поле в дальней зоне. Его расчет упрощается при использовании как асимптотики цилиндрических функций, так и применения метода перевала. Это позволяет сократить в сотни и тысячи

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

раз время вычислений по сравнению с традиционно используемыми программами.

Например, поле цилиндрической линзы Люнеберга, возбуждаемой нитью электрического тока, расположенной вблизи поверхности линзы имеет вид

$$E_z(r,\varphi,z) = -\frac{k_0 I_0^{\ni}}{4\pi}\sqrt{\frac{2}{\pi}}\,\mathrm{e}^{-j\frac{\pi m}{2}}\,\mathrm{e}^{j\frac{\pi}{4}}\,\frac{\mathrm{e}^{-jk_0 r}}{\sqrt{k_0 r}}\times$$
$$\times\sum_{m=0}^{\infty}\vec{V}_E(r_A,r_N)\,\frac{\varepsilon_m e^{-jm\varphi}}{\left(\vec{Y}_{NE}^{+}+\vec{Y}_{NE}^{+}\right)}\,\frac{1}{H_m^{(2)}\left(\gamma_{N+1}r_N\right)}, \qquad (2)$$

где $\vec{V}_E(r_A,r_N)$ - модальное напряжение в эквивалентной линии в сечении r_A относительно сечения r_N, $\vec{Y}_{NE}^{+}$, $\vec{Y}_{NE}^{+}$ - входные проводимости в сечении влево и вправо от сечения r_N, $H_m^{(2)}(\gamma_{N+1}r_N)$ - функция Ганкеля второго рода, γ_{N+1} - постоянная распространения в *i*-м отрезке линии, символ $\varepsilon_m = 1,\ m=0;\ \varepsilon_m = 2,\ m\neq 0$.

На рис. 2 показаны диаграммы направленности цилиндрической линзы Люнеберга, возбуждаемой нитью тока, расположенной непосредственно у внешней поверхности цилиндра. Использована модель шестислойной структуры с равномерным шагом.

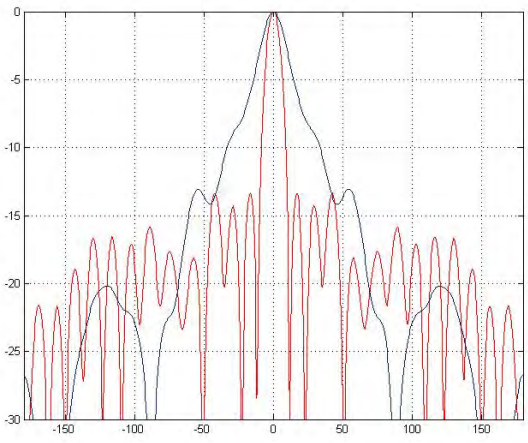


Рис. 2. Диаграмма направленности линзы Люнеберга внешним радиусом k_0r_6=1,2 (синий), k_0r_6=6,0 (красный).

Fig. 2. Radiation pattern of the Luneburg lens antenna. Outer radius is.k_0r_6=1,2 (blue), k_0r_6=6,0 (red)

Предложенный подход позволяет в едином решении выполнять расчеты рассеянного поля для задач дифракции волн на многослойном цилиндре. Для этого достаточно отнести источник на достаточное удаление, например 250 длин волн для не слишком толстых структур. Пример расчета рассеянного поля на двухслойном цилиндре показан на рис.3. Диэлектрическая проницаемость первого слоя ε_1=2, второго ε_2=1,5. Слои равной толщины.

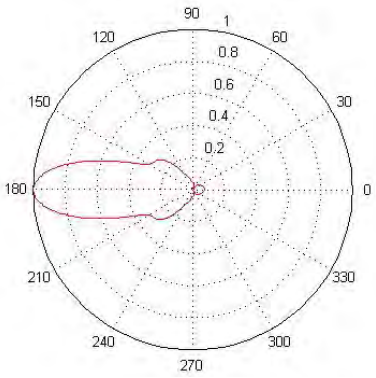


Рис. 3. Диаграмма поля, рассеянного двухслойным цилиндром с внешним диаметром k_0r_2=6,0.

Fig. 3. Scattering pattern of the plane wave by two-layer dielectric cylinder (ε_1=2, k_0r_1=3; ε_2=1.5, k_0r_2=6)

Отсутствие необходимости определения поля во всех пространства за счет учета соотношений между компонентами поля внутри цилиндра на этапе теоретического решения задачи позволило существенно уменьшить время вычислений. Это особенно важно для задач оптимизации и синтеза антенн на основе линзы Люнеберга.

III. Заключение

1. Предложен компактный алгоритм решения задач излучения многослойных линз Люнеберга на основе аппарата функций Грина многослойных цилиндрических структур. Имеется возможность учесть потери в материале.

2. Отсутствуют ограничения на электродинамические характеристики материалов линзы. Метаматериалы также могут быть исследованы.

3. Приведены диаграммы направленности антенн на основе линзы Люнеберга. .

4. Показана возможность решения задач дифракции волн на многослойных магнитодиэлектрических структурах.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

IV. References

[1] R.K. Luneberg, The Mathematical Theory of Optics. Providence. RT: Brown Univ. Press, 1944.

[2] S. R. Baev, S. M. Gechev, B. N. and P. I. DankovHadjistamov, “Modeling and Simulations of Lüneburg Lens Antennas for Communication Purposes”, Proc. TELFOR 2008, 16th Telecommunication Forum, Belgrade, Serbia, pp. 488-491.

[3] T.-T. Chia and W.-Y. Lim, “Design of Low Profile Cylindrical Luneburg Lens Antenna”, Proc. EuCAP, Amsterdam, The Netherlands, 2014, pp. 3011-3013.

[4] B. Panchenko, M. Gizatullin, “Synthesis of plane and curved multilayer electromagnetic absorbers”. Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation. EuCAP, Edinburgh, Great Britain, 2007, pp. 518-520.

[5] S. Knyazev, Yu. Kostitsyn and S. Shabunin, “Green's Function Formulation for Multilayered Cylindrical Structures and Its Application to Scattering Problems”, Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2011, Rome; Italy. 2011. V, I., . pp. 498-501.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

FLAT ZONED LENS ANTENNAS

Manuilov B. D., Manuilov M. B., Strelchenko S. A., Chernykh V. B.
Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication"
130, Nansen Str., Rostov-on-Don, 344038, Russian Federation
Ph.: (863) 2000500, e-mail: m_manuilov@sfedu.ru

Abstract — The zoning method for the flat lens antennas with step-wise radial dependence of effective dielectric constant is proposed. It is shown that the characteristics of the flat zoned lens antenna are close to the characteristics of the non zoned antenna in case of the feed placed into the focus as well as in case of the feed moved across and along the axis of the lens. In accordance with the obtained numerical evaluations, the operational frequency band of the zoned flat lens antennas is not less than 10%.

ПЛОСКИЕ ЗОНИРОВАННЫЕ ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ

Мануилов Б. Д., Мануилов М. Б., Стрельченко С. А., Черных В. Б.
ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия
тел.: (863) 2000500, e-mail: m_manuilov@sfedu.ru

Аннотация — Предложена методика зонирования плоских фокусирующих линзовых антенн с дискретно изменяющейся вдоль радиуса эффективной диэлектрической проницаемостью. Показано, что характеристики плоских зонированных линзовых антенн на расчётной частоте не уступают аналогичным незонированным антеннам как при осевом расположении облучателя, так и при его смещении в поперечном и продольном направлениях. Оценка диапазонных свойств зонированных плоских линз показала, что полоса рабочих частот составляет не менее 10%.

I. Введение

Известна обобщённая линза Микаэляна [1] представляющая собой плоский лист диэлектрика, коэффициент преломления в котором убывает от центра в радиальном направлении по определённому закону. Если подобную линзу облучать с некоторого расстояния сферической волной, то на её выходе формируется плоский фазовый фронт. Трудность реализации подобных антенн состоит в том, что коэффициент преломления в материале линзы должен изменяться вдоль радиуса непрерывно. При этом траектории лучей в линзе становятся криволинейными.

На практике возможно реализовать плоские линзы с дискретным изменением коэффициента преломления и с прямолинейными траекториями лучей в линзе за счёт перфорирования листа диэлектрика отверстиями [2]. Увеличение диаметра плоских линзовых антенн (ЛА) предполагает увеличение диэлектрической проницаемости ε материала линзы и его толщины, что является недостатком плоских линз, так как увеличивает вес линз и потери в их материале.

Целью данной работы является анализ возможности зонирования фокусирующих плоских ЛА с дискретным изменением коэффициента преломления вдоль радиуса. Решаемые задачи: разработка методики зонирования плоских линзовых антенн, оценка их основных характеристик.

II. Методика зонирования плоских линзовых антенн

Дискретное изменение коэффициента преломления в плоских линзовых антеннах (рис. 1) осуществляется следующим образом. Положим для общности, что передний и задний фокусы линзы (F и f) находятся в ближней зоне, толщина линзы τ. Запишем выражения для электрических длин осевого луча и луча, проходящего через точку с радиусом-вектором $\rho_m = m\,\Delta$, где Δ – константа (шаг дискретизации):

$$S_0 = F + \tau \cdot \sqrt{\varepsilon} + f\ , \qquad (1)$$

$$S_m = \sqrt{F^2 + \rho_m^2} + \tau\sqrt{\varepsilon_m} + \sqrt{f^2 + \rho_m^2}\ . \qquad (2)$$

Параметр ε_m ($\varepsilon_m \le \varepsilon$) в (2) обозначает диэлектрическую проницаемость материала линзы на расстоянии ρ_m от оси. Из (1) и (2) для незонированных антенн следует:

$$\varepsilon_m = \left(\sqrt{\varepsilon} - \frac{\sqrt{F^2 + \rho_m^2} - F}{\tau} - \frac{\sqrt{f^2 + \rho_m^2} - f}{\tau} \right)^2 . \qquad (3)$$

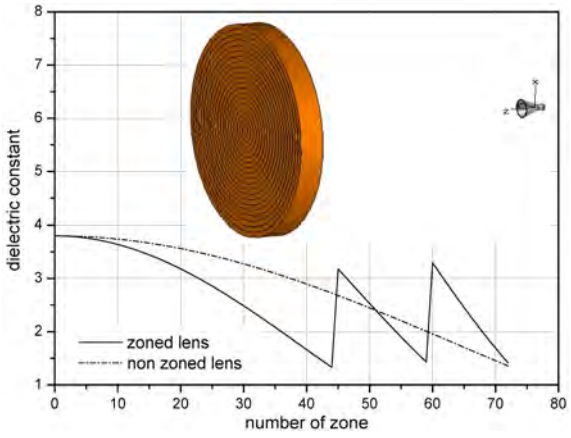


Рис. 1. Плоская линзовая антенна и профиль диэлектрической проницаемости для зонированной и незонированной линз.

Fig. 1. Flat lens antenna and the profile of dielectric constant for zoned lens and non zoned lens

В случае фокусировки линзовой антенны на бесконечность в выражениях (1) - (3) исключаются последние слагаемые. Для зонирования линзовых антенн необходимо положить разность $S_m - S_0$ равной целому числу (μ_m) длин волн, то есть минимизировать выражение

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$Y(\rho_m, \varepsilon_m) = S_m - S_0 - \mu_m \lambda \,. \qquad (4)$$

Задаваясь величинами ρ_m, можно из (4) найти значения ε_m, минимизирующие $Y(\rho_m, \varepsilon_m)$. Величина μ_m выбирается таким образом, чтобы получить приемлемые значения ε_m.

Для определения характеристик ЛА ниже применён апертурный метод. При этом для нахождения амплитуд и фаз поля в раскрыве ЛА использовался метод геометрической оптики. Данная аналитическая методика расчета ЛА обеспечивает хорошее согласие с результатами электродинамического моделирования методом конечного интегрирования [3].

III. Характеристики плоских зонированных линзовых антенн

Рассмотрим плоскую линзу с радиусом 18 см при $F = 50$ см, $f = \infty$. Длина волны $\lambda = 1$ см, шаг дискретизации $\Delta = 0.25\lambda$, $\varepsilon =$ 3.8. При зонировании в (4) было принято $\mu_0 ... \mu_{44} = 0$, $\mu_{45} ... \mu_{59} = 1$, а $\mu_{60} ... \mu_{72} = 2$. Диаграмма направленности (ДН) облучателя задавалась в виде $\cos^{16}(\theta)$ и полагалась частотно независимой. Профиль диэлектрической проницаемости приведен на рис. 1 для зонированной и незонированной линз.

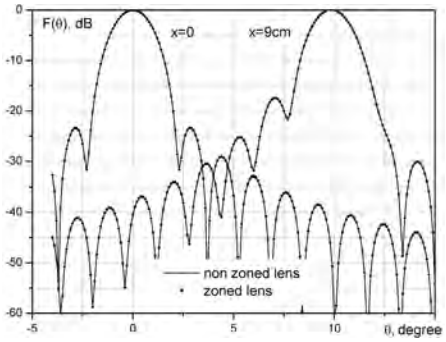


Рис. 2. Диаграммы направленности линз с облучателем в фокусе и при его смещении по x.

Fig. 2. Radiation pattern of lenses with the feed placed into the focus and feed shifted along x

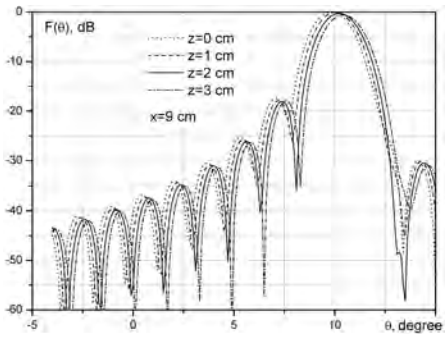


Рис. 3. Диаграммы направленности линз с облучателем, смещенным по x и z.

Fig. 3. Radiation pattern of lenses with the feed shifted along x and z

На рис. 2 представлены ДН плоской незонированной ($\tau = 4$ см) и зонированной ($\tau = 1.5$ см) линз при размещении облучателя на оси линзы и поперечном смещении его на *x*=9 см при сохранении его ориентации на центр линзы. Из рис. 2 видно, что на рабочей длине волны, как и следовало ожидать, ДН зонированных и незонированных ЛА полностью совпадают. Поскольку в ЛА фокальная поверхность не является плоской, рис. 3 демонстрирует улучшение формы ДН зонированной ЛА для случая поперечного смещения облучателя на *x*=9 см путем его продольного смещения в направлении линзы на *z*= 1, 2 и 3 см. Очевидно наилучшие условия фокусировки имеют место при z=2 см.

Так как зонирование сужает полосу рабочих частот, на рис. 4 и 5 приведены ДН ЛА на трёх длинах волн при поперечном смещении облучателя на *x*=9 см и продольном на *z*=2 см. Из рисунка видно, что в данном случае обеспечивается работоспособность ЛА, как минимум, в полосе частот 10%.

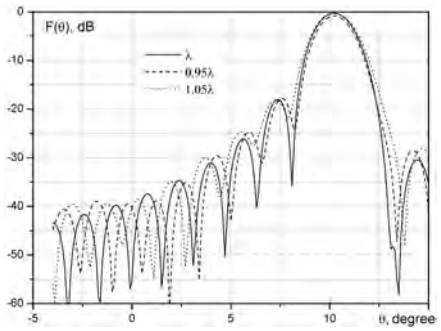


Рис. 4. Диаграммы направленности зонированной линзы на трех длинах волн при x=9 см, z=2 см.

Fig. 4. Radiation pattern of zoned lens by various wavelengths and x=9 cm, z=2 cm

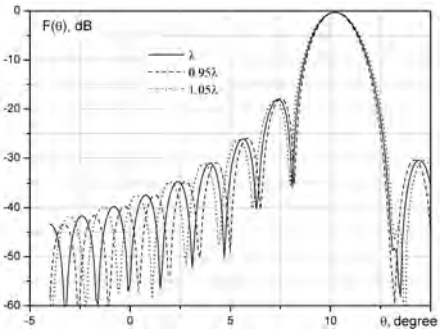


Рис. 5. Диаграммы направленности незонированной линзы на трех длинах волн при x=9 см, z=2 см.

Fig. 5. Radiation pattern of non zoned lens by various wavelengths and x=9 cm, z=2 cm

IV. Заключение

Предложено осуществлять зонирование плоских линзовых антенн путём изменения радиальной зависимости ε. На расчетной длине волны характеристики подобных линзовых антенн не уступают незонированным плоским линзовым антеннам как при осевом расположении облучателя, так и при его смещении в поперечном и продольном направлениях.

Оценка диапазонных свойств зонированной линзы показала, что в рассмотренном примере полоса рабочих длин волн составляет не менее 10%.

IV. References

[1] Zelkin E.G., Petrova R.A. *Lens antennas.* Moscow: Sov. Radio, 1974, 280 p. (in Russian).

[2] Manuilov B.D., Manuilov M.B., Strelchenko S.A., Chernykh V.B. Flat lens antennas. *Proc. 2nd Russian Microwave Conference*, Moscow, IRE RAN, 2014, pp. 357-362. (in Russian).

[3] Weiland T.Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods. *International Journal of Numerical Modeling,* Vol. 9, 1996, pp. 295-319.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SIMULATING THE NEGATIVE IMPEDANCE CONVERTER ON THE EXAMPLE OF THE VHF GROUND PENETRATING RADAR ANTENNA WIDEBAND MATCHING

Kurilenko A. S., Shaidurov K. D.
Ural Federal University named after First President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira str., Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: (343) 3754781, e-mail: clawermachine@gmail.com

Abstract — Model of the Negative impedance converter (NIC) designed in the AWR MO. It allows creating an active wideband not tunable matching circuit. Model of the VHF ferrite antenna designed in the ANSYS HFSS. Its parameters imported to AWR using .sNp format. These models allows to do further investigations and designing the ground penetrating radar antenna system.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОГО КОНВЕРТЕРА ИМПЕДАНСА НА ПРИМЕРЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСОВАНИЯ АНТЕННЫ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО РАДИОЛОКАТОРА ОВЧ ДИАПАЗОНА

Куриленко А. С., Шайдуров К. Д.
Уральский Федеральный Университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (343) 3754781, e-mail: clawermachine@gmail.com

Аннотация — В пакете AWR MO создана модель отрицательного конвертера импеданса (ОКИ), позволяющего реализовать активное широкополосное не перестраиваемое согласование. В программе ANSYS HFSS создана модель ферритовой антенны ОВЧ диапазона, её параметры в формате .sNp импортированы в AWR для реализации согласования. Данные модели позволяют проводить дальнейшие исследования и разрабатывать антенную систему подповерхностного радиолокатора.

I. Введение

В настоящее время всё больше разработок в области ДЗЗ ведётся с использованием ультравысоких и сверхвысоких частот, что влечёт свои особенности проектирования узлов аппаратуры, в частности антенн. В то же время более низкочастотные диапазоны (ВЧ, ОВЧ) незаменимы, например, в области подповерхностной радиолокации, при этом к ним слабо применимы достижения антенной техники СВЧ диапазонов. Одной из проблем является согласование импеданса антенны.

Во второй половине прошлого века для согласования антенн было использовать отрицательный конвертер импеданса [1] (ОКИ; не Фостеровская цепь), который построен на основе теоремы Фостера и наиболее актуален именно для коротковолнового диапазона частот, в котором согласование с помощью элементов конструкции с распределёнными параметрами затруднено.

II. Основная часть

Пример согласования не Фостеровской цепью показан на рис.1. Его главное преимущество заключается в широкополосности согласования, не ограниченной теоретически, и зависящей от характера импеданса антенны и реализации схемы ОКИ, а также ограничиваемой элементами схемы и паразитными параметрами активного элемента.

Принципы построения ОКИ и множество их реализаций подробно описаны в [2,3]. В рамках решаемой задачи нас интересуют схемы без земли (floating) на биполярных либо полевых транзисторах.

Суть работы ОКИ в таком случае наглядно объясняется рис.2 [2]. Известно, что реактивное сопротивление представляет собой сдвиг фаз, и для ёмкости и индуктивности соответственно равно:

$$X_C = -\frac{1}{\omega C}, X_L = \omega L$$

Если же довернуть фазу на 180°, то получим отрицательные ёмкость и индуктивность соответственно:

$$X_C = \frac{1}{\omega C}, X_L = -\omega L$$

Такие элементы ведут себя «зеркально» относительно прототипов, и их импеданс падает с частотой, демонстрируя поведение не Фостеровской цепи.

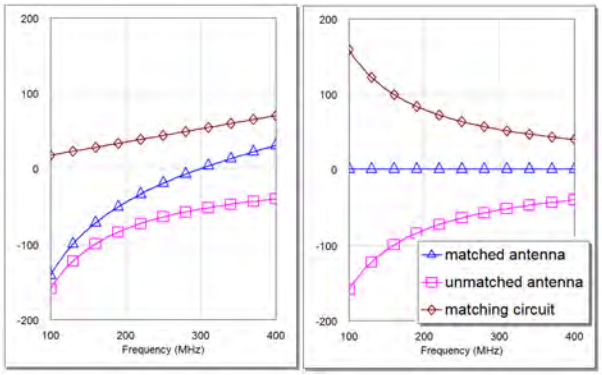


Рис. 1. Сравнение резонансного (слева) и не Фостеровского (справа) согласования.

Fig. 1. Resonance (left) and non-Foster (right) matching comparison

Описанное не Фостеровское согласование исследуется с целью согласования приёмной антенны ППРЛ ОВЧ диапазона с непрерывным излучаемым сигналом. При этом имеются строгие требования по габаритам, а в сочетании со сложностью реализации схемы согласования по принципу антенных тюнеров (коммутируемые ёмкости) и предложением работы в ближней зоне решено применять ферритовую антенну с активным широкополосным не перестраиваемым согласованием ОКИ с дальнейшим исследованием работы в ближнем преимущественно магнитном поле магнитной антенны.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

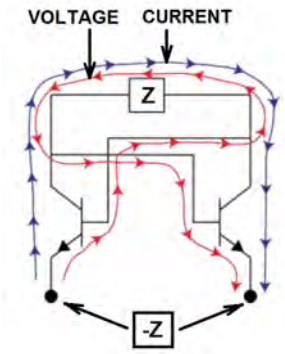


Рис. 2. Пояснение поворота фазы.

Fig. 2. Phase rotation explanation

Основываясь на описанных выше идеях, в программе AWR Microwave Office создана модель ОКИ на двух двухзатворных полевых транзисторах.

На основании изложенных в [4] материалов в программе ANSYS HFSS построена модель магнитной антенны на ферритовом стержне. В результате предварительного изучения различных вариантов построения модели для проведения работы выбрана следующая конструкция ферритовой антенны. Она состоит из двух симметричных обмоток с питанием в центре, а также имеет подобмоточный экран, замыкающий холодные концы обмоток на сигнальную землю, и образует емкостную часть реактивного входного сопротивления антенны (к тому же, емкостной ОКИ в реализации проще индуктивного).

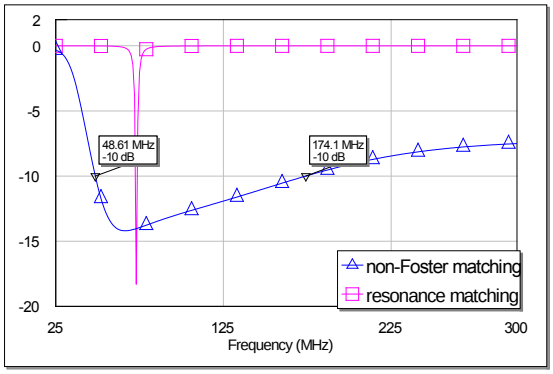


Рис. 3. Коэффициент отражения при резонансном и не Фостеровском согласовании, дБ.

Fig. 3. Resonance matching and non-Foster matching return loss, dB

Результаты расчёта входного сопротивления ферритовой антенны в формате .sNp импортированы в программу AWR Microwave Office и включены в схему согласования в виде эквивалента антенны. Схема согласования представляет собой простейшую цепь из эквивалента антенны и согласующего элемента, в качестве которого выступает импедансно-сопряжённый элемент для резонансного согласования и ОКИ для не Фостеровского согласования. Результаты расчёта коэффициента отражения на входном порту (вход приёмника) с сопротивлением 50 Ом показаны на рис. 3. Видно, что не Фостеровское согласование позволяет достичь намного большей полосы согласования.

Стоит отметить, что уровень передачи мощности схемы составляет примерно -3 дБ по диапазону, и проанализированная в AWR двухпортовая устойчивость K выше единицы, что говорит об устойчивости схемы. Но при этом следует учитывать внутренние потенциальные источники нестабильности, такие как резонанс преобразуемого элемента (Z) с паразитной входной ёмкостью транзистора (высокочастотный резонанс), блокировочными дросселями (низкочастотный резонанс) и т.д. Поэтому при разработке схемы стоит уделять особое внимание анализу цепей ОС. Например, минимизировать индуктивность дорожек ОС при конвертировании ёмкости [3].

На рис. 4. приведён вид на ферритовую антенну в программе HFSS,включая распределение напряжённости магнитного поля и токи в катушках.

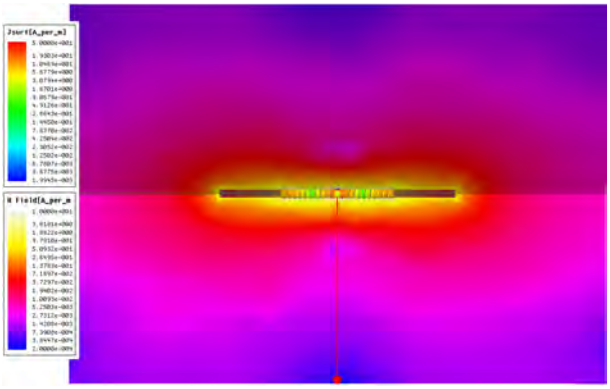


Рис. 4. Общий вид на антенну, распределение напряжённости магнитного поля ближней зоны и распределение поверхностной плотности тока на проводниках антенны.

Fig. 4. Common antenna view, magnetic field strength in the near-field and surface current distribution

III. Заключение

1. Проведено компьютерное моделирование отрицательного конвертера импеданса (ОКИ) в программе AWR MO, затронуты вопросы усиления и устойчивости схемы.

2. На основании созданной в программе ANSYS HFSS модели ферритовой антенны показана возможность построения не Фостеровской согласующей цепи, реализующей активное широкополосное не перестраиваемое согласование приёмной антенны.

3. Результаты оптимального согласования, полученного в AWR, отличаются от экспериментально подобранного оптимального согласования в HFSS на 2 пФ.

4. Созданные модели позволяют проводить дальнейшие исследования возможности построения подповерхностного радиолокатора ОВЧ диапазона с использованием особенностей магнитного поля в ближней зоне электрически малой антенны.

IV. References

[1] Matching Network Design Using Non-Foster Impedances. Available at: http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/matching_network_design_non_foster_impedances.pdf *(accessed 1 April 2015).*

[2] Materials and Components With a Negative Frequency Derivative of Reactance. Available at: http://www.e3s-ceter.org/pubs/106/PEB2012_7_DSievenpiper_Webfinal.pdf *(accessed 1 April 2015).*

[3] Negative Impedance Converters For Antenna Matching. Available at: http://etheses.bham.ac.uk/4920/1/Tade14PhD.pdf (accessed 1 April 2015).

[4] Khomich V.I. Priemnye ferritovye antenny [Ferrite receiving antennas]. Moscow-Leningrad, Gosehnergoizdat, 1963. 64 p.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF ALGORITHM OF RADIO-WAVE RADIATION DIRECTION EVALUATION IN A 2D FEW-ELEMENT ANTENNA ARRAY WITH AN OPTIMAL SPATIAL STRUCTURE

Parshin Yu. N., Alexandrov P. A.
Ryazan State Radio Engineering University
Gagarina str., 59/1, Ryazan, Russian Federation, 390005
tel. No: +7(910)503-75-76, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Abstract — Synthesis and analysis of algorithms for estimating the direction to the signal source under the influence of spatially correlated interference in two-dimensional few-element antenna array have been carried out for deterministic, quasideterministic, Gaussian signal. The analytical expressions for the lower bound of the variance of the estimation error for angular coordinates have been obtained. The parameters of the error ellipse for estimated angular coordinates have been calculated. The influence of the spatial structure on the error in determining the direction to the signal source is being investigated.

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ НА ИСТОЧНИК РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУМЕРНОЙ МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С ОПТИМАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Паршин Ю. Н., Александров П. А.
Рязанский государственный радиотехнический университет
ул. Гагарина, 59/1, г. Рязань, Российская Федерация, 390005
тел.: +7(910)503-75-76, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Аннотация — Проведен синтез и анализ алгоритмов оценивания направления на источник радиоизлучения при воздействии пространственно коррелированных помех в двумерной малоэлементной антенной решетке для детерминированного, гауссовского и квазидетерминированного радиоизлучения. Получены аналитические выражения для нижней границы дисперсии ошибки оценивания угловых координат. Рассчитаны параметры эллипса ошибок оцениваемых угловых координат. Исследуется влияние пространственной структуры на погрешность определения направления на источник радиоизлучения.

I. Введение

В радиотехнических системах (РТС) находят применение направленные антенны, использование которых позволяет повысить пропускную способность каналов передачи данных. Определение направления на источник радиоизлучения и соответствующая ориентация антенны позволяет реализовать потенциальную энергоэффективность РТС. Система слежения за источником радиоизлучения может быть реализована на основе антенной решетки (АР) с малым числом элементов, которая позволяет получить потенциальную помехоустойчивость в условиях статистической априорной неопределенности.

Целью работы является повышение эффективности оценивания угловых координат источника радиоизлучения при использовании двумерной плоской АР в условиях воздействия пространственно коррелированных помех.

II. Основная часть

Пространственная структура АР и положение источника радиоизлучения изображены на рис. 1.

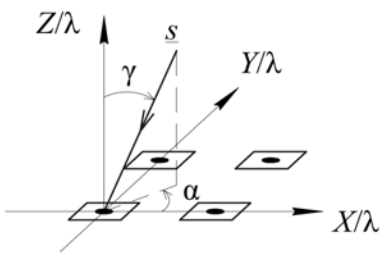


Рис. 1. Пространственная ориентация источника радиоизлучения.

Fig. 1. Spatial orientation of radio emission source

Отсчеты комплексной огибающей наблюдаемого процесса в элементах АР имеют вид:

$$\underline{\mathbf{X}} = \left\{\underline{X}_n,\, n = 1,..,N\right\}^{\mathrm{T}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{N}}_A + \underline{\mathbf{N}}_N \ ,$$

где $\underline{\mathbf{S}} = \left\{\underline{S}_n,\, n = 1,..,N\right\}^{\mathrm{T}}$, $\underline{\mathbf{N}}_A = \left\{\underline{N}_{An},\, n = 1,..,N\right\}^{\mathrm{T}}$, $\underline{\mathbf{N}}_N = \left\{N_{Nn},\, n = 1,..,N\right\}^{\mathrm{T}}$ - векторы отсчетов комплексной огибающей полезного сигнала, пространственно коррелированных помех и теплового шума соответственно, знак $^{\mathrm{T}}$ означает транспонирование. Корреляция сигналов в элементах АР [1]:

$$\underline{\mathbf{R}}_X = \mathbf{M}\left\{\underline{\mathbf{X}}\underline{\mathbf{X}}^{\mathrm{H}}\right\} = \underline{\mathbf{R}}_S + \underline{\mathbf{R}}_J \ ,$$

где $\underline{\mathbf{R}}_S = \mathbf{M}\left\{\underline{\mathbf{S}}\,\underline{\mathbf{S}}^{\mathrm{H}}\right\} = D_S \underline{\mathbf{V}}_S \underline{\mathbf{V}}_S^{\mathrm{H}}$ - корреляционная матрица полезного сигнала, $\underline{\mathbf{R}}_J = \sum_{m=1}^{M} P_{Am} \underline{\mathbf{V}}_{Am} \underline{\mathbf{V}}_{Am}^{\mathrm{H}} + P_N \mathbf{I}$ - корреляционная матрица помех, знак $^{\mathrm{H}}$ означает эрмитово сопряжение матриц, $\underline{\mathbf{V}}_S$, $\underline{\mathbf{V}}_{Am}$ - направляющие векторы сигнала и помех, P_N - мощность шума, P_{Am}, $m = 1,..,M$ - мощность помех.

Оценивание координат источника радиоизлучения проведем по критерию максимума правдоподобия:

$$\hat{\alpha} = \arg\max_{\alpha_S} z(\alpha_S, \gamma_S) \ , \ \hat{\gamma} = \arg\max_{\gamma_S} z(\alpha_S, \gamma_S)$$

где α_S, γ_S - азимут и угол места источника полезного сигнала, $z(\alpha_S, \gamma_S)$ - логарифм отношения правдоподобия, выражения которого имеют вид:

- для детерминированного сигнала

$$z(\alpha_S, \gamma_S) = 2\mathrm{Re}\left(\underline{\mathbf{X}}^{\mathrm{H}} \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{S}}(\alpha_S, \gamma_S)\right) - \underline{\mathbf{S}}^{\mathrm{H}}(\alpha_S, \gamma_S) \underline{\mathbf{R}}_J^{-1} \underline{\mathbf{S}}(\alpha_S, \gamma_S) \ .$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

- для квазидетерминированного сигнала

$$z(\alpha_S,\gamma_S)=-A^2\underline{\mathbf{V}}_S^{\mathrm{H}}(\alpha_S,\gamma_S)\underline{\mathbf{R}}_J^{-1}\underline{\mathbf{V}}_S(\alpha_S,\gamma_S)+$$
$$+\ln I_0\left(2A\left|\underline{\mathbf{X}}^{\mathrm{H}}\underline{\mathbf{R}}_J^{-1}\underline{\mathbf{V}}_S(\alpha_S,\gamma_S)\right|\right).$$

- для случайного гауссовского сигнала

$$z(\alpha_S,\gamma_S)=\ln\frac{\det(\underline{\mathbf{R}}_J)}{\det(\underline{\mathbf{R}}_S(\alpha_S,\gamma_S)+\underline{\mathbf{R}}_J)}+$$
$$+\underline{\mathbf{X}}^{\mathrm{H}}\left[\underline{\mathbf{R}}_J^{-1}-(\underline{\mathbf{R}}_S(\alpha_S,\gamma_S)+\underline{\mathbf{R}}_J)^{-1}\right]\underline{\mathbf{X}}.$$

Точность оценивания угловых координат определяется дисперсией ошибки оценивания, нижняя граница которой задается неравенством Рао-Крамера:

$$\mathbf{D}_{\alpha,\gamma}\geq\mathbf{I}(\alpha_S,\gamma_S)^{-1}\Big|_{\alpha_0,\gamma_0},$$

где $\mathbf{I}(\alpha_S,\gamma_S)$ - информация Фишера, имеющая вид:

$$\mathbf{I}(\alpha_S,\gamma_S)=-\mathbf{M}\begin{Bmatrix}\frac{\partial^2 z(\alpha_S,\gamma_S)}{\partial\alpha_S{}^2} & \frac{\partial^2 z(\alpha_S,\gamma_S)}{\partial\gamma_S\partial\alpha_S}\\ \frac{\partial^2 z(\alpha_S,\gamma_S)}{\partial\alpha_S\partial\gamma_S} & \frac{\partial^2 z(\alpha_S,\gamma_S)}{\partial\gamma_S{}^2}\end{Bmatrix},$$

α_0, γ_0 – истинные значения угловых координат. Получены выражения для вторых производных от статистики $z(\alpha_S,\gamma_S)$, усреднение которых по ансамблю реализаций проведено аналитически или численным методом.

Рассмотрена N - элементная двумерная плоская АР с расстоянием между элементами по вертикали и горизонтали $d=\lambda$, где λ - длина волны излучения. Угловое направление прихода полезного сигнала к плоскости АР равно $\alpha_0=0°$ $\gamma_0=45°$, а направление прихода помехи задается угловой координатой $\alpha_A\in[0°;360°]$, $\gamma_A\in[-90°;90°]$. Энергетические соотношения задаются отношением сигнал-шум $q_S=P_S/P_Ш=4$ и отношением помеха-шум $q_A=P_A/P_Ш=100$.

Проведены расчеты эффективности оценивания угловых координат источника радиоизлучения в зависимости от положения единичной помехи применительно к квадратной АР с апертурой 2x2 и 3x3 элемента. Результаты расчетов демонстрируют инвариантность характера распределения погрешности оценивания к способу оценивания в условиях априорной неопределенности, погрешность уменьшается при увеличении числа известных параметров излучения. Наблюдается повышение эффективности оценивания угловых координат при удалении помехи от углового положения (α_0,γ_0), которое обусловлено увеличением пространственных различий между полезным сигналом и помехой, а также при увеличении числа элементов АР. Так как для эффективного подавления M помех необходимо сформировать M независимых нулей в диаграмме направленности АР, что требует $N=M+1$ элементов, то применение малоэлементной АР не обеспечивает заданную эффективность при большом числе помех, а также при действии протяженной помехи. Уменьшить требуемое число элементов или увеличить количество подавляемых помех можно путем выбора оптимальных координат расположения элементов АР, которые определяются при решении оптимизационной задачи:

$$x_{opt_n}=\arg\min_{x_n}D_{\alpha,\gamma}(\alpha_0,\gamma_0,\alpha_{Am},\gamma_{Am},m=1,..,M,x),$$

$$y_{opt_n}=\arg\min_{y_n}D_{\alpha,\gamma}(\alpha_0,\gamma_0,\alpha_{Am},\gamma_{Am},m=1,..,M,y),$$

$$n=1,...,N.$$

Установлено [2], что АР с регулируемым положением отдельных элементов обладают преимуществами перед фиксированной эквидистантной АР. Этот эффект наблюдается и при вращении АР в азимутальной плоскости без изменения взаимного расположения элементов. Рассмотрен случай воздействия четырех пространственно разнесенных помех на АР 2x2 с координатами

$$\alpha_{A1}=0°,\gamma_{A1}=10°;\ \ \alpha_{A2}=30°,\gamma_{A2}=20°;\ \ \alpha_{A3}=40°,\gamma_{A3}=30°;$$
$$\alpha_{A4}=80°,\gamma_{A4}=40°.$$

Минимумы ошибки оценивания σ, достигаемые при оптимальном положении АР для конкретной помеховой обстановки $\alpha_{opt}\approx 38°+n\cdot 90°$, $n=0...3$ (рис.2), свидетельствуют об уменьшении погрешности оценивания угловых координат до 3,7 раз для детерминированного сигнала, до 11 раз для квазидетерминированного сигнала и до 11,7 раз для случайного гауссовского сигнала относительно соответствующих величин для фиксированной АР при $\alpha=0°$.

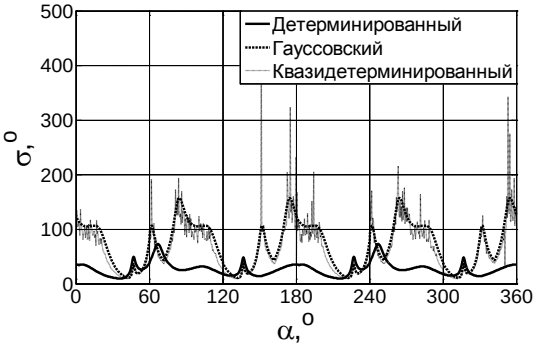


Рис. 3. Зависимость ошибки от положения АР.

Fig. 3. Error dependence vs. array position

III. Заключение

Оптимизация пространственной структуры малоэлементной АР является существенным фактором повышения точности оценивания как при линейной АР, так и в случае двумерной АР. Уменьшение дисперсии ошибки оценивания в несколько раз доказывает целесообразность применения оптимальных пространственных структур также при априорной неопределенности азимута, угла места и мощностей помех. Несмотря на трудности, возникающие при адаптации пространственных структур, выигрыш при этом может быть значительным. Исследования выполнены при поддержке гранта Российского научного фонда, проект № 14-19-01263 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

IV. References

[1] Sosulin Yu.G., Kostrov V.V., Parshin Yu.N. *Otsenochno-korrelyatsionnaya obrabotka signalov i kompensatsiya pomekh* [Estimation-correlation signal processing and interferences compensation]. M. *Radiotekhnika*, 2014. 632 p.

[2] Parshin Yu.N, Alexandrov P.A. *Analiz effektivnosti opredeleniya napravleniya na istochnik radioizlucheniya v maloehlementnoj antennoj reshetke pri dejstvii prostranstvenno korrelirovannyh pomekh* [Analysis of the efficiency of determining the direction to the source of radio signal in few-element antenna array with optimal spatial interference compensation]. Ryazan: Vestnik Ryazanskoj gosudarstvennoj radiotekhnicheskoj akademii, 2014, No 4 ed. 50, part 1, pp. 34-40.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ADAPTIVE SPATIAL STRUCTURE OPTIMIZATION OF A RADIO SYSTEM BASED ON APPROXIMATION OF SUFFICIENT STATISTIC

S. I. Gusev, Yu. N. Parshin
Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, 390005, Russia
Ph.: +7 (4912) 460348, e-mail: s.i.gusev@inbox.ru

Abstract — The paper solves the problem of optimizing radio system spatial structure based on the theory of optimal statistical estimates using sequential samples of observed data. For calculation of estimates maximum likelihood algorithm and quadratic approximation algorithm are proposed. Application areas of algorithms, that achieve minimum error variance are defined.

АДАПТИВНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ РАДИОСИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ АППРОКСИМАЦИИ ДОСТАТОЧНОЙ СТАТИСТИКИ

С. И. Гусев, Ю. Н. Паршин
Рязанский государственный радиотехнический университет, г. Рязань, 390005, Россия
тел.: +7 (4912) 460348, e-mail: s.i.gusev@inbox.ru

Аннотация — В работе решается задача оптимизации пространственной структуры радиотехнической системы на последовательных выборках наблюдаемых данных на основе теории оптимальных статистических оценок. Для расчета оценок предложены алгоритм максимального правдоподобия и алгоритм квадратичной аппроксимации. Определены области применения алгоритмов, в которых достигается минимальная дисперсия ошибки.

I. Введение

Многочисленные работы [1-4], посвященные оптимизации геометрии антенных решеток (АР), не используют методы оптимальных статистических решений, что не позволяет достигать потенциальной эффективности обработки. В работах [5-10] развивается метод оптимизации пространственной структуры (ОПС) статистическими методами, однако задача обработки сигналов с использованием последовательных выборок не решена. Вместе с тем, многие проблемы технической реализации ОПС могут быть решены методом обработки с использованием последовательных выборок наблюдаемых данных.

Целью работы является повышение помехоустойчивости системы обработки сигналов на основе ОПС методом анализа на последовательных выборках, а также расчет погрешности ошибки оценивания.

II. Адаптивная ОПС с использованием независимой векторной статистики

Как показано в работе [11], значение параметра, обеспечивающее максимум среднего значения отношения правдоподобия (ОП) $m_\lambda(\hat{\mathbf{a}},\mathbf{x})$ равно оптимальному значению этого параметра по критерию минимума среднего квадрата ошибки оценивания. Максимально правдоподобные оценки информационных и неинформационных параметров определяются в результате решения оптимизационной задачи: $\hat{\mathbf{a}}=\arg\max\limits_{\mathbf{a}}\sum\limits_{n=1}^{N}\lambda_n(\mathbf{Y}_n/\mathbf{a},\hat{\mathbf{x}})$, $\hat{\mathbf{x}}=\arg\max\limits_{\mathbf{x}} m_\lambda(\hat{\mathbf{a}},\mathbf{x})$.

Эквивалентное решение задачи может быть проведено путем поиска экстремума обобщенной функции качества: $(\hat{\mathbf{a}},\hat{\mathbf{x}})=\arg\max\limits_{\mathbf{a},\mathbf{x}}\left[\sum\limits_{n=1}^{N}\lambda_n(\mathbf{Y}_n/\mathbf{a},\mathbf{x})+m_\lambda(\mathbf{a},\mathbf{x})\right]$.

Функциональная зависимость $w(\lambda(\mathbf{a}/\mathbf{x}))$ от вектора неинформационных параметров $\mathbf{x}$, как правило, неизвестна. Для восстановления функциональной зависимости используем адаптивный байесовский подход на основе гауссовской аппроксимации, справедливой для многих практических приложений. К таким случаям относится наблюдение квазидетерминированного сигнала на фоне гауссовского шума, а также случай длительных наблюдений $K>>1$, когда на основании центральной предельной теоремы векторную статистику можно считать асимптотически гауссовской. Зависимость математического ожидания $m(\mathbf{x})$ и дисперсии $D(\mathbf{x})$ от пространственной структуры $\mathbf{x}$ аппроксимируем дифференцируемой функцией, имеющей не менее одного максимума, в данном случае - полиномом второго порядка:
$m(\mathbf{x})=c^{(0)}+\mathbf{c}^{(1)}\mathbf{x}+\mathbf{x}^{\mathrm{T}}\mathbf{c}^{(2)}\mathbf{x}$, $D(\mathbf{x})=d^{(0)}+\mathbf{d}^{(1)}\mathbf{x}+\mathbf{x}^{\mathrm{T}}\mathbf{d}^{(2)}\mathbf{x}$,
где $c^{(0)}$, $d^{(0)}$ - скалярные величины, $\mathbf{c}^{(1)}$, $\mathbf{d}^{(1)}$ - вектор-строки размером $1\times M$, $\mathbf{c}^{(2)}$, $\mathbf{d}^{(2)}$ - квадратные матрицы размером $M\times M$. Совместная максимизация функции качества по информационным и неинформационным параметрам требует больших вычислительных затрат. Более эффективным является адаптивный подход, когда для получения оценки информационного параметра $\hat{\mathbf{a}}$ используются оценки неинформационного параметра $\hat{\mathbf{x}}$, полученные на предыдущих интервалах времени при некотором тестовом значении параметра $\mathbf{a}_0$ и условии, что значение $\hat{\mathbf{x}}$ не зависит от $\mathbf{a}_0$. В данном случае оптимальное значение параметра $\hat{\mathbf{x}}=\arg\max\limits_{\mathbf{x}} m_\lambda(\mathbf{x})$ получается из условия дифференцирования в столбец данного выражения и равно $\hat{\mathbf{x}}=-\left(\mathbf{c}^{(2)}+\mathbf{c}^{(2)\mathrm{T}}\right)^{-1}\mathbf{c}^{(1)\mathrm{T}}$. Адаптивное оценивание параметра $\mathbf{a}$ совместно с адаптацией параметра $\mathbf{x}$ производится в соответствии с алгоритмом: $(\hat{\mathbf{c}},\hat{\mathbf{d}})=\arg\max\limits_{\mathbf{c},\mathbf{d}} w(\lambda(\mathbf{a}_0)/\mathbf{c},\mathbf{d})$,
$\hat{\mathbf{x}}=-\left(\hat{\mathbf{c}}^{(2)}+\hat{\mathbf{c}}^{(2)\mathrm{T}}\right)^{-1}\hat{\mathbf{c}}^{(1)\mathrm{T}}$, $\hat{\mathbf{a}}(\mathbf{Y}_{N+1})=\arg\max\limits_{\mathbf{a}}\lambda_{N+1}(\mathbf{a})\big|_{\hat{\mathbf{x}}}$.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Таким образом, ОПС производится для некоторого тестового значения информационного параметра $\mathbf{a}_0$ на N последовательных выборках, а затем на следующей $(N+1)$-й выборке производится оценивание информационного параметра.

Рассматриваемые задачи совместного оценивания являются нелинейными и многоэкстремальными, что затрудняет получение аналитических выражений для оценок $\hat{\mathbf{x}}$. Задача значительно упрощается, если дисперсия $D(\mathbf{x}) = d^{(0)} + \mathbf{d}^{(1)}\mathbf{x} + \mathbf{x}^{\mathrm{T}}\mathbf{d}^{(2)}\mathbf{x}$ известна, то есть параметры $d^{(0)}$, $\mathbf{d}^{(1)}$, $\mathbf{d}^{(2)}$ могут быть определены по априорным данным. В этом случае оценивание оставшихся коэффициентов c_0, $\mathbf{c}^{(1)}$, $\mathbf{c}^{(2)}$ по векторной статистике $\boldsymbol{\lambda} = \{\lambda_n,\ n = 1,..., N\}$ методом максимального правдоподобия (МП) сводится к решению задачи квадратичной оптимизации. Достаточное условие максимума получено в результате дифференцирования по элементам вектора $\mathbf{c} = \left(c^{(0)}, \mathbf{c}^{(1)}, \mathbf{c}^{(2)}\right)$ и представления результатов дифференцирования в виде вектора-столбца размером $1 + M + M^2$. Кратко эта система линейных уравнений может быть записана в матричном виде: $\mathbf{F} \times \mathbf{c} = \mathbf{L}$. Оценки коэффициентов аппроксимации получаются в результате решения обратной задачи: $\hat{\mathbf{c}} = \mathbf{F}^{-1} \times \mathbf{L}$.

III. Результаты моделирования

Рассмотрен случай оценки неинформационного параметра – положения элемента АР, когда полезный сигнал известен и присутствует в наблюдаемом процессе. Оценка производится методами МП: по всей совокупности последовательных выборок, по каждой из последовательных выборок.

Моделировалась линейная АР из N=3 элементов, расположенных на расстояниях x_1, x_2, x_3. Размер апертуры определяется в длинах волн и равен расстоянию между крайними элементами: $x_3 - x_1$. В дальнейшем полагается, что положение крайних элементов фиксировано, а координата 2-го элемента x_2 может изменяться с целью оптимизации обработки сигнала. Сигнально-помеховая ситуация определяется мощностью $p_i = 1000,\ i = 1,...,3$ и угловым расположением $\alpha_1 = 0{,}6,\ \alpha_2 = 0{,}2,\ \alpha_3 = -0{,}1$ рад $M = 3$ помех относительно нормали к плоскости АР. Сигнал приходит по нормали к плоскости АР. Тепловые шумы в элементах АР статистически независимы и имеют одинаковую мощность. Качество оценивания определяется дисперсиями $D_{\max}$, D_{opt} оценок МП и среднеквадратичных оценок относительно их среднего значения, вычисленных по выборке объемом $N_{st} = 1000$. Рассчитаны зависимости дисперсий ошибки от уровня сигнала. Последовательные выборки получены при изменении положения среднего элемента на апертуре $x_3 - x_1 = 4\lambda$ с шагом $0{,}05\,\lambda$. Квадратичная аппроксимация проводится на интервале $\pm\lambda/2$ от положения максимума ОП.

Как следует из расчетов, дисперсия ошибки оценивания нерекуррентным алгоритмом меньше в 10…20 раз ошибки алгоритма МП при сравнительно больших отношениях сигнал-помеха. При малых уровнях сигнала квадратичная аппроксимация статистики, полученной на последовательных выборках, неустойчива и дает аномальные значения ошибки. Оценки пространственной структуры на основе ОП, рассчитанных для каждой из последовательных выборок, являются также оптимальными по критерию максимума отношения сигнал-помеха. При уменьшении шага изменения положения 2-го элемента АР $0{,}02\,\lambda$ в окрестности $\pm\lambda$ положения максимума ОП ошибка уменьшается, а выигрыш от применения квадратичной аппроксимации увеличивается.

IV. Заключение

Задача ОПС на последовательных выборках решена на основе теории оптимальных статистических оценок. Определены области применения алгоритмов, в которых достигается минимальная дисперсия ошибки пространственной структуры. Возможности метода показаны на примере оценивания параметра сигнала, принимаемого линейной АР в присутствии гауссовских пространственно сосредоточенных помех и белого шума. Получен алгоритм совместного оценивания информационного параметра сигнала и пространственной структуры. Показано, что ОПС позволяет повысить точность оценивания информационного параметра при числе помех равном или более числа элементов АР, когда обычная пространственная обработка недостаточно эффективна.

Работа выполнена при поддержке проектной части государственного задания 8.1697.2014/К в сфере научной деятельности Министерства образования и науки РФ.

V. References

[1] Harrington R.F. “Sidelobe reduction by nonuniform element spacing”, IRE Trans. on Ant. and Prop.1961, pp. 187-192.

[2] Hodjat F., Hovanessian S.A. “Nonuniformly spaced linear and planar array antennas for sidelobe reduction”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-26, no. 2, Mar. 1978, pp. 198-204.

[3] Yu C.-C. “Sidelobe reduction of asymmetric linear array spacing perturbation”, IEE Electronics Letters., vol. 33, no. 9, Apr. 1997, pp. 730-732.

[4] Ji-Hoon Bae, Kyung-Tae Kim, Cheol-Sig Pyo, Jong-Suk Chae. “Design of scannable non-uniform planar array structure for maximum side-lob reduction”, ETRI Journal, vol. 26, no 1, 2004, pp. 53-56.

[5] Parshin Yu. N., Gusev S. I. Dynamic Mode of Radiosystem with Spatial Structure Optimization in Presence of Interferences// 18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications, MIKON-2010, Vilnius, Lithuania, 2010, p.p.133-136.

[6] Parshin Yu. Signal detection in the presence of space interferences with using space structure optimization and sequential samples // International radar symposium 2007 – IRS 2007, Cologne, Germany. Proceedings. – German institute of navigation, 2007. – pp. 451-454.

[7] Parshin Yu.N., Gusev S.I. Obnaruzhenie diskretnyh signalov v radiosistemah s optimal'noj prostranstvennoj strukturoj // Cifrovaja obrabotka signalov, 2007, №1, s. 34-40.

[8] Gusev S.I., Parshin Yu.N. Povyshenie skorosti shodimosti adaptacii v sisteme obrabotki signalov s optimizaciej prostranstvennoj struktury // Vestnik Rjazanskogo gosudarstvennogo radiotehnicheskogo universiteta, 2011, №3 (37) - S. 31-34.

[9] Parshin Yu.N., Gusev S.I., Ksendzov A.V., Kolesnikov S.V., Zharikov P.V. Rekonfigurirovanie i adaptacija prostranstvennyh struktur informacionnyh sistem // Radiotehnika, 2012, №3, s. 36-46.

[10] Gusev S.I., Parshin Yu.N. Nelinejnyj algoritm kompensacii kompleksa pomeh s ispol'zovaniem optimal'noj prostranstvennoj struktury radiosistemy // Uspehi sovremennoj radiojelektroniki – 2014, №6, s. 67-72.

[11] Sosulin Yu.G., Kostrov V.V., Parshin Yu.N. Otsenochno-korrelyatsionnaya obrabotka signalov i kompensatsiya pomekh. M. Radiotekhnika, 2014. 632 p.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

RADIATED POWER ANGULAR DISTRIBUTION OF A MAGNETIC DIPOLE AND AN ELECTRIC DIPOLE IN UNIAXIAL CRYSTALS

Kanymgaziyeva I. A.
L. N. Gumilyov Eurasian national university
2, Satbayev str., Astana, 010000, Kazakhstan
Tel. +77013708334, e-mail: ilmira_69@mail.ru

Abstract — In this paper asymptotic solutions of the analytical solution of the Maxwell's equations for a point electric dipole and magnetic dipole in the far zone, located parallel to the axis of the uniaxial electric and magnetic crystal are received.

УГЛОВОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИЗЛУЧАЕМОЙ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО И МАГНИТНОГО ДИПОЛЯ В ОДНООСНЫХ КРИСТАЛЛАХ

Канымгазиева И. А.
Евразийский национальный университет имени Л. Н. Гумилева
ул. Сатбаева 2, Астана, 010000, Казахстан
Тел.: +77013708334; E-mail: ilmira_69@mail.ru

Аннотация — В данной работе получены асимптотические решения аналитического решения уравнений Максвелла для точечного электрического диполя и магнитного диполя в дальней зоне, расположенных параллельно к оси одноосному электрическому и магнитному кристаллу.

I. Введение

Для многих практических задач необходимо знание и электрического и магнитного полей. В 1997 году Д. Вайтом была предложена постановка, позволяющая находить электрическое и магнитное поля одновременно [1]. При этом система уравнений Максвелла решается, как система уравнений первого порядка в естественных переменных.

В работе [2] построены аналитические решения уравнений Максвелла для анизотропной среды с помощью четырех волновых потенциалов с использованием тензоров диэлектрической и магнитной проницаемости.

II. Основная часть

В данной работе получены из аналитических решений [2] асимптотические решения для диполя магнитного и электрического диполей в анизотропных средах. У электрически симметричных молекул результирующий дипольный момент практически равен нулю. С уменьшением симметричности молекулы величина диэлектрической проницаемости увеличивается [3].

В представленной работе тензор диэлектрической проницаемости и магнитной проницаемости анизотропной среды выбраны в виде:

$$\hat{\varepsilon} = \begin{pmatrix} \varepsilon & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{pmatrix}, \quad \hat{\mu} = \begin{pmatrix} \mu & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{pmatrix}, \tag{1}$$

Аналитические решения, когда электрический диполь и магнитный диполь расположены параллельно оси кристалла, т.е. по оси z:

$$E_x = -\frac{i}{\varepsilon\varepsilon_0\omega}\frac{\partial^2}{\partial x\partial z}p_z^{\varepsilon} - \frac{\partial p_z^{\mu}}{\partial y}, \tag{2}$$

$$E_y = -\frac{i}{\varepsilon\varepsilon_0\omega}\frac{\partial^2 p_z^{\varepsilon}}{\partial y\partial z} + \frac{\partial p_z^{\mu}}{\partial x}, \tag{3}$$

$$E_z = -\frac{i}{\varepsilon\varepsilon_0\omega}\left(\frac{\partial^2 p_z^{\varepsilon}}{\partial z^2} + k_0^2 p_z^{\varepsilon}\right), \tag{4}$$

$$H_x = -\frac{\partial p_z^{\varepsilon}}{\partial y} + \frac{i}{\mu\mu_0\omega}\frac{\partial^2 p_z^{\mu}}{\partial x\partial z}, \tag{5}$$

$$H_y = \frac{\partial p_z^{\varepsilon}}{\partial x} + \frac{i}{\mu\mu_0\omega}\frac{\partial^2 p_z^{\mu}}{\partial x\partial z}, \tag{6}$$

$$H_z = \frac{i}{\mu\mu_0\omega}\left(\frac{\partial^2 p_z^{\varepsilon}}{\partial z^2} + k_0^2 p_z^{\mu}\right), \tag{7}$$

где k – волновое число, ω – циклическая частота, c – скорость света, p_z^{ε}, p_z^{μ} – моменты электрического диполя и магнитного диполя, расположенных параллельно оси кристалла, соответственно,

$$k_0 = \frac{\omega}{c}.$$

После дифференцирования в декартовой системе координат (2)–(7) и использования перехода с декартовой системы координат в сферическую систему координат [4]:

$$x = r\cos\varphi\sin\theta, \qquad y = r\sin\varphi\sin\theta, \quad z = r\cos\theta, \tag{8}$$

$$\begin{cases} E_r = E_x\cos\varphi\sin\theta + E_y\sin\varphi\sin\theta + E_z\cos\theta \\ E_\theta = E_x\cos\varphi\cos\theta + E_y\sin\varphi\cos\theta - E_z\sin\theta, \\ E_\varphi = -E_x\sin\varphi + E_y\cos\varphi, \end{cases} \tag{9}$$

можно найти асимптотические решения (2)–(7), когда электрический и магнитный диполи, расположенные в дальней зоне:

$$H_r = 0, \quad E_r = 0, \tag{7}$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

$$E_\theta = -\sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_z}}\frac{ik_0^2 p_z^{\varepsilon}}{\varepsilon\varepsilon_0\omega r\sqrt{a^3}} e^{(ik_n r' - -\omega t)}\sin\theta, \quad (8)$$

$$E_\varphi = -\frac{ik_0 e^{(ik_m r'' - \omega t)} p_z^{\mu}}{rb}\sin\theta, \quad (9)$$

$$H_\theta = \sqrt{\frac{\mu}{\mu_z}}\frac{ik_0^2 p_z^{\mu}}{\mu\mu_0\omega r\sqrt{b^3}} e^{(ik_m r'' - -\omega t)}\sin\theta, \quad (10)$$

$$H_\varphi = -\frac{ik_0 e^{(ik_n r' - \omega t)} p_z^{\varepsilon}}{ra}\sin\theta, \quad (11)$$

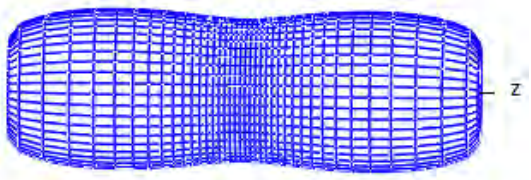
где r', r'' – радиус–векторы для анизотропной среды в сферической системе координат:

$$r' = r\sqrt{\sin^2\theta + \frac{\varepsilon}{\varepsilon_z}\cos^2\theta} = r\sqrt{a},$$

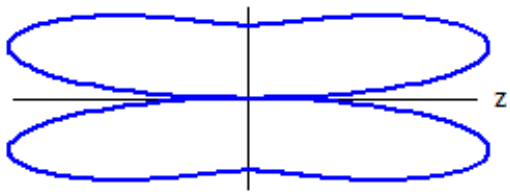
$$r'' = r\sqrt{\sin^2\theta + \frac{\mu}{\mu_z}\cos^2\theta} = r\sqrt{b},$$

$$k_m = \sqrt{\frac{\mu_z}{\mu}}k_0, \quad k_n = \sqrt{\frac{\varepsilon_z}{\varepsilon}}k_0,$$

Полученные решения совпадают с решениями [4], а также с ранее полученными решениями отдельно для электрического диполя в одноосном электрическом кристалле и для магнитного диполя в одноосном магнитном кристалле [5]. На рисунках 1 и 2 показаны диаграммы направленности электрического и магнитного диполей, полученные в пространственной и меридиональной плоскостях.



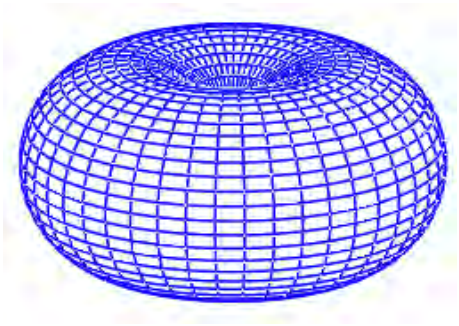
a)



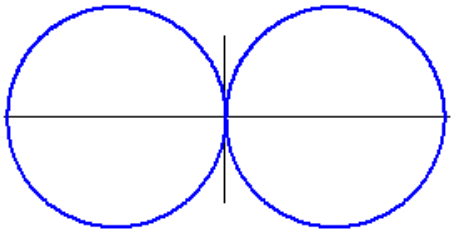
b)

Рис. 1. Диаграммы направленности точечного электрического диполя, расположенного параллельно к оси z одноосного электрического кристалла $\varphi=\pi, \mathbf{0}$; *a) и b)* $\varepsilon_z/\varepsilon = 15$.

Fig. 1. The diagrams of direction of the point electric dipole located parallel to an axis z of an uniaxial electric crystal $\varphi=\pi, \mathbf{0}$; *a) and b)* $\varepsilon_z/\varepsilon = 15$



a)



b)

Рис. 2. Диаграммы направленности точечного магнитного диполя, расположенного параллельно к оси z одноосного магнитного кристалла a) и b) $\varepsilon_z/\varepsilon = 1$.

Fig. 2. The diagrams of direction of the point magnetic dipole located parallel to an axis z of a uniaxial magnetic crystal a) and b) $\varepsilon_z/\varepsilon = 1$

III. Заключение

В работе получены асимптотические решения аналитического решения уравнений Максвелла для точечного электрического диполя и точечного магнитного диполя в дальней зоне, расположенных параллельно к оси одноосному электрическому и магнитному кристаллу. С помощью полученных решений можно построить диаграммы направленности и исследовать оптические свойства вышесказанных диполей.

IV. References

[1] *White D. A. Time Vector Finite Element Methods for Solving Maxwell's Equations on 3D Unstructured Grids*: *PhD. T. British Columbia, 1997. P. 160*

[2] Kanymgaziyeva I.A. Analytical solutions of Maxwell's equations with tensors of the dielectric permittivity and magnetic permeability: 23rd International Crimean Conference. Microwave & Telecommunication Technology Conference Proceedings. Sevastopol, Crimea, Ukraine. 2013. pp. 183-184.

[3] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Electrodynamica sploshnyh sred: – *M.: Nauka, 1982. Vol. VIII. 620 p.*

[4] Potehin A.I. Izluchenie I rasprostranenie electromagnitnyh voln v anisotropnoi srede. M.: Nauka, 1971. 76 p.

[5] Kanymgaziyeva I.A., Orazbayeva U.M., Temirbayeva A.S.. Electromagnetic Field of Gertz Radiator in One-axis Crystalls. Electronamics and Technique of Microwave, EHF and Optical Frequencies. 2012. Vol. XVII. № 2(47). pp. 42-47.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DEVELOPMENT OF FAST TUNABLE PASS-BAND FILTERS (PBF) BASED ON MAGNETOSTATIC SPIN WAVES (MSW) WITH A DIGITAL CONTROL UNIT IN DECIMETER AND CENTIMETER FREQUENCY BANDS

Popina S. M., Kudenko A. S., Simanchuk B. P., Chechetin A. V.
Joint-Stock Company "FAZA"
9/7G Belorusskaya st., Rostov-on-Don, 344065, Russian Federation
Tel. +7(863) 254 95 88, E-mail: faza_f@mail.ru, website: faza-don.ru
Bukreev A. V.
Joint-Stock Company "RZ Pribor"
98 Belorusskaya st., Rostov-on-Don, 344065, Russian Federation
Tel. +7(863) 227 86 46, E-mail: rzpribor@aaanet.ru website: rzpribor.aaanet.ru

Abstract — Summary represents the development results of the fast tunable magnetostatic spin waves-based PBF devices with digital control unit unit in decimeter and centimeter frequency band. A dependence of adjustment time (TA) of central frequency (CF) has been studied according to the parameters of the control pulse and parameters of magnetic system (MS). Optimum characteristics of the filter inductor (FI) are identified (the number of turns, resistance, inductance) allowing to realize t_p=50μs at no more than 20V of control pulse voltage. In order to achieve t_p=10μs was developed a construction of MS PBF with two couples FI.

РАЗРАБОТКА БЫСТРОПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ (ППФ) НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ СПИНОВЫХ ВОЛНАХ (МСВ) С ЦИФРОВЫМ МОДУЛЕМ УПРАВЛЕНИЯ В ДЕЦИМЕТРОВОМ И САНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ

Попина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чечетин А. В.
НП ОАО «Фаза»
ул. Белорусская 9/7 Г, г. Ростов-на-Дону, 344065, Россия
Тел.: +7(863) 254 95 88; e-mail: faza_f@mail.ru, www.faza-don.ru
Букреев А. В.
ОАО «РЗ «Прибор»
пер. Беломорский, д. 98, г. Ростов-на-Дону, 344065, Россия
Тел.: +7(863) 2278646; e-mail: rzpribor@aaanet.ru, www.rzpribor.aaanet.ru

Аннотация — Представлены результаты разработки быстроперестраиваемых ППФ с цифровым модулем управления в дециметровом и сантиметровом диапазонах частот. Исследована зависимость времени перестройки ($t_п$) центральной частоты ($f_ц$) в зависимости от параметров управляющего импульса и характеристик магнитной системы (МС). Определены оптимальные параметры катушки индуктивности (КИ) фильтра (количество витков, сопротивление и индуктивность), позволяющие реализовать $t_п$ не более 50 мкс при напряжении управляющего импульса не более 20 В. С целью достижения $t_п$ равным 10 мкс разработана конструкция МС ППФ с двумя парами КИ.

I. Введение

НП ОАО «Фаза» разработало и выпускает перестраиваемые ППФ на МСВ, в диапазоне частот 1,0… 20,0 ГГц с полосой пропускания от 10 МГц до 300 МГц. Заграждение вне полосы пропускания составляет не менее 60 дБ, минимальные потери в полосе пропускания – 3,0… 5,0 дБ. ППФ сохраняет стабильность параметров в интервале температур от минус 60 ºС до 80 ºС [1].

Однако, скорость перестройки амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) таких фильтров, использующих традиционные магнитные системы из магнитомягких стальных сплавов, составляет десятки миллисекунд, что является сдерживающим фактором для применения фильтров на МСВ в современной радиоэлектронной аппаратуре.

Задача создания быстроперестраиваемых ППФ с точной настройкой при помощи цифрового модуля управления в любую точку рабочего диапазона частот весьма актуальна.

II. Основная часть

В работе [2] были проанализированы причины, влияющие на скорость перестройки $f_ц$ ППФ на МСВ, даны рекомендации по созданию фильтров с быстродействием в десятки микросекунд.

В работе [3] исследована зависимость $t_п$ от величины управляющего импульса, подаваемого на КИ. Показано, что для достижения $t_п$ равной 10 мкс, необходимо использовать управляющий импульс с напряжением порядка 150 В, что может неблагоприятно отразиться на электрогерметичности и надежности аппаратуры.

Приведенные в работах [2] и [3] практические результаты носят исследовательский характер, нет сведений о создании законченного комплексированного устройства ППФ и цифрового модуля управления с энергетическими и массо-габаритными характеристиками.

ППФ на МСВ состоит из О-образной МС из сплава ГМ14С, несимметричного копланарного преобразова-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

теля электромагнитных волн в магнитостатичиские и ферритовой структуры железо-иттриевого граната. МС представляет собой замкнутый магнитопровод, два сердечника с постоянными магнитами (ПМ) и полюсными наконечниками и две пары КИ. Начальная (опорная) частота ППФ задается ПМ. Перестройка АЧХ фильтра в рабочем диапазоне частот осуществляется подачей управляющих импульсов на КИ с помощью цифрового модуля управления. Термостабилизация параметров ППФ в интервале температур от минус 60 ºС до 80 ºС, осуществляется за счет применения термомагнитных шунтов из хром-никелевых сплавов с различными температурами Кюри.

Разработанный быстроперестраиваемый ППФ имеет в рабочем диапазоне частот:

- минимальные потери в полосе пропускания – не более 4 дБ;
- заграждение вне полосы пропускания – не менее 70 дБ;
- неравномерность потерь в полосе пропускания - не более 0,5 дБ;
- неравномерность группового времени задержки в полосе пропускания – не более 3 нс;
- полоса пропускания по уровню 1 дБ от уровня минимальных потерь может быть реализована от 10 МГц до 80 МГц;
- габаритные размеры 22х33х30 мм

Цифровой модуль управления представляет собой низкочастотную схему, конструктивно выполненную на текстолитовой подложке, на которой размещено устройство цифровой перекодировки, ЦАП, управляемый источник тока. Габаритный размер модуля 120х55х40 мм. Шаг перестройки $f_ц$ ППФ в рабочем диапазоне частот составляет 1 МГц.

В процессе выполнения работы был создан стенд (рисунок 1) для определения скорости перестройки ППФ на МСВ и отработана методика определения $t_п$.

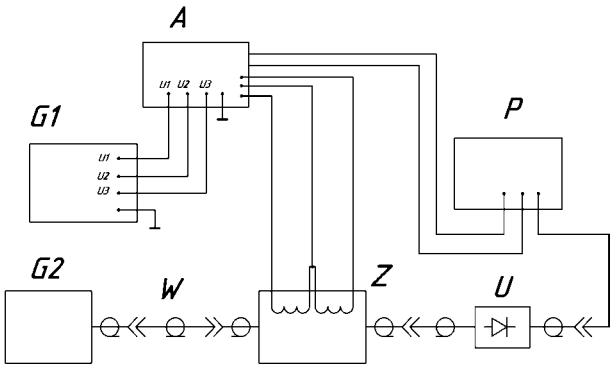


Рисунок 1. Стенд для определения скорости перестройки ППФ на МСВ

Измерение $t_п$ проводится следующим образом. На ППФ Z через кабель W подается непрерывный СВЧ сигнал на одной из частот в заданном рабочем диапазоне частот. С пульта управления А на одну из КИ подается управляющее напряжение в виде последовательности импульсов близкой к меандру, с длительностью импульсов порядка нескольких миллисекунд. В установившемся режиме пульт управления представляет собой источник тока для КИ, а при переходном процессе – источник напряжения. На пульте управления с помощью тумблеров и подстроечного резистора задается величина тока, подаваемого на управляющую КИ. В зависимости от величины задаваемого с пульта А тока, фильтр перестраивается на нужную частоту. С выхода фильтра сигнал проходит на детекторную головку, а с нее уже на четырехканальный осциллограф Р. С генератора G2 на вход фильтра подается СВЧ сигнал с частотой, соответствующей заданной на пульте величине тока управления, и с помощью ручки перестройки частоты генератора G2 достигается максимальное значение напряжения на выходе детекторной головки. На другой вход четырехканального осциллографа Р, с целью синхронизации, подается сигнал с задающего генератора управляющих импульсов, формируемых схемой пульта А. От этого управляющего импульса и происходит измерение запаздывания продетектированных импульсов.

III. Выводы

В результате проведенных исследований был разработан в S-диапазоне частот быстроперестраиваемый ППФ с цифровым модулем управления. Время перестройки в любую точку рабочего диапазона частот составляет не более 50 мкс, при напряжении управляющего импульса – не более 20 В. Для достижения времени перестройки равному 10 мкс необходимо увеличить величину управляющего импульса до 80 В, что потребует комплектации цифрового модуля новой элементной базой.

IV. References

[1] www.faza-don.ru

[2] Бувин Г.М., Попина С.М., Симанчук Б.П., Чечетин А.В. Разработка быстроперестраиваемых полосно-пропускающих (ППФ) и полосно-заграждающих (ПЗФ) фильтров на магнитостатических волнах (МСВ). (КрыМиКо 2006) Материалы конференции.

[3] Дубовой В.А., Козин В.Э., Майоров Г.С., Федин Д.Н. Время перестройки полосно-пропускающих фильтров на монокристаллическом феррите. Материалы IV Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». г. Санкт-Петербург.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MICROWAVE MATCHED LOADS BASED ON NANOMETER METAL FILMS AND DIELECTRIC LAYERS WITH AIR INCLUSIONS

Usanov D. A.[1], Meschanov V. P.[2], Skripal A. V.[1], Popova N. F.[2], Ponomarev D. V.[1]
[1] *Saratov State University named after N.G. Chernyshevsky*
[2]*LLC «NIKA-SVCH»*
83, Astrakhanskaya st., Saratov, 410012, Russia
Ph. (8452) 511430, e-mail: UsanovDA@info.sgu.ru

Abstract — Parameters of waveguide X- and Ku-band matched loads containing nanometer metal films on dielectric substrates and dielectric layers with air inclusions have been theoretically calculated. The values of a voltage standing wave ratio less than 1,10 have been experimentally obtained in frequency regions 8,15 – 12,05 GHz and 12,05 – 17,44 GHz.

СОГЛАСОВАННЫЕ НАГРУЗКИ СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ НАНОМЕТРОВЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ С ВОЗДУШНЫМИ ВКЛЮЧЕНИЯМИ

Усанов Д. А.[1], Мещанов В. П.[2], Скрипаль А. В.[1], Попова Н. Ф.[2], Пономарев Д. В.[1]
[1] *ФГБОУ ВПО "Саратовский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского"*
ООО «НИКА-СВЧ»
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Россия
тел.: (8452) 511430, e-mail: UsanovDA@info.sgu.ru

Аннотация — Теоретически рассчитаны параметры волноводной согласованной нагрузки трех- двухсантиметрового диапазона длин волн, содержащей нанометровые металлические пленки на диэлектрической подложке и диэлектрические слои с воздушными включениями. Экспериментально получены значения коэффициента стоячей волны по напряжения менее 1,10 в диапазонах частот 8,15 – 12,05 ГГц и 12,05 – 17,44 ГГц.

I. Введение

В настоящее время пленочные и слоистые структуры с нанометровыми слоями находят все большее применение в различных областях твердотельной, опто- и СВЧ - электроники при создании различных функциональных устройств и метаматериалов. К такого рода структурам, в частности, относятся тонкие нанометровые металлические пленки, нанесенные на диэлектрическую подложку. В СВЧ-диапазоне они могут использоваться в качестве поглотителей СВЧ-излучения, что позволяет создавать на их основе измерители СВЧ-мощности [1] и слоистые согласованные нагрузки [2-4]. Однако такие нагрузки отличаются узкополосностью и содержат в своей слоистой структуре несколько напыленных на диэлектрические подложки металлических нанометровых слоев различной толщины и электропроводности, что увеличивает размеры всей структуры, трудоемкость и стоимость производства. Решению проблем и созданию широкополосных малогабаритных волноводных нагрузок посвящена данная работа.

II. Основная часть

Слоистая волноводная согласованная нагрузка представляет собой набор диэлектрических и металлических слоев, полностью заполняющих по поперечному сечению короткозамкнутый отрезок прямоугольного волновода и расположенных перпендикулярно направлению падения электромагнитной волны. Для математического моделирования спектров отражения СВЧ-излучения, взаимодействующего с согласованной нагрузкой, и оптимизации геометрически и электрофизических параметров ее слоев использовалось программное обеспечение *ANSYS HFSS*, реализующее метод конечных элементов для решения задач электродинамики. Как показали результаты расчета, в случае использования применяемых в СВЧ-технике диэлектрических пластин не обеспечивался рабочий диапазон частот, соответствующий стандартным поддиапазонам частот СВЧ-диапазона, при этом число нанометровых металлических слоев в согласованной нагрузке было не менее двух.

Проведенная оптимизация параметров трехмерной структуры согласованной нагрузки продемонстрировала принципиальную возможность уменьшения числа нанометровых металлических слоев до одного, однако при этом согласующие диэлектрические слои должны обладать значениями диэлектрической проницаемости, не соответствующей значениям диэлектрической проницаемости наиболее применяемых в практике СВЧ-материалов. В частности, наибольшие трудности представляет собой создание твердых материалов со значениями диэлектрической проницаемости 1,1 – 1,5 и заданным видом дисперсии в рабочем диапазоне частот. Уровень современных технологий создания СВЧ-материалов позволяет производить различного рода высокочастотные ламинаты и композиты с заданными значениями диэлектрической проницаемости, однако существуют ограничения как по минимально, так и по максимально возможным значениям диэлектрической проницаемости и толщинам слоев создаваемых композитных материалов. Для того чтобы избежать этих трудностей был предложен способ создания диэлектрических слоев с эффективной диэлектрической проницаемостью, величина которой определяется числом, расположением и геометрической формой воздушных включений в них [5]. В простейшем случае такие включения представляют собой сквозные отверстия прямоугольной или круглой формы.

В результате компьютерного моделирования была создана согласованная нагрузка, представленная на рис. 1, состоящая из семи слов. Число согласующих диэлектрических слоев, обеспечивающих необ-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ходимую степень согласования и расположенных до и после нанометрового металлического слоя, подбиралось в зависимости от требуемого коэффициента стоячей волны в заданном частотном диапазоне. Первый, второй слои были выполнены из фторопласта, третий, четвертый, шестой и седьмой – из поликора (Al_2O_3), пятый слой – нанометровый слой хрома. Второй, третий, шестой и седьмой диэлектрические слои содержали упорядоченные массивы воздушных включений, состоящих из 17 сквозных отверстий цилиндрической формы, радиус которых подбирался в процессе оптимизации для получения заданного значения эффективной диэлектрической проницаемости. Общая длина слоистой структуры составляла 14 мм.

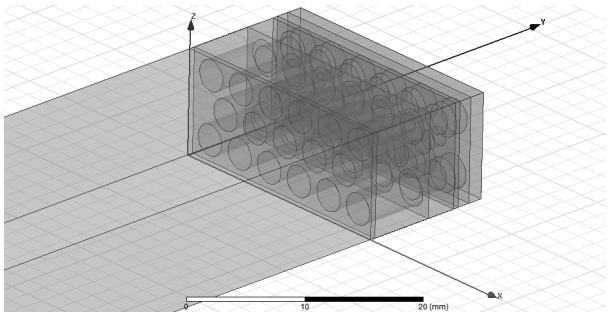


Рис. 1. Компьютерная модель слоистой структуры согласованной нагрузки, расположенной внутри короткозамкнутого отрезка прямоугольного волновода.

Fig. 1. Computer model of matched load layered structure placed into shorted rectangular waveguide section

Результаты измерения коэффициента стоячей волны по напряжению КСВН, представленные на рис. 2, проводились с помощью векторного анализатора цепей *Agilent PNA N5230A* в диапазоне частот 8,15 – 12,05 ГГц. Толщины металлических пленок были измерены на атомно-силовом микроскопе *Agilent 5600LS AFM*. Как следует из результатов эксперимента, оптимизация параметров диэлектрических слоев обеспечила значения КСВН менее 1,10 в указанном диапазоне частот.

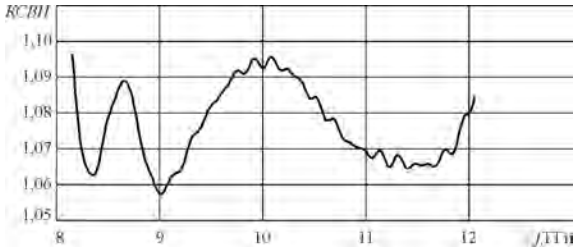


Рис. 2. Частотная зависимость КСВН согласованной нагрузки в диапазоне 8,15–12,05 ГГц.

Fig. 2. Frequency dependence of VSWR in the range 8,15–12,05 GHz

Далее, используя указанную методику, были проведены компьютерное моделирование частотных зависимостей коэффициентов отражения и КСВН согласованной нагрузки диапазона частот 12,05–17,44 ГГц, оптимизация параметров ее слоев и экспериментальная реализация слоистой структуры. Результаты измерения коэффициента стоячей волны по напряжению КСВН, представлены на рис. 3. Величина КСВН во всем диапазоне составляет менее 1,10.

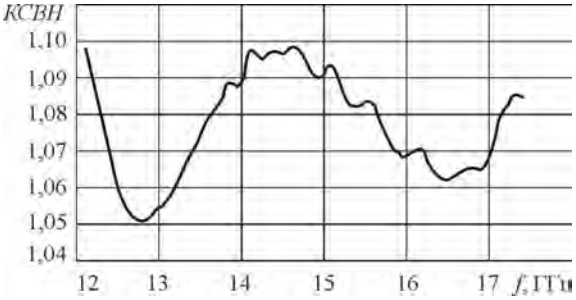


Рис. 3. Частотная зависимость КСВН согласованной нагрузки в диапазоне 12,05–17,44 ГГц.

Fig. 3. Frequency dependence of VSWR in the range 12,05–17,44 GHz

III. Заключение

1. Таким образом, экспериментально подтверждена возможность создания малогабаритных широкополосных согласованных нагрузок на основе слоистых структур, содержащих один нанометровый металлический слой и диэлектрические слои с упорядоченными массивами воздушных включений для изменения эффективной диэлектрической проницаемости этих слоев, число и параметры которых определяются по результатам оптимизации для получения требуемого значения КСВН в заданном частотном диапазоне.

2. Получены значения КСВНВ согласованных нагрузок менее 1,10 в диапазонах частот 8,15–12,05 ГГц и 12,05–17,44 ГГц.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства промышленности и торговли РФ (госконтракт № 14411.169999.11.085) и Министерства образования и науки РФ (государственное задание № 1376 и 1575).

IV. References

[1] Lee K. A., Guo Y., Stimson Ph. A., Potter K.A., Jung-Chih Chiao, Rutledge D.B. "Thin-Film Power-Density Meter for Millimeter Wavelengths," IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1991. vol. 39, no. 3, pp. 425-428,.

[2] Helszajn J., "Passive and Active Microwave Circuits," John Wiley & Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, 1978.

[3] Usanov D. A., Skripal A. V.,. Abramov A. V, Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Wideband waveguide loading impedance matching on the basis of photonic crystals with nanometer metal layers // *Radioelectronics and Communications Systems.* 2009. no.1. pp. 73 – 80

[4] Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Абрамов А.В., Боголюбов А.С., Скворцов В.С., Мерданов М.К. *Патент* 2360336 *(РФ) . Широкополосная волноводная согласованная нагрузка Опубл. в Б. И., 2009. № 33.*

[5] Usanov, D.A., Nikitov, S.A., Skripal, A.V., Gorlitskiy, V.O. Investigation of amplitude-frequency characteristics of waveguide photonic crystal consisted of periodically alternating layers implemented as a matrix with a large number of air inclusions. *2013 23th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013).* Sevastopol, 2013, pp. 740-741.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE STRUCTURE OF THE FIELD OF THE SLOW WAVE IN THE ROUND WAVEGUIDE WITH A METAMATERIAL LAYER

Meshcheryakov V. A.
National Researh Tomsk State University
36, Lenin Ave., 36, Tomsk, Tomsk, 634050, Russia
Tel.: +7-3822-413973, e-mail: mva@mail.tsu.ru

Abstract — In this work are represented results of modeling of the structure fields of the slow wave in round two-layer shielded waveguide. The outer layer of the waveguide contains material with negative refractive index (Left-Handed-Medium). The central layer is the dielectric. Presented results allow to conclude that the slow phase velocity of the wave leads to significant increase of the amplitudes of the field components.

СТРУКТУРА ПОЛЯ МЕДЛЕННОЙ МОДЫ В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ СО СЛОЕМ МЕТАМАТЕРИАЛА

Мещеряков В. А.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, Томск, 634050, Россия
тел.: +7-3822-413973, e-mail: mva@mail.tsu.ru

Аннотация — В работе представлены результаты моделирования структуры поля замедленной волны в круглом двухслойном экранированном волноводе. Внешний слой волновода содержит материал с отрицательным показателем преломления (Left-Handed-Medium). Центральный слой диэлектрик. Представленные результаты позволяют сделать вывод о том, что замедление фазовой скорости волны приводит к существенному возрастанию амплитуд компонентов полей.

I. Введение

Физика явлений при отражении и преломлении электромагнитных волн на границах раздела «правых» и «левых» сред, теоретически предсказанная В.Г. Веселаго [1], послужила толчком к моделированию электромагнитных процессов в различных линиях передачи [2-9]. В работе [4] было показано существования ряда медленных мод в круглом двухслойном волноводе со слоем метаматериала. Целью настоящей работы является построение структуры поля медленной волны.

II. Основная часть

На рис.1 представлено поперечное сечение двухслойного волновода с идеально проводящим внешним экраном и указаны относительные материальные и геометрические характеристики слоев. Использована цилиндрическая система координат r, φ, z_0.

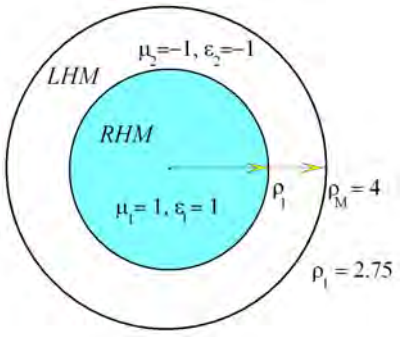


Рис. 1. Поперечное сечение волновода.

Fig. 1. The cross section of the waveguide

Волны распространяются внутрь плоскости рисунка. Зависимость полей от t, φ и z выбрана в форме $\exp(i\omega t+in\varphi+i\beta z)$, где n – азимутальное число, β – константа распространения. Размеры устройства нормированы на волновое число свободного пространства k_0: $\rho=k_0 r$, $z= k_0 z_0$, $k_0=\omega/c$, где c скорость света в свободном пространстве.

Из граничных условий для касательных компонентов полей на границах раздела сред получено дисперсионное уравнение. Моделируемыми характеристиками являются нормированные постоянные распространения различных волноводных мод, $\Gamma=\beta/k_0=c/v$, где v - фазовая скорость волны в волноводе. Мнимая величина Γ обозначает отсутствие волнового процесса. Комплексное значение $\Gamma=Re(\Gamma)+iIm(\Gamma)$ обозначает возникновение комплексных мод. В работе [4] нами было показано существования ряда медленных мод в таком волноводе. Модельные эксперименты говорят о том, что фазовую скорость можно замедлить до нуля (смотрите на рис. 2 кривые, уходящие вверх). Интерес представляют структуры полей медленных волн.

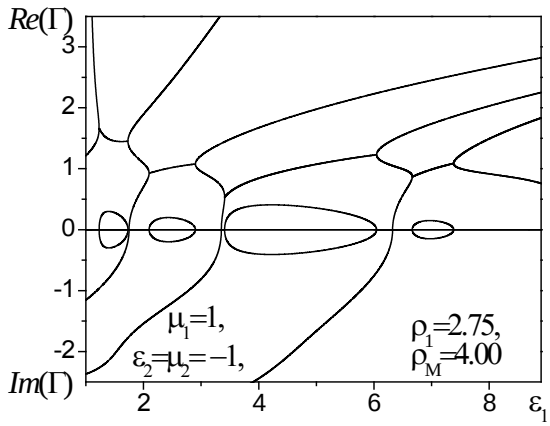


Рис. 2. Двухслойный волновод. Радиус первого слоя ρ_1*=2.75. Зависимость параметра распространения* Γ *от диэлектрической проницаемости* ε_1.

Fig. 2. Two-layer waveguide. The radius of the first layer ρ_1*=2.75. The dependence of the propagation constants* Γ *from the dielectric permittivity* ε_1

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Для построения распределения компонентов электромагнитного поля в поперечном сечении волновода был выбран коэффициент замедления *Re*(Γ)=3, который соответствует значению относительной диэлектрической проницаемости внутреннего диэлектрика ε_1= 2.94. На рис.3,4 представлено распределение продольных и поперечных компонентов электрического и магнитного полей электромагнитной волны. Следует отметить, что на рисунках представлены только амплитудные значения компонентов на поперечном сечении волновода, но не отмечены фазовые отношения между ними.

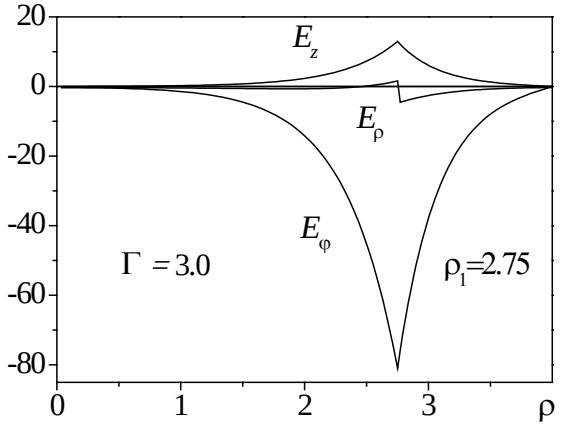


Рис. 3. Распределение компонентов электрического поля в поперечном сечении волновода.

Fig. 3. The structure of the of the electric field in the cross section of the waveguide

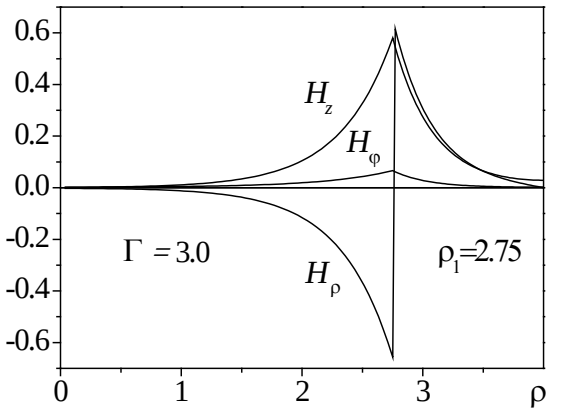


Рис. 4. Распределение компонентов магнитного поля в поперечном сечении волновода.

Fig. 4. The structure of the magnetic field in the cross section of the waveguide

Для сравнения, на рис. 2 представлены распределения поперечной и продольных компонентов электрического и магнитного полей электромагнитной волны HE_{11} (коэффициент замедления равен 3). Слой метаматериала заменен на воздух, ε_1= 9.68. Следует отметить, что значения касательных компонентов электрического поля медленной волны в волноводе со слоем LHM существенно выше, чем в обычной волноводной замедляющей структуре.

Этот результат является новым. Его можно объяснить с позиции парциальных волн. В «левой» среде, направление распространения луча становится обратным, возникает псевдо-циклическая траектория движения волны с высокой концентрацией полей.

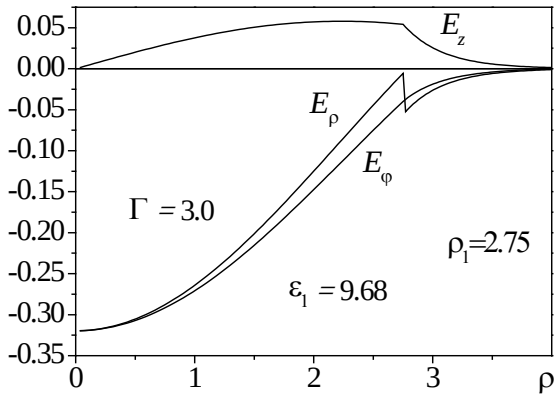


Рис. 5. Распределение компонентов электрического поля моды HE_{11}в поперечном сечении волновода.

Fig. 5. The structure of the electric field in the cross section of the waveguide for HE_{11} wave

III. Заключение

В процессе моделирования было показано, что замедление фазовой скорости приводит к существенному возрастанию значений компонентов электрического поля. Этот эффект с магнитным полем проявляется в значительно меньшей мере, так как рассматриваемая мода относится к классу EH.

Работа выполнена в рамках программы повышения конкурентоспособности ТГУ.

This Research is supported by Tomsk State University Competitiveness Improvement Program.

IV. References

[1] Veselago V. G. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ. *Sov. Phys. Usp.,* 1968, vol. 10. No 4, pp. 509 - 14.

[2] Pendry J.B. Photonic Band Structures. *J. Mod. Optic*,1994, vol. 41. No 2, pp. 209 - 229.

[3] Mousa H.M., Shabat M.M. TE waves in a cylindrical superlattices (LANs) and left handed material (LHm) waveguide structure. *IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Karlsruhe, Germany,* 2013, pp. 286 - 289.

[4] Dunaevskii G.E., Meshcheryakov V.A., Zhuravlev V.A., Suslyaev V.I., Bashlykov A.K. Special features of electromagnetic wave propagation in a two-layered cylindric waveguide with right- and left-handed media. *Russian Physics Journal*, 2009, vol. 52. No 12, pp. 1325 - 1330.

[5] Red'kin G.A., Meshcheryakov V.A., Zhukov A.A. Natural lectromagnetic waves in round inhomogeneous layered waveguides. *Russian Physics Journal*, 2006, vol. 49. No 9, pp. 917 - 922.

[6] Nashed A.I., Chaudhuri S.K., Safavi-Naeini S. A. Cylindrical metallic photonic crystal waveguide – design and analysis. *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Toronto, Canada*, 2010, pp. 1 - 4.

[7] Meshcheryakov V.A. Modeling of electromagnetic waves in cylindrical three-layers waveguide with metamaterial layer. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 553 - 554.

[8] Salehi H., Mansour Raafat. Analysis, modeling, and applications of coaxial waveguide-based left-handed transmission lines. *Microwave Theory and Techniques,* 2005, vol. 53, pp. 3489 - 3497.

[9] Barroso J.J. Castro P.J. Neto J.P.L. Experiments on microwave propagation through a metallic waveguide loaded by an array of split-ring resonators. *Microwave and Optoelectronics Conference), Belem, Brazil,* 2009, pp. 778 - 782.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE WAVE PARAMETERS OF A CIRCULAR WAVEGUIDE WITH FERRITE AND METAMATERIAL LAYERS

Meshcheryakov V. A., Zhukov A. A.
National Researh Tomsk State University
36, Lenin Ave., 36, Tomsk, Tomsk, 634050, Russia
Tel.: +7-3822-413973, e-mail: mva@mail.tsu.ru

Abstract — The paper presents the simulation results of the parameters of wave propagation round four-layer waveguide, which contains the materials with positive (RHM – Right-Handed-Medium) and negative (LHM – Left-Handed-Medium) refractive indices and magnetized ferrite. The results presented show the possibility of improving the characteristics of the ferrite waveguide devices.

ВОЛНОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА СО СЛОЯМИ ФЕРРИТА И МЕТАМАТЕРИАЛА

Мещеряков В. А., Жуков А. А.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, Томск, 634050, Россия
тел.: +7-3822-413973, e-mail: mva@mail.tsu.ru

Аннотация — В работе представлены результаты моделирования коэффициентов распространения волноводных мод круглого четырехслойного волновода, заполненного средами с положительным (RHM – Right-Handed-Medium) и отрицательным (LHM – Left-Handed-Medium) показателями преломления и намагниченным ферритом. Представленные результаты позволяют сделать вывод о возможности существенного улучшения характеристик ферритовых волноводных устройств.

I. Введение

Электромагнитные свойства анизотропных сред и композиционных RHM и LHM [1,2] материалов достаточно хорошо изучены в отдельности и с успехом используются при создании различных устройств миллиметрового, субмиллиметрового диапазона волн [2-9]. Целью настоящей работы является моделирование распространения основной волны круглого четырехслойного волновода, заполненного поперечно намагниченным слоем феррита (гиромагнитной средой) и среды с отрицательным показателем преломления.

II. Основная часть

На рис.1 представлено поперечное сечение волновода с идеально проводящим внешним экраном и указаны относительные материальные характеристики слоев. Использована цилиндрическая система координат r, φ, z_0.

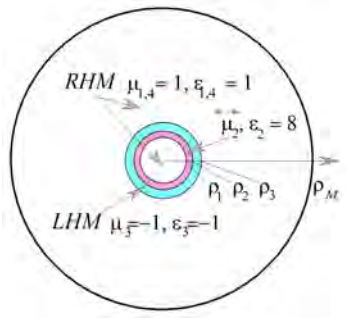


Рис. 1. Поперечное сечение волновода.

Fig. 1. The cross section of the waveguide

Волны распространяются внутрь плоскости рисунка. Зависимость полей от t, φ и z выбрана в форме $\exp(i\omega t+in\varphi+i\beta z)$, где n – азимутальное число, β – константа распространения. Размеры устройства нормированы на волновое число свободного пространства k_0: $\rho=k_0 r$, $z=k_0 z_0$, $k_0=\omega/c$, где c скорость света в свободном пространстве. Феррит намагничен азимутально. В качестве модели тензора магнитной проницаемости феррита использовались соотношения из [3]. Компоненты тензора магнитной проницаемости зависят от намагничивающего поля σ, намагниченности насыщения p. Параметр потерь $\alpha=0.07$. Значения намагничивающего поля σ и намагниченности насыщения p нормированы и не имеют размерности [3].

Из граничных условий получено дисперсионное уравнение [7]. Моделируемой характеристикой является нормированная постоянная распространения основной волноводной моды $\Gamma(\sigma)=\beta/k_0=c/v$, где v - фазовая скорость волны в волноводе. Целью моделирования является выяснение влияния *LHM* слоя и намагничивающего поля σ на комплексное значение $\Gamma(\sigma)=Re(\Gamma)+iIm(\Gamma)$.

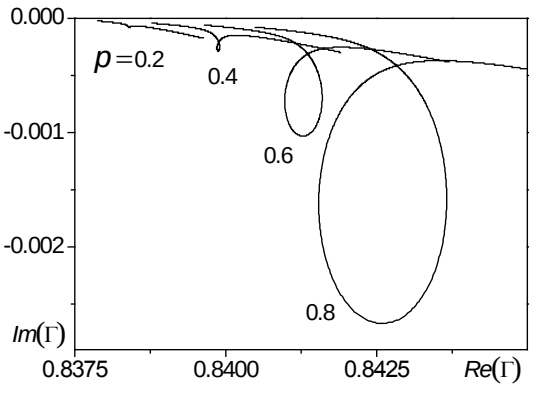


Рис. 2. Зависимость $\Gamma(\sigma, p)$*. Третий слой – воздух. Феррит намагничен по часовой стрелке.*

Fig. 2. The dependence of $\Gamma(\sigma, p)$*. The third layer is the air. The ferrite magnetized in a clockwise direction*

Геометрические характеристики слоев следующие: $\rho_1=0.5$, $\rho_2=0.6$, $\rho_3=0.8$, $\rho_M=3.0$. Слои 1 и 4 – *RHM*, слой 2 – феррит. Для того, чтобы оценить влияние слоя метаматериала на волновые параметры, рас-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

смотрены два варианта заполнения волновода. Первый вариант представлен рис. 2, 3, слой 3 – *RHM* (воздух). Второй вариант представлен рис. 4, 5, слой 3 – LHM (метаматериал).

На рис. 2, 4 представлены зависимости комплексного параметра распространения от нормированного намагничивающего поля σ направленного азимутально по часовой стрелке. На рис. 3, 5 представлены зависимости комплексного параметра распространения от нормированного намагничивающего поля σ направленного азимутально против часовой стрелки.

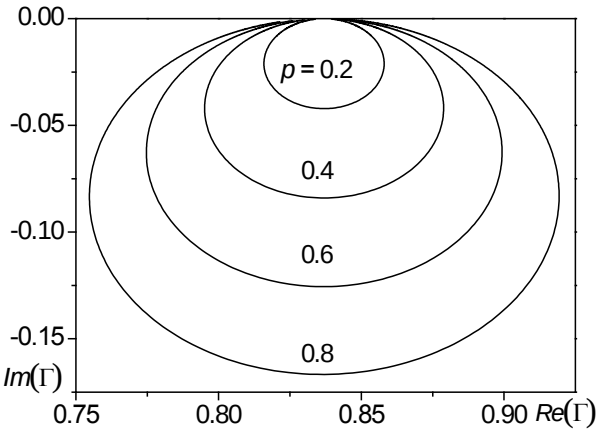


Рис. 3. Зависимость Γ(σ, *p*)*. Третий слой – воздух. Феррит намагничен против часовой стрелки.*

Fig. 3. The dependence of Γ(σ, *p*)*.The third layer is the air. The ferrite magnetized in a counterclockwise direction*

Параметр σ изменялся от 0 до 2. На участке 0.8-1.1 наблюдается ферромагнитный резонанс. На этом участке происходит максимальное поглощение энергии волны.

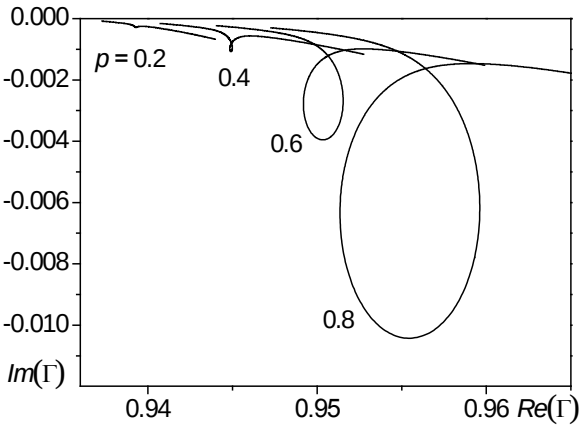


Рис. 4. Зависимость Γ(σ, *p*)*. Третий слой – метаматериал. Феррит намагничен по часовой стрелке.*

Fig. 4. The dependence of Γ(σ, *p*)*. The third layer is the metamaterial. The ferrite is magnetized in a clockwise direction*

Изменение направления намагничивания феррита приводит к существенному изменению параметров распространения. Замена диэлектрического слоя на метаматериал приводит к увеличению приращения фазы и потерь примерно в 2.5 раза. Это говорит о возможности улучшения характеристик фазовращателей и развязывающих устройств СВЧ.

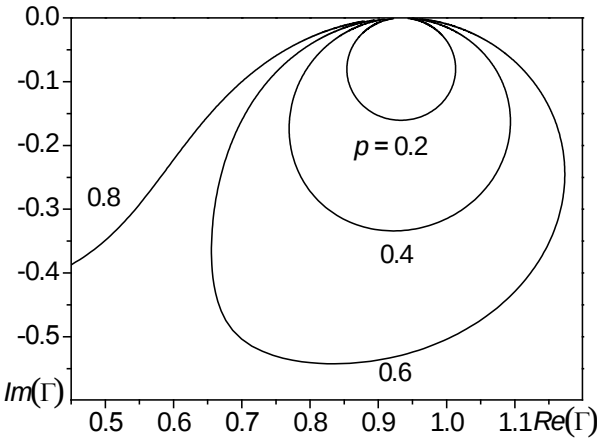


Рис. 5. Зависимость Γ(σ, *p*)*. Третий слой – метаматериал. Феррит намагничен против часовой стрелки.*

Fig. 5. The dependence of Γ(σ, *p*)*. The third layer is the metamaterial. The ferrite is magnetized in a counterclockwise direction*

III. Заключение

В процессе моделирования было показано, что замена диэлектрического слоя метаматериалом ведет к увеличению невзаимного фазового сдвига. Это позволяет улучшить характеристики ферритовых волноводных устройств.

This Research is supported by Tomsk State University Competitiveness Improvement Program.

IV. References

[1] Veselago V. G. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ. *Sov. Phys. Usp.,* 1968, vol. 10. No 4, pp. 509 - 14.

[2] Pendry J.B. Photonic Band Structures. *J. Mod. Optic*,1994, vol. 41. No 2, pp. 209 - 229.

[3] Suhl H., Walker L. R. Topics in guided wave propagation through gyromagnetic media. *Bell Syst. Tech. J.*1954*,* vol. 33. pp. 579–659,

[4] Dunaevskii G.E., Meshcheryakov V.A., Zhuravlev V.A., Suslyaev V.I., Bashlykov A.K. Special features of electromagnetic wave propagation in a two-layered cylindric waveguide with right- and left-handed media. *Russian Physics Journal*, 2009, vol. 52. No 12, pp. 1325 - 1330.

[5] Red'kin G.A., Meshcheryakov V.A., Zhukov A.A. Natural lectromagnetic waves in round inhomogeneous layered waveguides. *Russian Physics Journal*, 2006, vol. 49. No 9, pp. 917 - 922.

[6] Zhuravlev V.A., Suslyaev V.I., Meshcheryakov V.A., Magnetic field influence on the spectrum of magnetic permeability of composite material containing single domain uniaxial magnetic. *CriMiCo 2014. 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 6959591*, pp. 698-699.

[7] Meshcheryakov V.A., Mudrov A.E., Red'kin G.A. Eigenwaves in aninhomogeneous azimutally bigiritropic medium. *Russian Physics Journal,* 1983, vol. 25. No11, pp. 1015 - 1018.

[8] Salehi H., Mansour Raafat. Analysis, modeling, and applications of coaxial waveguide-based left-handed transmission lines*. Microwave Theory and Techniques,* 2005, vol. 53, pp. 3489 - 3497.

[9] Barroso J.J. Castro P.J. Neto J.P.L. Experiments on microwave propagation through a metallic waveguide loaded by an array of split-ring resonators. *Microwave and Optoelectronics Conference), Belem, Brazil,* 2009, pp. 778 - 782.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

EXCITING BULK ACOUSTIC WAVES BY THE NONCONTACT METHOD USING SH_0 WAVE IN A PIEZOELECTRIC PLATE

Zaitsev B. D.[1], Shikhabudinov A. M.[1], Teplykh A. A.[1], Kuznetsova I. E.[2]
[1] *Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch*
38, Zelyonaya str., Saratov
410038, Russian Federation
Ph.: (8452) 277323, e-mail: zai-boris@yandex.ru
[2] *Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS*
11, bld.7, Mokhovaya, Moscow
125009, Russian Federation
Ph.: (495) 6293361, e-mail: kuziren@yandex.ru

Abstract — The possibility of noncontact excitation of bulk acoustic wave (BAW) in piezoelectric plate placed under the lithium niobate plate with propagating SH_0 wave is shown. It has been found that when X axis of upper plate of lithium niobate of 128Y-X cut is normal to the wave vector of SH_0 wave the shear BAW with perpendicular to X axis polarization excites in upper plate. The velocity of this wave is 3600 m/s and it resounds between sides of upper plate.

ВОЗБУЖДЕНИЕ ОБЪЕМНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН БЕСКОНТАКТНЫМ СПОСОБОМ ПРИ ПОМОЩИ SH_0 ВОЛНЫ В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЕ

Зайцев Б. Д. [1], Шихабудинов А. М.[1], Теплых А. А.[1], Кузнецова И. Е.[2]
[1]*Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
ул. Зеленая,38, Саратов, 410028, Россия
тел.: (8452) 277323, e-mail: zai-boris@yandex.ru
[2]*Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
ул. Моховая,11, стр.7, Москва, 125009, Россия
тел.: (495) 6293361, e-mail: kuziren@yandex.ru

Аннотация — Разработан способ бесконтактного возбуждения и регистрации ОАВ в пьезоэлектрической пластине, расположенной над пластиной ниобата лития, в которой распространяется SH_0 волна. Показано, что при ориентации оси X верхней пластины перпендикулярно волновому вектору SH_0 волны в ней возбуждается поперечная ОАВ с поляризацией перпендикулярной оси X, имеющая скорость ~ 3600 m/s и резонирующая между сторонами верхней пластины.

I. Введение

Известно что, бесконтактные способы возбуждения акустических волн могут существенно расширить возможности методов неразрушающего ультразвукового контроля [1]. Особую актуальность эти способы приобретают в тех случаях, когда механический контакт преобразователя с исследуемым объектом недопустим или невозможен. В настоящее время наиболее развиты оптические [2] и электромагнитные [3] бесконтактные способы возбуждения акустических волн. Оптические методы, интенсивно развивающиеся с появлением мощных лазеров, позволяют возбуждать в образцах из различных материалов УЗ-импульсы наносекундного диапазона. Однако существенным недостатком этих методов является относительная сложность используемых лазерных устройств. Что касается электромагнитных методов, то они обладают низкой эффективностью преобразования электромагнитной энергии в акустическую и неприменимы для диэлектрических материалов. В работе [4] экспериментально исследована возможность существования щелевых волн при расположении пьезоэлектрической пластины над поверхностью линии задержки (ЛЗ) между двумя встречно-штыревыми преобразователями (ВШП). Было показано, что при определенном расположении пластины пьезоэлектрика с определенной кристаллографической ориентацией над поверхностью ЛЗ наряду со щелевой волной возбуждается волна другого типа, природа которой не была достаточно исследована. В настоящей работе проведено детальное экспериментальное исследование вышеуказанной волны.

II. Основная часть

Для проведения исследований использовалась линия задержки (ЛЗ), работающая на поперечно-горизонтальной моде нулевого порядка (SH_0) (рис. 1). ЛЗ представляла собой пластину 1 из $LiNbO_3$ Y – среза толщиной 0.2 mm и поперечными размерами 22×52 mm^2. Она была закреплена в специальной опорной рамке 3 из акрилового плексигласа с толщиной 6 mm и с поперечными размерами 60×80 mm^2 снаружи и 18×48 mm^2 изнутри, соответственно. Нижняя поверхность этой пластины, содержащая два ВШП 2, была приклеена краями по всему периметру к опорной рамке 3 таким образом, что обе стороны пластины, включая ВШП, были механически свободными. Каждый ВШП состоял из пяти пар расщепленных электродов с апертурой 8 mm и периодом 1.2 mm. Расстояние между ВШП было равно 27 mm. Эти преобразователи возбуждали и принимали SH_0 волну, которая распространялась вдоль кристаллографической оси X. Рабочий диапазон частот составлял 2.6 – 3.8 MHz. Противоположные края пластины имели волнообразную форму с глубиной ~ $\lambda/2$ (где длина волны λ = 1.2 mm) для предотвращения многократных переотражений волны. Выбор ориентации и толщины пластины, а также рабочей частоты волны определялся необходимостью получения значи-

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

тельного коэффициента электромеханической связи, который в этом случае составлял ~30% [4].

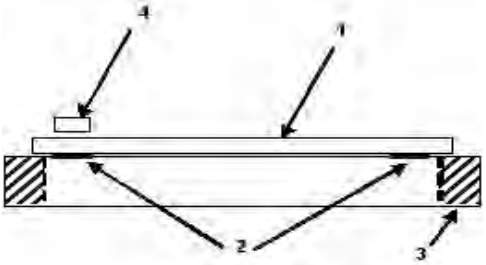


Рис. 1. Схема исследуемой структуры: 1 – нижняя пластина (ниобат лития Y среза), 2 – ВШП, 3 – опорная рамка, 4 – верхняя пластина (ниобат лития 128Y-X среза).

Fig. 1. The experimental setup: 1 – lower plate (Y-cut litium niobate), 2 –IDTs, 3 – support, 4 – upper plate (128YX cut lithium niobate)

Эксперимент проводился следующим образом. ЛЗ подключалась к измерителю S-параметров (Agilent E5071C) и измерялись частотные зависимости полных потерь и фазы выходного сигнала в рабочем диапазоне. Затем над ЛЗ с зазором 2 - 4 μm устанавливалась пластина 128 Y-X среза $LiNbO_3$ с размерами 14.4×12 mm^2 и толщиной 530 μm, и измерялись частотные зависимости полных потерь такой составной ЛЗ. Пластина располагалась таким образом, чтобы ее ось X была перпендикулярна волновому вектору SH_0 волны в ЛЗ. Конструкция позволяла перемещать верхнюю пластину вдоль ЛЗ с неизменным зазором. Было установлено, что если верхняя пластина располагалась над излучающим ВШП ЛЗ, то на частотной зависимости полных потерь наблюдался резонансный пик, соответствующий частоте 3.516 MHz (рис. 2a). Затем толщина верхней пластины уменьшалась путем шлифования, и измерения повторялись. В результате были получены частотные зависимости полных потерь составной ЛЗ при значениях толщины верхней пластины 530, 500, 475 и 450 μm (рис. 2). Видно, что на каждой их этих зависимостей наблюдался резонансный пик, причем с уменьшением толщины пластины частота пика увеличивалась.

Теоретические оценки показали, что указанный пик соответствует возбуждению поперечной объемной акустической волны, распространяющейся по нормали к поверхности верхней пластины со скоростью порядка 3600 m/s и поляризованной перпендикулярно оси X. Теоретический анализ также показал, что эта волна возбуждается тангенциальной компонентой электрического поля ВШП, ориентированной перпендикулярно оси X верхней пластины.

III. Заключение

В работе экспериментально исследовалась возможность возбуждения и регистрации ОАВ в пластине ниобата лития 128 Y-X среза при ее расположении над входным ВШП ЛЗ, работающей на SH_0 волне. Установлено что, при ориентации оси X верхней пластины перпендикулярно волновому вектору SH_0 волны на частотной зависимости полных потерь появляется резонансный пик. Показано, что частота этого пика зависит только толщины верхней пластины и соответствует возбуждению поперечной ОАВ, бегущей по нормали к поверхности со скоростью порядка 3600 m/s и поляризованной перпендикулярно оси X. Теоретические оценки показали, что эта волна возбуждается тангенциальной компонентой электрического поля ВШП, ориентированной перпендикулярно оси X верхней пластины.

Результаты проведенных исследований открывают перспективу для разработки методов бесконтактного возбуждения и регистрации ОАВ в пьезоэлектрических пластинах и измерения их скорости.

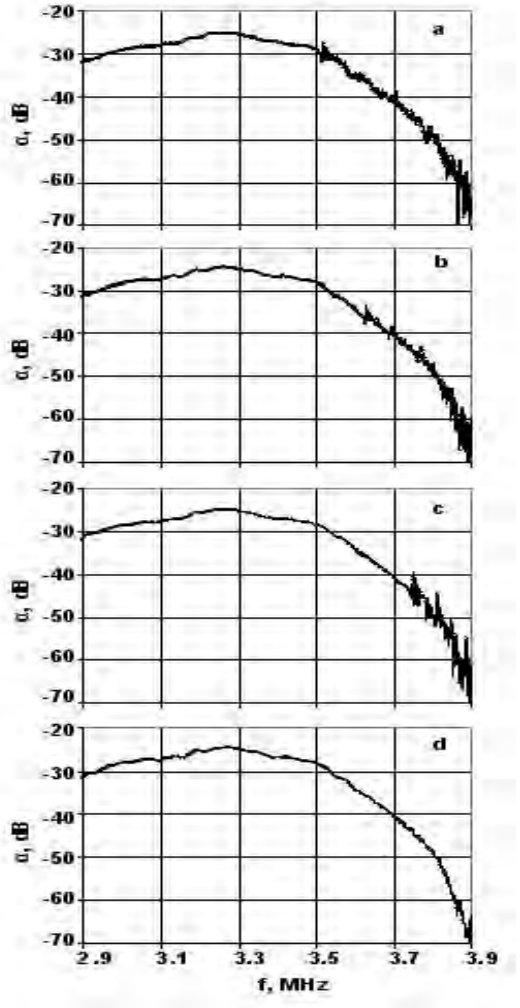


Рис. 2. Частотная зависимость полных потерь α в линии задержки при толщине верхней пластины: (a) – 530 μm, (b) – 500 μm, (c) – 475 μm, (d) – 450.

Fig. 2. The frequency dependency of insertion loss in delay line at the thickness of upper plate: (a) – 530 μm, (b) – 500 μm, (c) – 475 μm, (d) – 450

Работа выполнена при частичной поддержке гранта РФФИ № 14-02-31352-мол-а, НШ-4841.2014.9 и гранта Президента РФ МК-5551.2014.9.

IV. References

[1] *Неразрушающий контроль* / Справочник в 7 томах под общей ред. В.В. Клюева. Т.3. Ультразвуковой контроль. М.: Машиностроение, 2004. 864 с.

[2] Базылев П.В. Двухканальный лазерный приемник ультразвуковых колебаний // *Приборы и техника эксперимента*. 2003. № 1. С. 110-111.

[3] Шкарлет Ю.М. *Бесконтактные методы ультразвукового контроля*. М.: Машиностроение, 1974. 56 с.

[4] Borodina I.A., Zaitsev B.D. Kuznetsova I.E. Acoustic Waves in a Structure Containing Two Piezoelectric Plates Separated by an Air (Vacuum) Gap // *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Cont.* 2013. V.60. N 12. P. 2677-2681.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MICROWAVE CHARACTERICTICS OF A WAVEGUIDE DEVICE ON FRAME COUPLING ELEMENTS

Usanov D. A., Skripal A. V., Frolov A. P.
Saratov State University named after N. G. Chernyshevsky
83, Astrakhanskaya st., Saratov, 410012, Russia
Tel. 8-8452-511430, e-mail: UsanovDA@info.sgu.ru, SkripalA_V@info.sgu.ru

Abstract — Experimental investigation of microwave waveguide device based on the diaphragm and the system of nonsymmetrical coupling frame elements with controlled *n–i–p–i–n*-structure and demonstrated the properties of photonic crystal have been carried out. The fact that the phase-frequency dependence of the device has intervals with negative slope depended on controlling current has been determined. The possibility to create the electrically controlled attenuator with dynamic range of 42.0 dB with a minimum value of the phase error has been shown.

СВЧ-ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНОВОДНОГО УСТРОЙСТВА, СОДЕРЖАЩЕГО СВЯЗАННЫЕ РАМОЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Фролов А. П.
ФГБОУ ВПО «Саратовский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского»
83, ул. Астраханская, Саратов, 410012, Россия
Тел.: (8452) 511430, e-mail: UsanovDA@info.sgu.ru, skripala_v@info.sgu.ru

Аннотация — Экспериментально исследовано волноводное СВЧ-устройство на основе диафрагмы и системы «несимметричных» связанных рамочных элементов с управляемой *n–i–p–i–n*-структурой, обладающее свойствами фотонного кристалла. Установлено, что фазочастотная характеристика такого устройства содержит участки с отрицательным наклоном с параметрами, зависящими от управляющего тока. Показана возможность создания электрически управляемого аттенюатора с динамическим диапазоном, равным 42,0 дБ, с малой величиной фазовой ошибки.

I. Введение

В последние десятилетия интенсивно проводятся исследования свойств, так называемых, фотонных кристаллов, которые характеризуются наличием частотных зон разрешенных состояний (полос пропускания) и запрещенных зон (полос запирания) [1]. Такого типа фотонные кристаллы с использованием элементов на основе различных типов линий передачи созданы, в том числе, и для СВЧ диапазона [2]. СВЧ фотонные кристаллы были использованы для создания высоконаправленных антенн, СВЧ-фильтров, улучшения характеристик СВЧ-детекторов, усилителей и т.д. [3].

В настоящей работе экспериментально была реализована «несимметричная» (длина левого рамочного элемента равна 10 мм, длина правого рамочного элемента– 30 мм) конструкция, основанная на результатах численного моделирования и обеспечивающая возникновение разрешённой зоны в диапазоне частот 8.0–11.5 ГГц.

II. Основная часть

Неоднородность типа «штырь с зазором», обеспечивающая возникновение пика запирания в разрешенной зоне, с электрически управляемым элементом в виде *n–i–p–i–n*-структуры, размещенном в зазоре между рамочным элементом и штырем, располагалась на расстоянии 20 мм справа от плоскости диафрагмы (см. рис. 1).

Экспериментально были исследованы особенности амплитудно-частотных (см. рис. 2) и фазочастотных (см. рис. 3) характеристик коэффициента прохождения вблизи пика запирания исследуемого СВЧ-устройства для различных значений тока, протекающего через *n–i–p–i–n*-структуру.

Как следует из результатов измерения АЧХ $|S_{12}|^2$ вблизи пика запирания разрешенной зоны исследуемого СВЧ-устройства динамический диапазон изменения коэффициента пропускания на резонансной частоте составляет ~63.0 дБ при изменении тока, протекающего через *n–i–p–i–n*-структуру, в диапазоне значений от 0 до 300 мА.

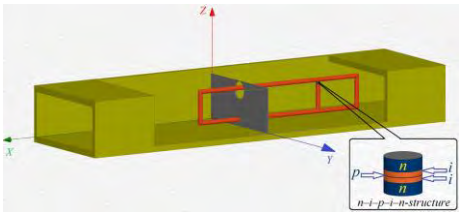


Рис. 1. «Несимметричная» конструкция СВЧ-устройства на основе диафрагмы и системы связанных рамочных элементов, с полупроводниковой n–i–p–i–n-структурой, расположенный в зазоре между штырем и рамочным элементом.

Fig. 1. «Asymmetrical» construction of microwave device on the base of diapgragm, a system of coupled frame elements with semiconductor n–i–p–i–n-structure placed in the gap between dowel and frame element

Рис. 3 демонстрирует наличие на ФЧХ в диапазоне токов от 0 до 63 мА двух частотных областей ~9.31 ГГц и ~11.2 ГГц на ФЧХ, в которых наблюдаются «аномальные» участки, характеризующиеся отрицательным наклоном ФЧХ $\partial\varphi/\partial\omega<0$. В области частот ~9.31 ГГц при токах больших 70 мА «аномальный» участок исчезает, в то время как «аномальный» участок в области частот ~11.2 ГГц остается.

Анализ амплитудных и фазовых характеристик, представленных на рис. 2 и рис. 3, показывает, что с помощью предложенного устройства в определенном диапазоне частот может быть реализован режим электрического управления фазой выходного сигнала в диапазоне 0–120 град с помощью *n–i–p–i–n*-структуры при фиксированном уровне пропускания равном –8,5 дБ.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

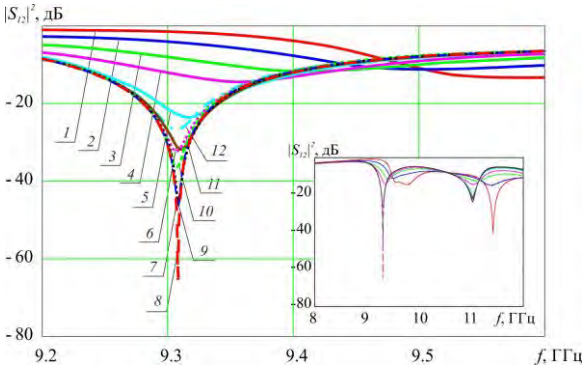
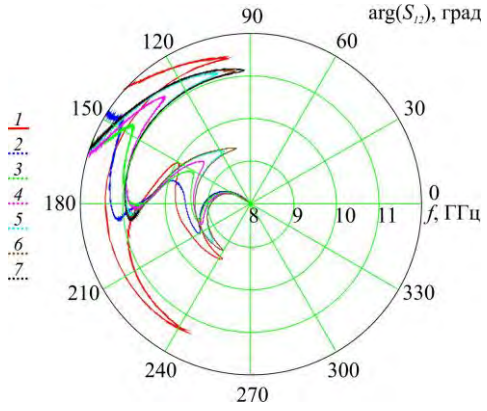
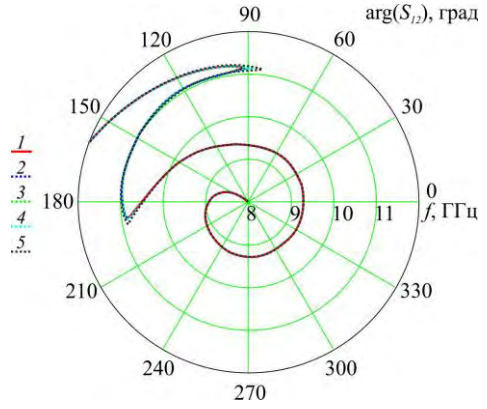


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики коэффициента прохождения для различных значений тока, протекающего через n–i–p–i–n-структуру: 1– I= 0 мА; 2– I= 1 мА; 3– I= 3 мА; 4– I= 7 мА; 5– I= 25 мА; 6– I= 44 мА; 7– I= 63 мА; 8– I= 70 мА; 9– I= 77 мА; 10– I= 99 мА; 11– I= 126 мА; 12– I= 300 мА.

Fig. 2. Experimental amplitude-frequency characteristics of transmittance for different values of current flowing through it: 1– I= 0 mA; 2– I= 1 mA; 3– I= 3 mA; 4– I= 7 mA; 5– I= 25 mA; 6– I= 44 mA; 7– I= 63 mA; 8– I= 70 mA; 9– I= 77 mA; 10– I= 99 mA; 11– I= 126 mA; 12– I= 300 mA



а



б

Рис. 3. Фазочастотные характеристики коэффициента прохождения: а) 1– I= 0 мА; 2– I= 1 мА; 3– I= 3 мА; 4– I= 7 мА; 5– I= 25 мА; 6– I= 44 мА; 7– I= 63 мА; б) 1– I= 70 мА; 2– I= 77 мА; 3– I= 99 мА; 4– I= 126 мА; 5– I= 300 мА.

Fig. 3. Experimental phase response of transmittance for different values of current flowing through it: a) 1– I= 0 mA; 2– I= 1 mA; 3– I= 3 mA; 4– I= 7 mA; 5– I= 25 mA; 6– I= 44 mA; 7– I= 63 mA; b) 1– I= 70 mA; 2– I= 77 mA; 3– I= 99 mA; 4– I= 126 mA; 5– I= 300 mA

Анализ фазочастотных характеристик также показывает, что при увеличении тока через *n–i–p–i–n*-структуру в диапазоне от 1 мА до 63 мА, приводящем к резкому изменению величины прошедшего СВЧ-сигнала в диапазоне от –4,3 дБ до –46,3 дБ вблизи пика запирания, изменение фазы прошедшего сигнала составляет менее 4 град (см. рис. 4). Такое изменение фазы прошедшего сигнала вблизи пика запирания позволяет использовать исследуемое СВЧ-устройство, с управляемым *n–i–p–i–n*-структурой пропусканием, в качестве аттенюатора с малой величиной фазовой ошибки.

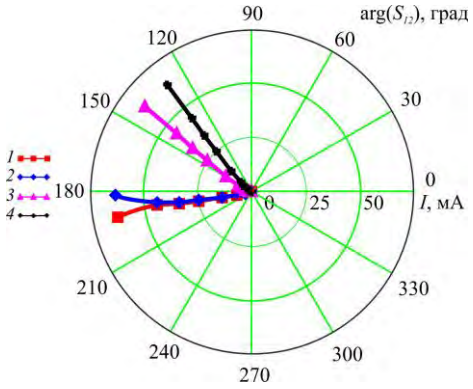


Рис. 4. Экспериментальные зависимости фазы коэффициента прохождения электромагнитного излучения на фиксированных частотах от величины тока, протекающего через n–i–p–i–n-структуру: 1– 9.3080 ГГц, 2 – 9.3083 ГГц, 3 – 11.0280 ГГц, 4 – 11.4220 ГГц.

Fig. 4. Experimental dependence of phase of transmittance of electromagnetic radiation at fixed frequencies on the magnitude of the current flowing through n–i–p–i–n structure : 1– 9.3080 GHz, 2 – 9.3083 GHz, 3 – 11.0280 GHz, 4 – 11.4220 GHz

III. Заключение

Таким образом, экспериментально исследовано волноводное СВЧ-устройство на основе диафрагмы и системы «несимметричных» связанных рамочных элементов с управляемой *n–i–p–i–n*-структурой, обладающее свойствами фотонного кристалла. Установлено, что фазо-частотная характеристика такого устройства содержит участки с отрицательным наклоном ФЧХ $\partial\varphi/\partial\omega < 0$ с параметрами, зависящими от управляющего тока. Показана возможность создания электрически управляемого аттенюатора с динамическим диапазоном, равным 42,0 дБ, с малой величиной фазовой ошибки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (государственное задание № 1376 и 1575).

IV. References

[1] Yablonovitch E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics// Phys. Rev. Lett. 1987. Vol. 58, no. 20. pp. 2059—2062.

[2] Guljaev Ju.V., Nikitov S.A. Fotonnye i magnito-fotonnye kristally – novaja sreda dlja peredachi informacii// Radiotehnika. 2003. №8. S. 26–30.

[3] Ozbay E., Temelkuran B., and Bayindir M. Microwave applications of photonic crystals// Progress In Electromagnetics Research, 2003. Vol. 41, pp. 185–209.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

COUPLING CIRCUITS FOR MICROWAVE SELF-OSCILLATOR SYSTEMS WITH CHAOTIC DYNAMICS

Novikov S. S., Usyukevich A. A.
Tomsk State University
Lenin's avenue, 36, Tomsk,634050, Russian Federation
Ph.: (3822) 413973, e-mail: nss@sibmail.com

Abstract — In report coupling circuits of self-oscillators with strong resonance properties which lead to destruction of coherent modes and to occurrence of dynamic chaos are featured. These circuits represent combinations of transmission line sections and dissipative loads. The ability to control the resonance properties by introduction in coupling channels of asymmetry or dissipations of various type is shown.

ЦЕПИ СВЯЗИ ДЛЯ СИСТЕМ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ХАОТИЧЕСКОЙ ДИНАМИКОЙ

Новиков С. С., Усюкевич А. А.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина,36, Томск, 634050, Россия
тел.: (3822) 413973, e-mail: nss@sibmail.com

Аннотация — В работе описаны цепи связи автогенераторов, обладающих сильными резонансными свойствами, которые приводят к разрушению когерентных режимов и к возникновению динамического хаоса. Эти цепи представляют собой комбинации отрезков линии передачи и диссипативных нагрузок. Показана возможность управления резонансными свойствами путём введения в каналы связи несимметрии или диссипаций различного типа.

I. Введение

Динамический хаос для большинства известных схем связан с формой передаточных характеристик нелинейных активных приборов, на которых происходит взаимодействие переменных движения, порождающее хаос. В настоящей статье обсуждаются схемные варианты построения источников хаотических колебаний на основе разрушения синхронных колебаний в системе двух связанных и парциально стабильных автогенераторов. Неустойчивость синхронного режима и переход к хаотической динамике здесь обусловлены только свойствами цепи связи и непосредственно не зависят от параметров активных элементов.

II. Основная часть

Два автогенератора с активными элементами S_k и колебательными системами y_k связаны через четырехполюсник Y, содержащий общую диссипативную нагрузку или систему нагрузок. При близости частот автогенераторов возможен режим взаимной синхронизации колебаний. Основными когерентными режимами системы считаются синфазные, противофазные или близкие к ним колебания. Если взаимная связь обладает достаточно сильными резонансными свойствами определенного типа, то устойчивость указанных режимов может теряться [1], колебательный процесс при этом приобретает признаки нерегулярности, хаотичности. Резонансные свойства при условии согласования общей нагрузки в достаточно общей постановке описываются элементом матрицы проводимости y_{12} четырехполюсника Y [2]:

$$\frac{y_{12}}{g_0} = \frac{-2s}{(\cos\alpha_s - 2s\cos\theta) + j\sin\alpha_s}, \qquad (1)$$

где первичными параметрами являются модуль s и аргумент α_s волнового коэффициента передачи $S_{12} = S_{21} = s\exp(-j\alpha_s)$, θ – параметр несимметрии. Предельное значение параметра s достигает 0.5 и соответствует отсутствию в канале связи дополнительных, кроме общей нагрузки, диссипаций. (Случай $s = 0$, очевидно, соответствует полной развязке.)

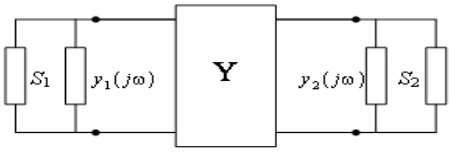


Рис. 1. Система двух автогенераторов.
Fig. 1. System of two oscillators

Из выражения (1), полагая $\alpha_s(\omega)$, следуют указанные выше резонансные свойства взаимной связи. **1**. Для симметричной системы ($\theta = 0$) резонанс локализован в области $\alpha_s(\omega) \approx 2n\pi$, где $\mathrm{Re}\, y_{12} < 0$. **2**. Для антисимметричной системы ($\theta = \pi$) – резонанс лежит в области $\alpha_s(\omega) \approx 2(n+1)\pi$, где $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$. Ширина резонансов в теоретическом пределе $s \to 0$ стягивается в точку; введение несимметрии ($\theta \neq 0$) расширяет резонанс.

На рис.2 показаны варианты цепи связи на основе волнового канала с нагрузками; g_0 – волновая проводимость канала. Варианты с одной согласованной нагрузкой ($y_0 = 2g_0$, $y_{н1(2)} = 0$) точно описываются формулой (1), если положить $\alpha_s = \theta_{10} + \theta_{20} + \theta_{11} + \theta_{21}$, $\theta = (\theta_{10} + \theta_{11}) - (\theta_{20} + \theta_{21})$; наличие погонных потерь соответствует $s < 0.5$. Как видно из рис.3, управление резонансными свойствами схем **1** и **2** реализуется путем введения в линию погонных потерь или несимметрии.

3. Схема с тремя нагрузками на рис.2 является комбинацией двух антисимметричных схем. Резонансные свойства канала (см. рис.4) лежат в области

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

частоты ω_p, для которой $\theta_{10}=\theta_{20}=\pi/2$, $\alpha_s=(2n+1)\pi$ и $\mathrm{Re}\,y_{12}>0$. Управляющим параметром здесь является проводимость центральной нагрузки y_0, или несимметрия ($\theta_{11}\neq\theta_{21}$); при $y_0\to 0$ и $\theta=0$ ширина резонанса сужается (рис.4).

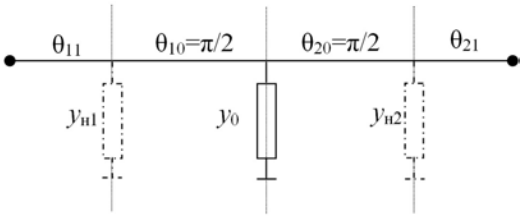


Рис. 2. Варианты цепи взаимной связи.
Fig. 2. Variants of coupling circuits

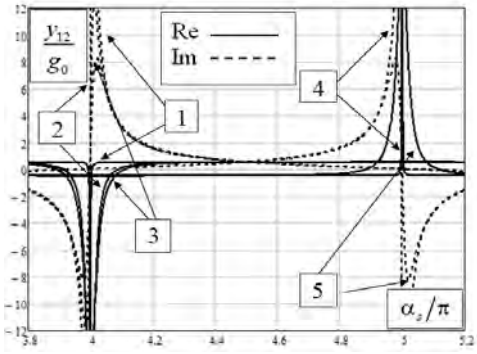


Рис. 3. Резонансные свойства цепей с одной нагрузкой: 1 – $s=0.499$, $\theta=0$; 2 – $s=0.48$, $\theta=0$; 3 – $s\to 0.5$, $\theta=\pi/10$; 4 – $s\to 0.499$, $\theta=\pi$; 5 – $s\to 0.5$, $\theta=\pi-\pi/10$.

Fig. 3. Resonance properties of circuits with single load: 1 – $s=0.499$, $\theta=0$; 2 – $s=0.48$, $\theta=0$; 3 – $s\to 0.5$, $\theta=\pi/10$; 4 – $s\to 0.499$, $\theta=\pi$; 5 – $s\to 0.5$, $\theta=\pi-\pi/10$

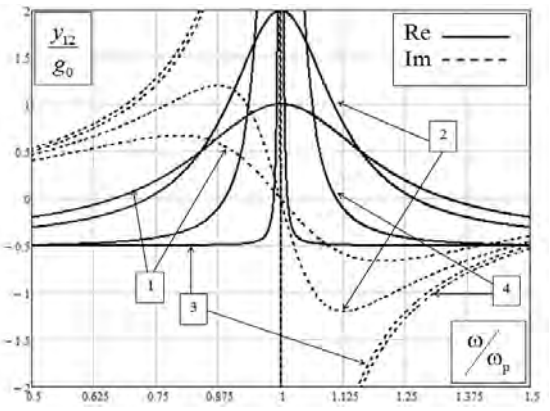


Рис. 4. Резонансные свойства цепи с тремя нагрузками: 1 – $y_0=1$, $\theta=0$; 2 – $y_0=0{,}5$, $\theta=0$; 3 – $y_0\to 0$, $\theta=0$; 4 – $y_0\to 0$, $\theta=\pi/5$.

Fig. 4. Resonance properties of circuits with three loads: 1 – $y_0=1$, $\theta=0$; 2 – $y_0=0{,}5$, $\theta=0$; 3 – $y_0\to 0$, $\theta=0$; 4 – $y_0\to 0$, $\theta=\pi/5$

Частотные свойства рассмотренных схем в областях резонанса описываются параметром $C_{12}=d(\mathrm{Im}\,y_{12}(j\omega))/d\omega\big|_{\omega_0}$. При малом C_{12} в отмеченных областях устойчивы синхронные режимы: синфазный для варианта **1** и противофазный – для вариантов **2** и **3**. При достаточно больших величинах C_{12} устойчивость теряется; в результате этого, как показывает опыт, когерентность разрушается [3,4] и система переходит в режим динамического хаоса. Указанные режимы соответствуют суммированию мощностей в согласованных нагрузках; в этом смысле резонансные свойства, описываемые формулой (1), являются инвариантными.

Несложно заметить, что сильные резонансные свойства проводимости $y_{12}(j\omega)$ рассмотренных схем при длинах канала $\alpha_s(\omega)=2n\pi$ или $\alpha_s(\omega)=2(n+1)\pi$ соответствуют включению нагрузок в узлы стоячей волны. Нагрузки при этом как бы «выключаются», что в предельных случаях ($s\to 0$ для вариантов **1** и **2** и $y_0\to 0$ для варианта **3**) дает $y_{12}(j\omega)\to\infty$. Отсюда следует возможность расширения класса цепей с указанными свойствами. Так, включение на входах четырехполюсника связи дополнительных одинаковых реактивных звеньев приведет лишь к смещению резонанса по частоте. (Например, включение на входах цепи рис.2 последовательных индуктивностей уменьшает резонансную длину канала.) Данный вывод имеет практическое значение. Действительно, полная цепь связи, кроме внешних узлов, включает в себя элементы выходных цепей собственно автогенераторов и их активных элементов. В условиях реального эксперимента на СВЧ эти элементы не могут быть определены с достаточной точностью, поэтому поиск и локализацию резонансной настройки необходимо проводить путем подбора электрической длины канала связи. Экспериментальные реализации сценариев перехода к динамическому хаосу в системе двух транзисторных СВЧ автогенераторов обсуждались в работах [3, 4].

III. Заключение

1. Предложен класс цепей взаимной связи СВЧ автогенераторов с сильными резонансными свойствами параметра связи, которые обеспечивают неустойчивость синхронных колебаний и инициируют возбуждение режима динамического хаоса.

2. Схемы соединения автогенераторов предельно просты и могут быть применены для построения источников хаотических колебаний в СВЧ диапазоне.

IV. References

[1] Novikov S.S., Usjukevitch A.A. Instability of synchronous mode in a system of two coupled microwave self-oscillators / Russian Physics Journal. 2013. T. 55. № 11. C. 1296-1302.

[2] A. S. Maidanovskij, S. S. Novikov. Symmetric and asymmetric systems of strongly coupled self-excited oscillators. // Radiotekhnika i Elektronika. 2013. 48. No. 5. pp. 595–600.

[3] Новиков С.С., Усюкевич А.А. Разрушение когерентного режима в системе двух автогенераторов при сильных резонансных взаимных связях // Изв. вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2012. Т. 20. №5. С. 16–30.

[4] Novikov S.S., Usjukevitch A.A. Dynamic modes of two coupled microwave oscillators. // Proc. 24th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology”, Sevastopol, Crimea, Russia, 2014. pp. 109-110.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

COMPLEX WAVES IN THE CIRCULAR TWO-LAYER WAVEGUIDE

Zhukov A. A., Meshcherykov V. A.
Tomsk State University
36, Lenin Ave., Tomsk, 634050, Russian Federation
Ph.: (3822) 413973, e-mail: gyk@mail.tsu.ru

Abstract — The results of the calculation of the propagation constant HE_{11} and EH_{11} modes circular two-layer waveguide are presented. Complex waves can exist in such waveguide.

КОМПЛЕКСНЫЕ ВОЛНЫ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ДВУХСЛОЙНОМ ВОЛНОВОДЕ

Жуков А. А., Мещеряков В. А.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
тел.: (3822) 413973, e-mail: gyk@mail.tsu.ru

Аннотация — Проведен расчет постоянных распространения волн HE_{11} и EH_{11} в двухслойном цилиндрическом волноводе. Показано, что при определенных параметрах слоев в такой структуре возможно существование комплексных волн.

I. Введение

Частичное заполнение круглого волновода приводит к возникновению ряда особенностей распространения электромагнитных волн, которые не наблюдаются в однородном волноводе. Для круглого двухслойного волновода характерны: возможность существования встречных потоков энергии; аномальная дисперсия, когда при определенных параметрах заполнения, в некотором диапазоне частот, для определенных типов колебаний фазовая скорость волны увеличивается с ростом частоты; инверсия критических частот волн различных типов при изменении параметров заполнения; комплексные волны, когда в некоторой области частот, при определенных параметрах заполнения волноводов, существуют волны с комплексной постоянной распространения при отсутствии потерь в системе [1].

Экспериментально доказано существование в экранированном волноводе без потерь или с малыми потерями волн, имеющих комплексные постоянные распространения. Рассчитаны и экспериментально исследованы некоторые СВЧ устройства, работа которых основана на специфических свойствах волн частично заполненных круглых волноводов.

В работах [2,3] показано, что запредельные круглые волноводы с радиально ступенчатыми на поперечном сечении неоднородностями и измерительные ячейки на их основе могут использоваться для измерения диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов и сред на СВЧ.

В данной работе исследуются комплексные волны двухслойного цилиндрического волновода при изменении диэлектрической и магнитной проницаемостей слоев.

II. Основная часть

На рис. 1 приведено поперечное сечение круглого двухслойного волновода. Постоянная распространения электромагнитной волны в такой структуре определяется из решения уравнений Максвелла для поставленной граничной задачи [4,5].

Предполагается, что электромагнитное поле в волноводе описывается функцией вида:

$$E,H \sim \Phi(\rho)\exp[\,j(\omega t + n\varphi + k_0\Gamma z)]\,,$$

где ω – круговая частота; Γ – постоянная распространения, нормированная на волновое число свободного пространства k_0; $j=\sqrt{-1}$ – мнимая единица, z – направление распространения (ось волновода) в цилиндрической системе координат (ρ,φ,z).

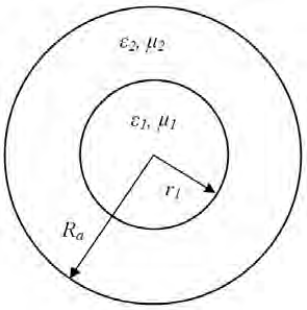


Рис. 1. Круглый двухслойный волновод.
Fig. 1.Two-layer circular waveguide

В этом случае уравнения Максвелла сводятся к системе к системе обыкновенных дифференциальных уравнений второго порядка относительно продольных составляющих электрического E_z и магнитного полей H_z.

$$\xi^2\frac{d^2e_z}{d\xi^2}+\xi\frac{de_z}{d\xi}+(\xi^2-n^2)e_z=0\,,$$

$$\xi^2\frac{d^2h_z}{d\xi^2}+\xi\frac{dh_z}{d\xi}+(\xi^2-n^2)h_z=0\,,$$

где $\boldsymbol{h}=\rho_0\boldsymbol{H}$ – нормированный вектор магнитного поля; $\boldsymbol{e}=j\boldsymbol{E}$ – нормированный вектор электрического поля; ρ_0=120π(Ом) – волновое сопротивление свободного пространства; ξ=ρχ; $\chi^2=\varepsilon\mu-\Gamma^2$; ρ= k_0r – нормированная радиальная координата; ε, μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости. Поперечные составляющие электромагнитного поля выражаются через продольные составляющие и их производные.

В работе проведено численное решение системы обобщенных волновых уравнений и рассчитаны зависимости постоянной распространения Γ волн HE_{11} и EH_{11} при изменении геометрических и материальных параметров волновода.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

На рис. 2 и 3 показаны зависимости мнимой (сплошные линии) и действительной (пунктирные линии) частей постоянных распространения волн EH_{11} и HE_{11} от коэффициента заполнения (отношения радиусов слоев волновода) при изменении диэлектрической проницаемости внутреннего слоя.

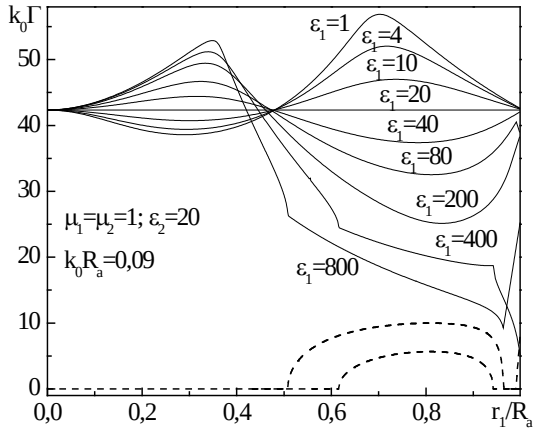


Рис. 2. Зависимости постоянной распространения волны EH_{11} в двухслойном волноводе от отношения радиусов и диэлектрической проницаемости внутреннего слоя.

Fig. 2. The propagation constant EH_{11} mode as function of relations radiuses layers and the of permittivity ε_1 inner layer

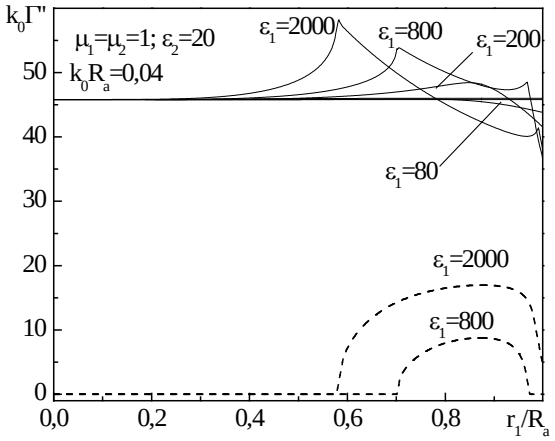


Рис. 3. Зависимости постоянной распространения волны HE_{11} в двухслойном волноводе от отношения радиусов и диэлектрической проницаемости внутреннего слоя.

Fig. 3. The propagation constant HE_{11} mode as function of relations radiuses layers and the of permittivity ε_1 inner layer

Из графиков видно, что при определенных геометрических параметрах, а так же диэлектрических проницаемостях слоев двухслойного волновода в направляющей структуре возможно существование комплексных волн.

На рис. 4 показаны зависимости мнимой (сплошные линии) и действительной (пунктирные линии) частей постоянной распространения волны EH_{11} от коэффициента заполнения двухслойного волновода при изменении магнитной проницаемости внутреннего слоя.

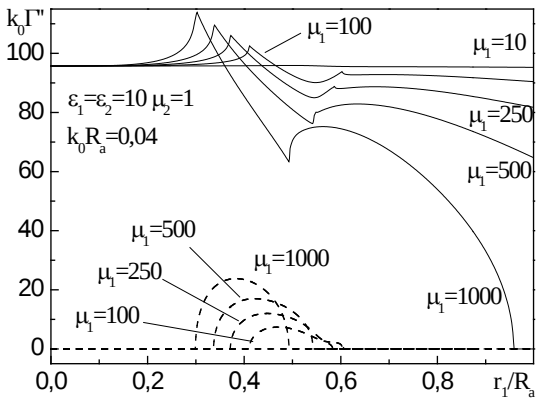


Рис. 4. Зависимости постоянной распространения волны EH_{11} в двухслойном волноводе от отношения радиусов слоев и магнитной проницаемости внутреннего слоя.

Fig. 4. The propagation constant EH_{11} mode as function of relations radiuses layers and the of magnetic permeability μ_1 of the inner layer

Из сравнения рис. 2, 3 и 4 видно, что комплексные волны в структурах со скачком магнитной проницаемости слоев возникают при меньших значениях коэффициента заполнения волновода. Этот факт можно объяснить различной радиальной зависимостью составляющих электрического и магнитного полей рассматриваемых типов волн.

III. Заключение

1. Показана возможность существования комплексных волн в цилиндрическом двухслойном волноводе при наличии магнитной неоднородности на поперечном сечении.

2. Исследованы зависимости области существования комплексных волн в волноводе при изменении диэлектрической и магнитной проницаемостей слоев и геометрических параметров волновода.

Работа поддержана государственным заданием РФ 2015 г. в сфере научной деятельности.

IV. References

[1] Raevskij A.S., Raevskij S.B. *Kompleksnye volny* [Complex wave]. Moscow, Radiotehnika, 2010. 224 p.

[2] Zhukov A.A., Meshcherykov V.A. Two-layer circular below-cutoff waveguide application for materials and mediums permeability measurement. *2014 24nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014).* Sevastopol, 2014, pp. 926-927.

[3] Zhukov A.A., Meshcherykov V.A., Red'kin G.A. Zapredel'nye volnovodnye preobrazovateli dlja kontrolja dijelektricheskoj pronicaemosti materialov i sred [Below-cutoff waveguide transducers for dielectric constant materials]. *Polzunovskij vestnik,* 2011, No 3/1, pp. 83-85.

[4] Zhukov A.A., Red'kin G.A., Mudrov A.E., Khasanov V.Ya. Monitoring the electrophysical parameters of fluid media by radio-wave methods on supercritical waveguides, *Russian Journal of Nondestructive Testing*, 1998, Vol. 34, No. 10, pp. 738-745.

[5] Red'kin G.A., Meshcheryakov V.A., Zhukov A.A. Natural electromagnetic waves in round inhomogeneous layered waveguides. *Russian Physics Journal,* 2006, Vol. 49, No. 9, pp. 917-922.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE COMPACT MULTILAYERED SIW-FILTER ON L-RIDGED RECTANGULAR WAVEGUIDE

Zemlyakov V. V., Zargano G. F., Krutiev S. V.
Southern Federal University
5, Zorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
Ph.: (863) 2975129, e-mail: vvzem@yandex.ru

Abstract — The problem of electrodynamic analysis and synthesis of band-pass filters on rectangular waveguide with complex L-shaped ridge is solved. The calculation of cutoff wave numbers and expressions for components of electromagnetic fields were carried out by the method of partial regions including the singularity of an electromagnetic field on metal edges. The possibilities of multilevel SIW-filter structure implementation for ridged rectangular waveguides are discussed. The compact microwave SIW-filter with 4% pass-band and a stop-band attenuation level more than 60 dB is described.

КОМПАКТНЫЙ МНОГОСЛОЙНЫЙ SIW-ФИЛЬТР НА L-ГРЕБНЕВОМ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

Земляков В. В., Заргано Г. Ф., Крутиев С. В.
Южный федеральный университет
ул. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090, Россия
тел.: (863) 2975129, e-mail: vvzem@yandex.ru

Аннотация — Решена задача электродинамического анализа и синтеза полосно-пропускающих фильтров на прямоугольных волноводах с гребнем сложной L-образной формы. Расчет критических волновых чисел и выражений для компонент электромагнитных полей осуществлялся методом частичных областей с учетом особенности электромагнитного поля на металлических ребрах. Рассмотрены возможности реализации гребневых волноводов в многоуровневых структурах SIW-фильтров. Представлен компактный SIW-фильтр СВЧ диапазона с полосой пропускания 4% и уровнем затухания в полосе заграждения более 50 дБ.

I. Введение

Развитие современной микросистемой техники привело к появлению новых трехмерных структур в составе многослойных интегральных микросхем – SIW-структур (Substrate Integrated Waveguide – интегрированный в подложку волновод), которые представляет собой волноводоподобные элементы, созданные двумя рядами металлических цилиндров в диэлектрической подложке, соединяющих два параллельных слоя металлизации. В результате, не планарный прямоугольный волновод может быть изготовлен в планарной форме с применением существующих технологий производства, например керамики с низкой температурой обжига (LTCC). Основным свойством SIW структуры является то, что она демонстрирует практически те же электродинамические характеристики распространения, что и классический прямоугольный волновод, включая распределения поля и дисперсионные характеристики [1, 2]. Таким образом, сохраняя большинство преимуществ классических волноводов (большая передаваема мощность, малые потери, полностью экранированная структура, высокая добротность резонаторов), SIW приобретает особенности планарных структур – малые размеры и вес, низкая стоимость производства.

Известно, что существенную роль в развитии современно СВЧ-техники сыграли волноводы со сложной формой поперечного сечения, в первую очередь, так называемые П- и Н-волноводы [3]. Они, в частности, позволили значительно расширить диапазон одномодового режима работы волноводных узлов, снизить волновое сопротивление и массогабаритные показатели. Можно предположить, что реализация волноводов сложного сечения (ВСС) и узлов на их основе в интегральных микросхемах с помощью SIW-технологии, способна с таким же успехом заменить прямоугольные волноводы и вывести реализуемые устройства на новый, современный, высокотехнологичный уровень. На сегодняшний момент существует лишь несколько работ, затрагивающих возможность реализации устройств на гребневых волноводах в структуре LTCC [2]. При этом во всех публикациях отмечается значительное усложнение решаемой электродинамической задачи, за счет необходимости точного определения характеристик ВСС.

В данной работе рассматривается подход к электродинамическому анализу и синтезу SIW-устройств на гребневых волноводах, в котором предлагается использовать в качестве прототипа соответствующие устройства, реализованные на цельнометаллических волноводах, с последующим пересчетом геометрических размеров с учетом особенности SIW-конструкций. В качестве примера рассмотрена возможность реализации полосно-пропускающего фильтра (ППФ) со связью на запредельных волноводах на базе нового типа ВСС – прямоугольного волновода с L-образным гребнем [4].

II. Основная часть

Разработка эффективных методик электродинамического анализа и синтеза фильтров на L-гребневых прямоугольных волноводах требует высокоточного расчета их модовых характеристик – критических волновых чисел и компонент электромагнитных полей. Такую задачу наиболее эффективно решить с применением метода частичных областей с учетом особенности электромагнитного поля на ребре [4].

При построении фильтра на ВСС роль запредельного волновода играет, как правило, прямоугольный волновод того же поперечного сечения. Таким образом, базовой неоднородностью в структуре исследуемого фильтра является стык полого прямоугольного волновода и прямоугольного волновода с металлическим L-гребнем. Инвертор сопротивле-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ний в структуре фильтра представляется отрезком полого прямоугольного волновода, работающего в запредельном режиме, между двумя резонаторами на L-гребневых прямоугольных волноводах и описывается матрицей S-параметров каскадного соединения двух неоднородностей, соединенных через участок регулярного волновода. Согласно теории цепей, такая структура может быть описана с помощью Т-образной эквивалентной схемы. Характеристики такой схемы связаны с элементами матрицы S-параметров соотношениями [5]:

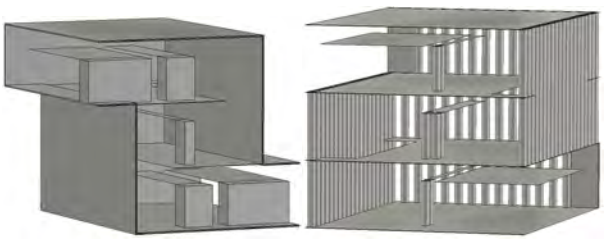
$$Z_1 = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}}; \quad Z_2 = \frac{2 \cdot S_{12}}{\left(1 - S_{11}\right)^2 - \left(S_{12}\right)^2}. \qquad (1)$$

Фазовый сдвиг $\varphi_{i,i+1}$ и коэффициент связи $K_{i,i+1}$ инвертора могут быть рассчитаны по формулам (i – порядковый номер звена (резонатора) фильтра):

$$\varphi_{i,i+1} = -arctg\left(2 \cdot Z_2 + Z_1\right) - arctg\left(Z_1\right),$$
$$K_{i,i+1} = \left|tg\left(\varphi/2 + arctg\left(Z_1\right)\right)\right|. \qquad (2)$$

Для реализации процедуры синтеза воспользуемся аппроксимацией Чебышева АЧХ фильтра. Процедура синтеза фильтра на запредельных волноводах с полуволновыми и четвертьволновыми резонаторами приведена в работах [2, 5].

Для повышения компактности волноводного ППФ предложена конструкция с разворотами в вертикальной плоскости (рис. 1a). Развороты имеют змеевидную форму, обеспечивая построение, так называемой, многоуровневой структуры фильтра. Связь между уровнями обеспечивается с помощью прямоугольных окон в общих стенках в областях размещения запредельных прямоугольных волноводов. Таким образом, инверторы в этом случае образованы двумя запредельными прямоугольными волноводами, соединенными прямоугольной диафрагмой.



(a) (b)

Рис. 1. Многоуровневый ППФ на L-гребневом прямоугольном волноводе (a) и его многослойный SIW-аналог (b).

Fig. 1.The multilevel band-pass filter on L-ridged rectangular waveguide (a) and its multilayered SIW-analog (b)

Для перевода полученной структуры фильтра в SIW-структуру необходимо было заменить все вертикальные стенки волноводов решеткой металлических штырей, а также изменить заполнение с воздушного на диэлектрическое [1, 2]. При этом одной из основных характеристик, определяющей размеры поперечного сечения конечного устройства, является толщина диэлектрических слоев подложки в создаваемой многослойной интегральной микросхеме по технологии LTCC. Была использована подложка с толщиной 0.508 мм и относительной диэлектрической проницаемостью ε = 2.2. Для построения прямоугольного волновода с L-образным гребнем понадобилось 3 диэлектрических слоя. При этом в зазоре между гребнем и широкой стенкой должен проходить один слой и на высоту гребня придется 2 слоя. Диаметр металлических штырей был выбран 0.2 мм, расстояние между штырями – 0.25 мм. Полученный многоуровневый SIW-фильтр с полосковыми входами представлен на рис. 1b. Для построения данного фильтра понадобится девять слоев диэлектрика. Итоговые размеры устройства составили: 6.7 × 4.6 × 5.1 мм, что говорит о его высокой компактности.

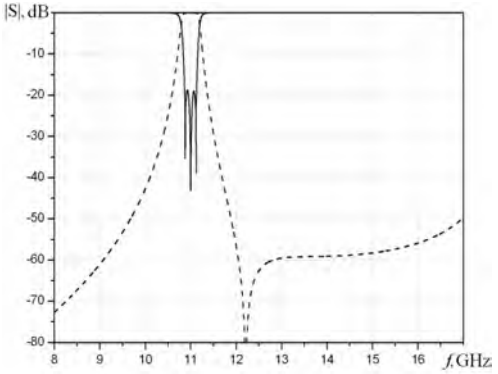


Рис. 2. Зависимость S-параметров SIW-фильтра от частоты.

Fig. 2. The SIW-filter S-parameters dependence on frequency

Амплитудно-частотная характеристика фильтра в виде зависимости модулей S-параметров от частоты представлена на рис. 2 (S_{11} – сплошная линия, S_{21} – пунктирная линия). Относительная ширина полосы пропускания составила 4%. Представленный фильтр обеспечивает не только широкую полосу запирания, но и достаточно равномерный и высокий уровень затухания в ней, превышающий 50 дБ.

III. Заключение

Таким образом, в данной работе представлены результаты электродинамического анализа и синтеза полосно-пропускающего SIW-фильтра на прямоугольном волноводе с L-образным гребнем. Представленный фильтр является компактным благодаря использованию многослойной структуры, а также обладает высокой добротностью и отличными характеристиками полосы заграждения.

Работа выполнена при поддержке ФГБУ РФФИ. Грант № 15-07-00410_а.

IV. References

[1] Bozzi M., Perregrini L., Wu K. Modeling of Conductor, Dielectric, and Radiation losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique*, 2008, No 12, pp. 3153-3161.

[2] Zemlyakov V.V. The Band-pass SIW-filter Based on L-ridged Rectangular Waveguide. *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS-2013),* Stockholm, 2013, pp. 605-609.

[3] Zargano G.F., Zemlyakov V.V., and Sinyavskii G.P. Electrodynamics analysis and synthesis of selective devices based on thin diaphragms in ridge waveguides. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2009, vol. 54, No 4, pp. 381-390.

[4] Zargano G.F., Zemlyakov V.V., Krivopustenko V.V. Electrodynamic analysis of eigenmodes in a rectangular waveguide with two L-shaped septa. *Journal of Communications Technology and Electronics,* 2011, vol. 56, No 3, pp. 259-268.

[5] Nanan J.-C., Tao J.-W., Baudrand H., Theron B. A Two-Step Synthesis of Broadband Ridged Waveguide Bandpass Filter with Improved Performances. *IEEE Trans. on MTT*, 1991, vol. 39, No 12, pp. 2192-2197.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

SELECTIVE PROPERTIES OF RESONANT QUASI-OPTICAL SYSTEMS WITH DOUBLE-ROW PERIODIC STRUCTURES

Rybalko A. A.*, Vorobyov G. S.**, Rybalko Yu. A.**, Zhurba V. O.**
*Technical University of Denmark
Ørsteds Plads 349, 2800 Kgs. Lyngby, Denmark
e-mail: rybalko@elektro.dtu.dk
**Sumy State University
2, Rimsky-Korsakov Str., Sumy, 40007, Ukraine
tel.: (0542) 687767, e-mail: vp@sumdu.edu.ua

Abstract — Selective properties of resonant quasi-optical systems with periodical double-row structures in millimeter wavelength range are described. The possibility of selection fluctuations in the volume of open resonator using double-row periodic elements was shown in the experiment at 70-80 GHz. Advantages and possibility of control the energy characteristics of such structures are also described.

СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА РЕЗОНАНСНЫХ КВАЗИОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ДВУХРЯДНЫМИ ПЕРИОДИЧЕСКИМИ СТРУКТУРАМИ

Рыбалко А. А.*, Воробьев Г. С.**, Рыбалко Ю. А.**, Журба В. О.**
*Technical University of Denmark
Ørsteds Plads 349, 2800 Kgs. Lyngby, Denmark
e-mail: rybalko@elektro.dtu.dk
**Сумский государственный университет
ул. Римского-Корсакова 2, г. Сумы, 40007, Украина
тел.: (0542) 687767, e-mail: vp@sumdu.edu.ua

Аннотация — В работе исследованы селективные свойства резонансных квазиоптических систем с периодическими двухрядными структурами в миллиметровом диапазоне длин волн. Экспериментально в диапазоне 70-80 ГГц показана возможность селекции колебаний в объеме открытого резонатора за счёт использования двухрядных элементов связи в виде полупрозрачных дифракционных решеток из брусьев. Продемонстрированы преимущества и показана возможность управления энергетическими характеристиками для объектов исследования.

I. Введение

Резонансные квазиоптические системы с периодическими металлическими и металлодиэлектрическими (МДС) двухрядными структурами являются неотъемлемой составляющей при построении новых электровакуумных приборов и элементной базы устройств миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. При включении в открытый резонатор МДС такая система может обладать качественно новыми свойствами [1], которые позволяют на ее основе предложить высокочастотные фильтры, стабилизаторы частоты, устройства вывода энергии из объема открытого резонатора (ОР) и новые типы полупроводниковых генераторов. В работе [2] были исследованы электродинамические свойства связанных ОР с последовательным и параллельным включением резонаторов относительно источников излучения без учета особенностей электродинамических характеристик элементов связи. В работе [3] описаны электродинамические характеристики элементов связи при возбуждении их диэлектрическим волноводом (ДВ). На базе таких систем предложены схемы реализации генераторов и умножителей частоты в миллиметровом диапазоне длин волн, а также показана возможность значительного увеличения полосы пропускания связанных отрытых резонаторов.

Современные технологии производства и нанофабрикации позволяют создавать различные, в том числе и периодические, структуры с микронным периодом и удовлетворяющей точностью [4]. Это открывает новое возможности для создания приборов в субмиллиметровом диапазоне длин волн, минютиаризации и улучшению выходных параметров существующих устройств СВЧ. Однако, разработка новых, более сложных устройств и продвижение их в инфракрасный диапазон требует четкого понимания физики процессов и механизмов, происходящих на более низких частотах. До настоящего времени недостаточно изученными остаются механизмы управления энергетическими характеристиками резонансных структур, в объем которых помещены двухрядные элементы связи, что и предопределяет актуальность данной работы.

II. Основная часть

Элементы связи в ОР могут быть выполнены как в виде полупрозрачных решеток из брусьев, расположенных в плоскости, перпендикулярной оси *z* резонатора, так и в виде двух отражательных дифракционных решеток (ДР), расположенных в плоскостях, параллельных оси *z* сфероидального ОР. Схематическое изображение исследуемой системы с двухрядной полупрозрачной решеткой при возбуждении поверхностной волной ДВ представлено на рис. 1а; возбуждение через щелевое отверстие одного из зеркал представлено на рис. 1б.

Измерения проводились на экспериментальной установке и по методике исследования спектральных и резонансных характеристик описанной в [5]. Система возбуждалась поверхностной волной ДВ с ε=2. Измерения проводились в диапазоне частот f = 70-80 ГГц при следующих параметрах ОР: $R_{сф}$ = 180 мм, $A_з$ = 60 мм, вдоль продольной оси *y* апертура зеркал уменьшалась до 55 мм.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

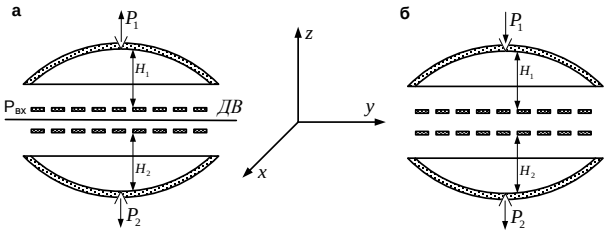


Рис. 1. Схематическое изображение исследуемых резонансных систем при параллельном включении ОР относительно элементов связи.

Fig. 1. The schematic view of the investigated resonant systems with parallel elements of coupling

Данные параметры ОР позволили обеспечить минимальные дифракционные потери в окружающее пространство и соответствовали реальным размерам систем приборов типа ГДИ. На рис. 2 представлены резонансные характеристики системы изображенной на рис. 1а при различных расстояниях *H* между зеркалами.

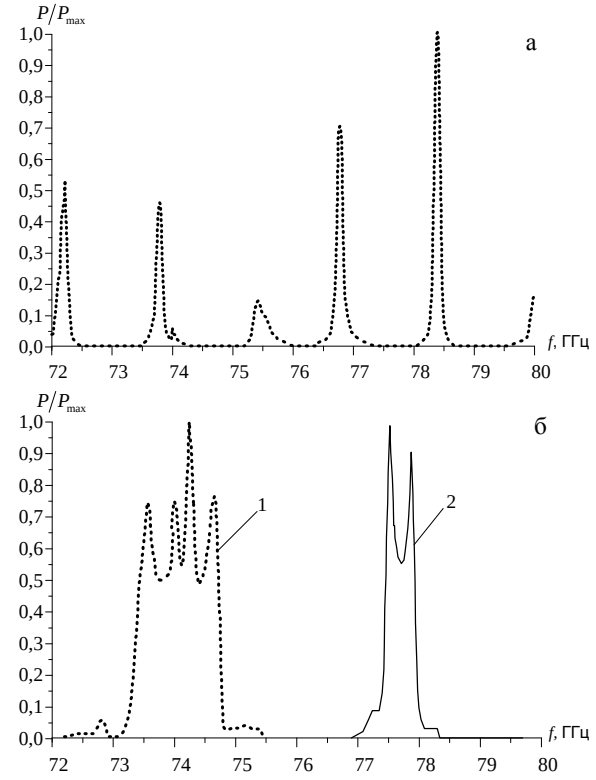


Рис. 2. Резонансные характеристики полусферического ОР – а (H = 19,6 мм), сфероидального ОР с двухрядной полупрозрачной решеткой – б (1 – H_1 = 7,8 мм; H_2 = 17,2 мм; 2 – H_1 = 7,8 мм, H_2 = 10,4 мм).

Fig. 2. Resonant characteristics of the hemispherical open resonator – a (H = 19,6 mm), spheroidal open resonator with double-row translucent grid – б (1 – H_1 = 7,8 mm; H_2 = 17,2 mm; 2 – H_1 = 7,8 mm, H_2 = 10,4 mm)

По сравнению с ОР без элементов связи, полоса пропускания сфероидального ОР с двойной ленточной дифракционной решеткой может быть в несколько раз больше, что и подтверждается экспериментальными результатами. Установлено, что полоса пропускания полусферических ОР, связанных через ленточные ДР существенно зависит от настройки такой системы. Показано, что с изменением *H* одного из зеркал относительно плоскости ДР возможно управление спектром колебаний: например, подавление колебаний в высокочастотной (низкочастотной) области спектра и увеличение их амплитуды в низкочастотной (высокочастотной) области. Так, в частности, на рис. 2 б представлены резонансные кривые ОР со связью через ленточные ДР. Показано, что при параметрах H_1 = 7,8 мм и H_2 = 17,2 мм ширина резонансных кривых Δf на уровне $0{,}5P_{max}$ возрастает по отношению к полусферическому ОР (рис. 2 а) в 3-3,5 раза (график 1 на рис. 2 б).

В заключение отметим, что были проведены такие же эксперименты с двухрядной отражательной ДР в объеме ОР. Установлено, что такая система обладает аналогичными свойствами. Полученные резонансные характеристики указывают на увеличение полосы пропускания относительно базового полусферического ОР, однако, коэффициент связи в такой системе меньше, чем в схеме с двумя полупрозрачными ДР. В сравнении с отражательными ДР, установлено, что при возбуждении поверхностной волной ДВ связанных ОР с полупрозрачными ДР наблюдается существенное изменение резонансных характеристик.

III. Заключение

Показаны преимущества двухрядных полупрозрачных дифракционных решеток в объеме открытого резонатора. Установлены возможности увеличения полосы пропускания (в несколько раз), эффективной регулировки излучаемой мощности и селективные свойства исследуемых систем в сравнении с открытым резонатором без элементов связи.

Работа выполнена при частичной поддержке г/б темы «Электрофизические свойства низкоразмерных метаматериальных и металлодиэлектрических систем миллиметрового и инфракрасного диапазонов волн».

IV. References

[1] Vorobyov G.S., Petrovsky MV, Ruban A.I., Zhurba V.O., Belous O. I., Fisun A.I. Perspectives of application of new modifications of resonant quasi-optical structures in EHF equipment and electronics. *Telecommunications and Radio Engineering,* 2007, Vol. 66, No. 20, pp. 1839-1862.

[2] Vorobjov G. S. Electrodynamic properties of coupled quasi-optical open cavities in sources of millimeter radiation. *Laser Physics,* 2000, Vol. 10, №4, pp. 932–938.

[3] Vorobjov G. S., Petrovskyi M. V., Rybalko A. A., Zhurba V. O., Krivets A. S. Seltctive properties of the double-row periodic structures of millimeter-wave band. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2014, pp. 187-188.

[4] Vorobjov G. S., Ponomarev A. G., Ponomarova A. A., Drozdenko A. A., Rybalko A. A. Application of focused charge-particle beams of in manufacturing of nonocomponents. *Telecommunications and Radio Engineering.* 2010, No. 69(4), pp. 355–365.

[5] Vorob'ev G. S., Zhurba V. O., Petrovskii M. V., Rybalko A. A. A Setup for Measuring Spatial and Waveguide Characteristics of Periodic Metal–Dielectric Structures. *Instruments and Experimental Techniques,* 2010, Vol. 53, No. 4, pp. 536–538.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

ANALYSIS OF A WAVEGUIDE MICROWAVE POWER COMBINER USING EQUIVALENT CIRCUITS

Gevorkyan V. M., Kazantsev Y. A.
National Research University "Moscow Power Engineering Institute"
14, Krasnokazarmennaya st, Moscow 111250, Russian Federation
Ph.: (495) 3627176, e-mail: gvm@emc.mpei.ac.ru

Abstract — The formulas for the elements of equivalent circuit of the waveguide microwave power combiner were obtained. Method of matching of combiner inputs subject to their decoupling and minimal loss of summation was reviewed. The elements of S-matrix of the matched power combiner were calculated with computer simulation.

АНАЛИЗ ВОЛНОВОДНОГО СУММАТОРА МОЩНОСТИ СВЧ С ПОМОЩЬЮ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

Геворкян В. М., Казанцев Ю. А.
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный исследовательский университет «МЭИ»
Красноказарменная ул., 14, Москва, 111250, Россия
тел.: (495) 3627176, e-mail: gvm@emc.mpei.ac.ru

Аннотация — Получены формулы для элементов эквивалентной схемы волноводного СВЧ сумматора мощности. Рассмотрен способ согласования входов сумматора при условиях их развязки и минимальных потерях суммирования. С помощью компьютерного моделирования рассчитаны элементы s-матрицы согласованного сумматора мощности.

I. Введение

При построении сумматоров СВЧ для высоких уровней мощности, как правило, используются Т-сочленения в плоскости Е на прямоугольных волноводах. При разработке многоэлементных схем суммирования одной из важнейших задач является обеспечение согласования по входам сумматоров при максимальной развязке этих входов и минимальных потерях на выходе сумматоров [1].

Для анализа характеристик волноводного сумматора в данной работе используются эквивалентные схемы и проводится расчет их элементов. Полученные эквивалентные схемы и формулы для расчета их элементов позволяют реализовать сумматоры, удовлетворяющие условиям согласования и развязки входов при минимальных потерях суммирования.

II. Основная часть

Некоторые общие принципы построения эквивалентных схем Т-сочленений приведены в [2]. В настоящей работе рассматривается симметричное Т-сочленение в плоскости Е под углом 180° (раздвоенный прямоугольный волновод), которое приведено на рис.1а. Эквивалентная схема такого соединения для случая малой толщины разделяющей стенки (перегородки) приведена на рис. 1б. На рис.1 введены следующие обозначения: *b* - высота входных волноводов; $Z_{B1} = Z_{B2} = Z_B$ – волновое сопротивление входных эквивалентных линий; $Z_{B3} = 2Z_B$ – волновое сопротивление выходной линии; $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$, $\underline{U}_3$ - комплексные значения напряжений входных и выходной линий в месте стыка этих линий (в референсной плоскости, показанной на рис. 1 пунктиром).

Для волновода без потерь с волной H_{10} [3]

$$Z_B = 240\pi\left(\frac{b}{a}\right)\left(\frac{\lambda_B}{\lambda_0}\right), \qquad (1)$$

где a – ширина волновода, λ_0 – длина волны в свободном пространстве λ_B - длина волны в волноводе.

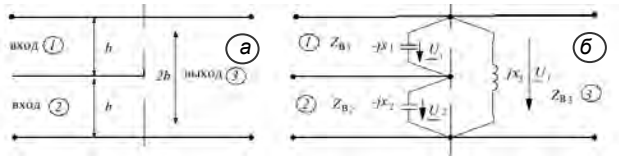


Рис. 1. Раздвоенный прямоугольный волновод (а) и его эквивалентная схема (б).

Fig. 1. Forked rectangular waveguide (a) and its equivalent circuit (b)

Величины x_1, x_2 и x_3 можно определить из результатов расчета элементов матрицы рассеяния рассматриваемого сочленения, полученных в [3]:

$$s_{11} = s_{22} = -s_{12} = -s_{21} = 0{,}5e^{j2\theta};\ s_{31} = s_{32} = 0{,}5, \qquad (2)$$

и $$\theta = -4\ln\left(\frac{2b}{\lambda_B}\right) + \sum_{n=1}^{\infty}\left[2\arcsin\left(\frac{2b}{n\lambda_B}\right) - \arcsin\left(\frac{4b}{n\lambda_B}\right)\right]. \qquad (3)$$

Приравнивая элементы матрицы рассеяния эквивалентной схемы (рис.1б) соответствующим элементам из (2), и с учетом $\underline{U}_3 = \underline{U}_1 + \underline{U}_2$ получим:

$$x_1 = x_2 = x = -Z_B \operatorname{ctg}\theta,\ x_3 = 2x. \qquad (4)$$

На рис.2 приведен график зависимости величин Z_B и x от частоты для сечения $a \times b = 23 \times 5$ мм.

Развязка входов сумматора может быть осуществлена с помощью построения так называемого ТМ-моста [4]. Схема ТМ-моста с балластным сопротивлением $\underline{Z}_Б$ для эквивалентной схемы сумматора на рис.1б, приведена на рис.3.

Для схемы рис.3 коэффициенты матрицы рассеяния для напряжений в линиях имеют вид:

$$s_{11} = -s_{21} = \frac{2\underline{Z}_Б - jx - Z_B}{2\left(2\underline{Z}_Б - jx + Z_B\right)},\ s_{31} = 1. \qquad (5)$$

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

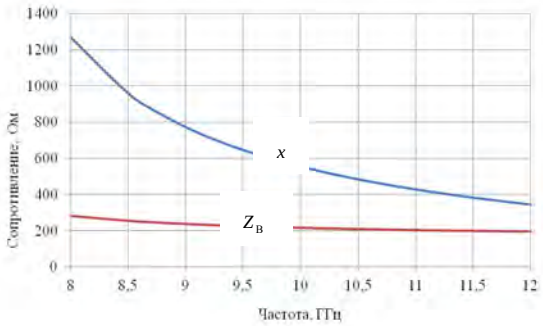


Рис. 2. Зависимость величин $Z_в$ и x от частоты.

Fig. 2. The dependence $Z_в$ and x from the frequency

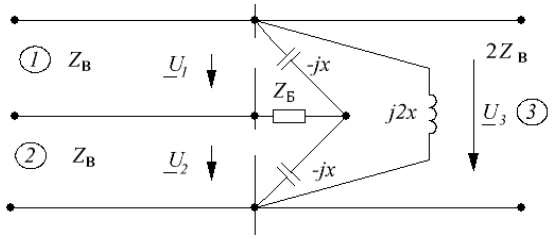


Рис. 3. Эквивалентная схема ТМ-моста с балластным сопротивлением $\underline{Z}_Б$

Fig. 3. Equivalent circuit of TM-bridge with ballast resistance

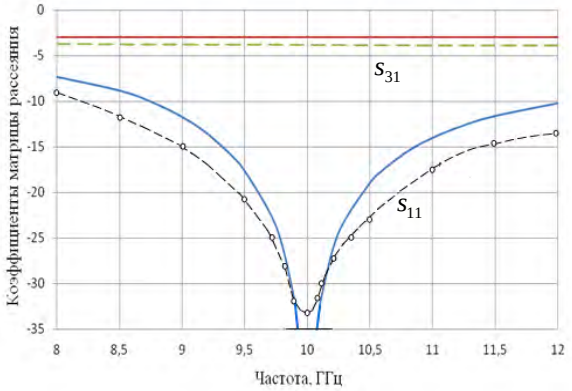


Рис. 4. Зависимости s_{11} и s_{31} от частоты.

Fig. 4. The dependence s_{11} и s_{31} from the frequency

Из условия согласования и развязки входов ($s_{11}=0,\ s_{21}=0$) получим

$$\underline{Z}_Б = R_Б + j\omega L_Б = \frac{Z_В}{2} + j\frac{x}{2}. \qquad (6)$$

Рассмотрим зависимость $s_{11}; s_{21}$ и s_{31} от частоты в диапазоне 8,0 ГГц-12,0 ГГц для случая выполнения условия согласования и развязки (6) на средней частоте f_0 =10 ГГц при $a \times b = 23 \times 5$ мм, т.е.

$$\underline{Z}_Б = \frac{Z_В(f_0)}{2} + j\frac{x(f_0)}{2} \approx 108 + j276 \text{ Ом}. \qquad (7)$$

Положим, что $R_Б$ и $L_Б$ не зависят от частоты. В таком приближении на рис.4 сплошными линиями приведены зависимости модулей $s_{11} = s_{21}$ от частоты, рассчитанные для мощностей в линиях.

Было проведено компьютерное моделирование сумматора на прямоугольных волноводах сечением $a \times b = 23 \times 5$ мм с резистивно-индуктивной вставкой, эквивалентное сопротивление которой равно $\underline{Z}_Б$ на частоте f_0 = 10 ГГц. Исследуемая электродинамическая модель сумматора с тонкой перегородкой и вставкой схематично приведена на рис. 5.



Рис. 5. Электродинамическая модель волноводного сумматора.

Fig. 5. Electrodynamic model of waveguide combiner

Вставка была выполнена из диэлектрика с проводящим покрытием и расположена в месте стыка входных и выходного волноводов в центре перегородки.

Полученные зависимости s_{11} и s_{31} приведены на рис.4 пунктирной линией. Из рис.4 видно достаточно хорошее совпадение результатов расчета с помощью эквивалентной схемы и компьютерного моделирования электродинамической модели.

Отличие результатов может быть объяснено неточным выполнением условий согласования (7) одновременно для $R_Б$ и $L_Б$, обеспечиваемыми вставкой, а также наличием зависимости от частоты $R_Б$ и $L_Б$ для используемой вставки.

III. Заключение

Проведенные в работе исследования показали, что анализ волноводных сумматоров с помощью эквивалентных схем позволяет понять принципы построения электродинамических моделей и конструкций, обеспечивающих условия согласования и развязки входов. Необходимо отметить, что рассмотренные модели обеспечивают относительно узкополосное согласование и развязку. Расширение полосы согласования возможно при использовании конструкции сумматора с несколькими вставками, настроенными на разные частоты, или при использовании вставки, имеющей зависимость эквивалентных сопротивлений от частоты $R_Б(f)$ и $2\pi f L_Б(f)$ такую же, как и $Z_В(f)$ и $x(f)$ в заданном диапазоне частот (см. рис. 2).

IV. References

[1] *Epp L., Hoppe D., Khan A., Stride S*. A hign-power *Ku*-band (31-36 GHz) solid-state amplifier based on low-loss corporate waveguide combining //IEEE Trans. on MTT.-2008.-vol.MTT-56, No 8.-p.1899-1908.

[2] Теория линий передачи сверхвысоких частот/Пер. с англ. Под ред. А.И. Шпунтова.-М.: Сов.радио,1951.

[3] Левин Л. Теория волноводов.-М.: Радио и связь, 1981.

[4] Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний// В.В. Заенцев, В.М. Катушкина, С.Е. Лондон, З.И. Модель; Под ред. З.И. Моделя.-М.:Сов. радио, 1980.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

COMPACT DESIGN OF A WAVEGUIDE DIPLEXER BASED ON E-PLANE RIDGE QUASI-PLANAR FILTERS

Manuilov M. B., Kobrin K. V.
Southern Federal University
5, Zorge St., Rostov-on-Don, 344090, Russia
Tel. +7-863-2199729, e-mail: m_manuilov@sfedu.ru

Abstract — A novel compact waveguide diplexer based on quasi-planar E-plane filters with ridged resonators and inductive diaphragms is presented. The both filters resonant elements are produced from a single E-plane metal foil insert. The numerically efficient hybrid full wave technique for analysis of this class of waveguide diplexers is proposed. The technique is based on Galerkin method with taking into account the field asymptotic at the metallic edges, mode matching technique, and generalized scattering matrix method. The optimized frequency characteristics of the diplexer designed for K-band applications are discussed. The proposed compact diplexer design has the reduced length at a factor of 1.5 in comparison with the known structures.

КОМПАКТНАЯ КОНСТРУКЦИЯ ВОЛНОВОДНОГО ДИПЛЕКСЕРА НА Е-ПЛОСКОСТНЫХ ГРЕБНЕВЫХ КВАЗИПЛАНАРНЫХ ФИЛЬТРАХ

Мануилов М. Б., Кобрин К. В.
Южный федеральный университет
5, ул. Зорге, Ростов-на-Дону, 344090, Россия
Тел: +7-863-2199729; E-mail: m_manuilov@sfedu.ru

Аннотация — Предложена новая компактная конструкция волноводного диплексера на квазипланарных фильтрах с Е-плоскостными гребневыми секциями и индуктивными диафрагмами, выполненными на одной металлической вставке из тонкой фольги. Разработан эффективный гибридный метод электродинамического анализа данного класса диплексеров, основанный на методе Галеркина с учетом краевой особенности поля, методе модового сшивания и методе обобщенных матриц рассеяния. Приведены характеристики оптимизированной конструкции диплексера сантиметрового диапазона, длина которого сокращена примерно в 1.5 раза по сравнению с известными аналогами.

I. Introduction

The various quasi-planar waveguide filters and diplexers based on E-plane all-metal inserts are widely used in the many microwave and millimeter-wave communication systems [1-3]. These filters and diplexers have the low-cost, easy-to-manufacture design, low insertion loss and they can operate within frequency band from 10 GHz to 150 GHz.

The convenient design of the band-pass filters based on E-plane longitudinal inductive irises [1,2] has the parasitic pass-band too close to operational pass-band. A number of filter designs has been proposed to overcome this disadvantage. One of these structures is a combined structure based on the ridged resonators and inductive irises on the common metal sheet [4,3]. This kind of filters has the improved slope of the frequency characteristic and its symmetry, extended upper stop-band, low insertion loss and more compact size in comparison with convenient design.

In view of these considerations a novel waveguide diplexer is presented below, which is based on the quasi-planar channel filters with the E-plane ridged sections and inductive irises.

II. Diplexer Design and CAD Method

The proposed diplexer (Fig.1) is implemented on the base of E-plane waveguide bifurcation, since it has more wide-band frequency response in comparison with H-plane waveguide T-junction [1]. The diplexer contains the matching stepped waveguide transition with the any number of sections. The channel waveguide filters are carried out using cut-off waveguide section with the reduced width of the waveguide wide wall (sections L_1 in Fig. 1,b).

The waveguide housing is decomposed in E-plane into two halves between which the metal sheet with the filters layout is inserted. The resonant elements of the filters are the double ridged waveguide sections coupled by cut-off waveguide sections. The longitudinal inductive irises are placed between the ridged sections. Such a design is low-cost and easy-to-manufacture, since it allows the precise fabrication of the both filters layout on the common metal sheet. Due to the inductive irises the coupling section lengths are reduced as well as the total length of the filters. The increased height of the cut-off waveguide provides the large gaps of double ridged sections, so the total insertion loss of diplexer is decreased.

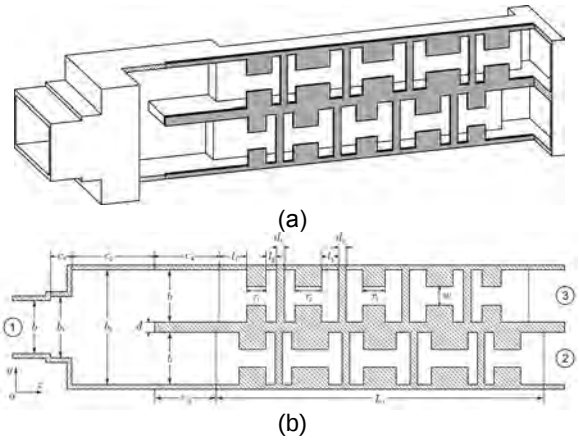


Fig. 1. Waveguide diplexer based on the quasi-planar filters with E-plane ridged sections and inductive irises: 3D model (a), E-plane section of structure (b).

Рис. 1. Волноводный диплексер на фильтрах квазипланарного типа с гребнями и индуктивными полосками в Е-плоскости: трехмерная модель (а), сечение в Е-плоскости (б)

Let us assume that the structure under consideration (Fig. 1) contains any number of the step discontinuities

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

and the ridged sections in the filters. The efficient hybrid full wave method for analysis of this class of the waveguide problems is presented in this paper. The suggested solution is based on Galerkin method with taking into account the edge condition, mode matching method and generalized scattering matrix method.

The solution consists of the following steps: (i) decomposition of the complicated waveguide structure into the key building blocks (waveguide discontinuities); (ii) solution of the eigenvalue problems for the ridged waveguides (evaluation of the cut-off frequencies and modal spectrum of the ridged waveguide); (iii) solving of the key scattering problems for the basic discontinuities (building blocks) and calculation of their generalized scattering matrices; (iv) direct combining of the generalized S-matrices of discontinuities and calculation of the S-matrices of filters and waveguide bifurcation with the matching stepped waveguide transition; (v) calculation of the scattering matrix of the diplexer.

In the first step the diplexer is decomposed into the following building blocks for which the key scattering problems are solved: junction between the rectangular waveguide and ridged waveguide, junction between two rectangular waveguides, waveguide bifurcation. The modal expansions into the H- and E-waves are utilized by solving of the scattering problems.

Secondly, the eigenvalue problems for the H- and E-waves of the ridged waveguide are solved independently and the cut-off frequencies as well as eigenfunctions are evaluated [3]. The eigenvalue problems are reduced to the uniform integral equation for unknown electric field tangential component at the common boundary of the regular subregions. The integral equation is solved by Galerkin method with weighted Gegenbauer polynomials as basis functions taking into account the field asymptotic at the metal edges of the structure. The fast convergence and high accuracy of the suggested eigenvalue problem solution ensure the high numerical efficiency of the presented hybrid technique for rigorous analysis of diplexers.

In the next step the generalized scattering matrixes are computed for the key building blocks: junction between the rectangular waveguide and ridged waveguide, junction between two rectangular waveguides of the different cross section, waveguide bifurcation. The final direct combining procedure for the diplexer S-matrix is carried out similarly to [2].

III. Results

The proposed hybrid method for full wave analysis of the waveguide diplexers shows high numerical efficiency, since the most appropriate and efficient solutions are utilized for each particular subproblem. In particular, Galerkin method with taking into account the edge condition has the dramatically fast convergence. It is normally to take only three or four basis functions to obtain the cut-off frequencies of ridged waveguide with the five correct digits. The comparison of the obtained numerical results with the known from literature theoretical and experimental data [4] as well as finite element method [5] demonstrates a very good agreement which confirms the high accuracy of the proposed technique. The computation time of the suggested method is less than the computation time of the finite element method [5] at a factor about an order.

The numerically optimized frequency responses of diplexer operating within K-band are presented in Fig. 2. The diplexer consists of two five-resonator filters (Fig. 1) and it separates the receiving and transmitting channels operating in frequency bands 21.75–22.3 GHz and 23.05–23.6 GHz. It corresponds to 2.5% pass-band of the filters (Fig. 2). The reflection coefficient in the common port is better than 25 dB. The isolation of the diplexer channels is 46 dB. The length of diplexer is about 52 mm. It is less than the length of convenient structure with E-plane longitudinal inductive irises at a factor about 1.5 [1].

IV. Conclusion

A novel compact waveguide diplexer design is proposed for microwave and millimeter-wave applications. The presented diplexer has a low-cost, easy-to-manufacture design and high electrical characteristics including low insertion loss. The suggested structure is carried out on the base of E-plane waveguide bifurcation and the filters with ridged resonators and longitudinal inductive irises.

The efficient hybrid full wave method is proposed for electromagnetic analysis of a wide class of waveguide diplexers. The frequency characteristics of the optimized K-band diplexer are presented. The length of the diplexer is reduced at a factor about 1.5 in comparison with the convenient diplexers based on E-plane inductive irises.

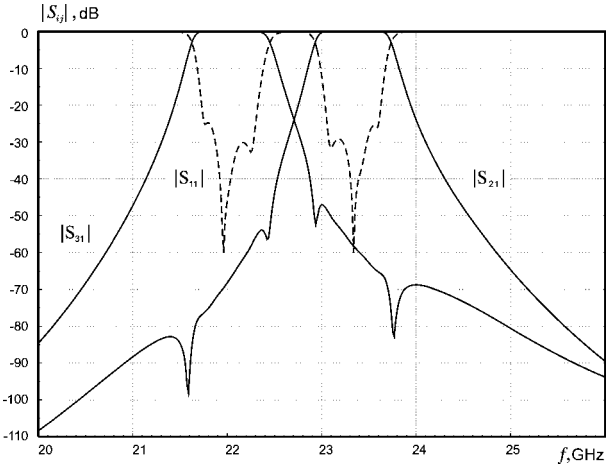


Fig. 2. Frequency responses of the K-band diplexer.

Рис. 2. Частотные характеристики диплексера К-диапазона

V. References

[1] Dittloff J., Arndt F. Rigorous Field Theory Design of Millimeter-Wave E-lane Integrated Circuit Multiplexers. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 1989, vol. MTT-37, N.2, pp. 340-350.

[2] Manuilov M.B., Sinyavsky G.P. Wave Scattering by Multi-element Irregularities Included into Waveguide Filters and Multiplexers. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2001, V. 46, N. 2, pp. 127–133.

[3] Manuilov M.B., Kobrin K.V., Sinyavsky G.P., Labunko O.S. Full Wave Hybrid Technique for CAD of Passive Waveguide Components with Complex Cross Section. *Proc. Progress of Electromagnetics Research Symposium* (PIERS 2009), 2009, Moscow, pp. 1393-1397.

[4] Kirilenko A., Rud L., Tkachenko V., Kulic D. Evanescent-mode ridged waveguide band-pass filters with improved perfomance. *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.,* 2002, vol. MTT-50, N.5, pp. 1324-1328.

[5] Ansys HFSS. On-line: http://www.ansys.com

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE EIGENMODES OF THE ANISOTROPIC SEMICONDUCTOR SLAB IN A WAVEGUIDE WITH A TRANSVERCE MAGNETIC FIELD

Shmat'ko A. A.[1], Mizernik V. N.[1,2], Odarenko E. N.[3]
[1]*Kharkiv National University by V. N. Karazin, sq. Svobody, 4, Kharkiv-61077, Ukraine*
Ph.: 8-057-70-75-133; e-mail: alexandr.a.shmatko@univer.kharkov.ua
[2]*Scientific Physical-Technologic Center, sq. Svobody, 2, Kharkiv-61077, Ukraine*
[3]*Kharkiv National University of Radioelectronics, Lenina Ave., 14, Kharkiv, 61166, Ukraine*

Abstract — The new method of an analytical solution of a problem on semiconductor resonator eigenmodes in a waveguide on the basis of an Cauchy integral and interpolation Lagrange formula for arbitrary sizes of the resonator and permittivity tensor parameters of medium is offered. The analysis of the dispersion equation is performed and relations between problem parameters are established for three types of solutions: the localized modes, surface modes, modes with complex frequencies.

СОБСТВЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ АНИЗОТРОПНОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ПЛАСТИНЫ В ВОЛНОВОДЕ С ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТЫМ ПОЛЕМ

Шматько А. А.[1], Мизерник В. Н.[1,2], Одаренко Е. Н.[3]
[1]*Харьковский национальный университет имени В. Н. Каразина*
пл. Свободы, 4, Харьков, 61077, Украина.
тел.: 8-0572-7075-133;e-mail: alexandr.a.shmatko@univer.kharkov.ua
[2]*Научный физико-технологический центр, пл. Свободы, 2, Харьков, 61077, Украина*
[3]*Харьковский национальный университет радиоэлектроники,*
пр. Ленина, 14, Харьков, 61166, Украина

Аннотация — Предложен метод аналитического решения задачи на собственные колебания полупроводниковой плазменной пластины в волноводе на основе интеграла Коши и интерполяционной формулы Лагранжа для произвольных размеров резонатора и параметров тензора диэлектрической проницаемости среды. Проведен анализ дисперсионного уравнения и установлены существование трех видов решений: собственных колебаний на запертых модах, поверхностных колебаний на границах областей, колебаний с комплексными частотами.

I. Введение

При построении целого класса пассивных устройств микроволновой и субмиллиметровой техники важным представляется знание их дисперсионных свойств. Приоритетными являются аналитические методы исследования, которые обладают простотой вычислений и наглядной физической интерпретацией. В работе [1] аналитически решена задача о возбуждении волноводной волной гиромагнитного резонатора при произвольных соотношениях длины волны и геометрических размеров резонатора для различных параметров среды. В качестве гиромагнитной среды выбран феррит. При использовании полупроводниковой анизотропной плазмы задача существенно усложняется в силу того, что поперечные собственные функции в плазменном резонаторе (полупроводниковая пластина) не могут описываться лишь гармоническими функциями, как это имело место в ферритовом резонаторе. Более того поперечные собственные функции в плазменном волноводе для волны, распространяющейся в прямом и обратном направлениях оказываются разными. Все это приводит к очевидным математическим усложнениям при определении дисперсионных уравнений для отыскания собственных режимов таких устройств. Естественно, что в математическом плане такие задачи могут приводить к бесконечной системе линейных алгебраических уравнений относительно амплитуд собственных волн. Как показано в работе [2] на примере гиромагнитной ограниченной ферритовой среды, такие задачи решались численными методами. Метод решения, предложенный в работах [1], [3], позволил систему линейных алгебраических уравнений решить аналитически в замкнутом виде для произвольных параметров задачи. Оказалось, что бесконечные функциональные ряды могут быть вычислены в аналитическом виде, если использовать интеграл Коши для специальной функции. В результате можно получить интерполяционную формулу Лагранжа в точности совпадающей с неизвестными рядами, что и позволяет, в конечном счете, вычислить их аналитически.

В данной работе предложен метод аналитического решения электродинамической задачи на собственные колебания полупроводниковой плазменной пластины с поперечным магнитным полем в прямоугольном волноводе. В результате найдено простое дисперсионное уравнение в замкнутом аналитическом виде. Установлено существование трех режимом волн, одним из которых является поверхностный режим на запертых колебаниях.

II. Основная часть

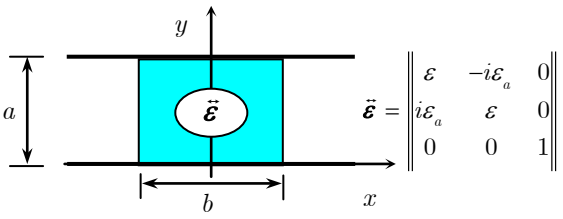


Рис. 1. Полупроводниковая пластина в волноводе.
Fig. 1. Semiconductor slab in waveguide

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Рассмотрим анизотропную полупроводниковую пластину в волноводе (рис. 1), диэлектрическая проницаемость которой описывается тензором стандартного типа $\vec{\varepsilon}$. Собственные колебания полупроводниковой пластины могут быть двух типов E_{znm} - и H_{znm} - колебания. В случае E_{znm} - колебаний они совпадают с аналогичными колебаниями магнитодиэлектрического резонатора. Наиболее сильно гиротропные свойства полупроводниковой среды пластины проявляются в случае H_{znm} - колебаний.

В этом случае однородное уравнение Гельмгольца для H_z компоненты поля имеет вид

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2}+k^2\mu\varepsilon_\perp H_z=0. \quad (1)$$

Здесь $k=\frac{\omega}{c}=\frac{2\pi}{\lambda}$, μ - магнитная проницаемость полупроводниковой плазмы (чаще всего $\mu=1$), $\varepsilon_\perp=\varepsilon\left(1-\varepsilon_a^2/\varepsilon^2\right)$ - эффективная диэлектрическая проницаемость полупроводниковой плазмы.

Для трех областей (1- $x<-\frac{b}{2}$, 2- $|x|<\frac{b}{2}$, 3- $x>\frac{b}{2}$) решение однородного уравнения Гельмгольца (1) представим в виде:

$$H_z^1=\cos\frac{\pi p}{a}\left(y-a\right)e^{+i\gamma_{pa}x}+\sum_n R_n\cos\frac{\pi n}{a}\left(y-a\right)e^{-i\gamma_{na}x},$$

$$H_z^2=\left(i\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon}\frac{\partial}{\partial x}+\frac{\partial}{\partial y}\right)\sum_n\left[\left(C_n^+e^{+i\zeta_{na}x}+C_n^-e^{-i\zeta_{na}x}\right)\sin\frac{\pi n}{a}\left(y-a\right)\right],$$

$$H_z^3=\sum_n T_n\cos\frac{\pi n}{a}\left(y-a\right)e^{+i\gamma_{na}x},$$

где $\gamma_{na}=\sqrt{k^2-\left(\pi n/a\right)^2}$, $\zeta_{na}=\sqrt{k^2\mu\varepsilon_\perp-\left(\pi n/a\right)^2}$.

Тангенциальные компоненты электрического поля E_y находятся из равнений Максвелла:

$$E_y=\left(\frac{1}{ik\varepsilon_\perp}\right)\left(\frac{\partial H_z}{\partial x}+i\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon}\frac{\partial H_z}{\partial y}\right).$$

Использование граничных условий и метода Фурье приводит к следующим однородным СЛАУ относительно неизвестных коэффициентов полей $Z_s^\pm$:

$$Z_s^+\left(\frac{\pi s}{a}\right)V_s+\left(\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon}\right)\sum_{n=0}Z_n^-M_nL_{ns}=0,$$
$$Z_s^-\left(\frac{\pi s}{a}\right)W_s+\left(\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon}\right)\sum_{n=0}Z_n^+N_nL_{ns}=0.$$
$$2Z_n^\pm=C_n^+\pm C_n^-,$$

$$L_{ns}=\left(2/a\right)\int_0^a\sin\frac{\pi n}{a}\left(y-a\right)\cos\frac{\pi s}{a}\left(y-a\right)dy,$$

$$V_s=\gamma_{sa}\cos\zeta_{sa}b/2-i\left(\zeta_{sa}/\varepsilon\right)\sin\zeta_{sa}b/2,,$$

$$W_s=i\gamma_{sa}\sin\zeta_{sa}b/2-\left(\zeta_{sa}/\varepsilon\right)\cos\zeta_{sa}b/2,$$

$$M_n=-\zeta_{na}\gamma_{na}\cos\zeta_{na}\frac{b}{2}+ik^2\mu\sin\zeta\gamma_{na}\frac{b}{2},$$

$$N_n=-i\gamma_{na}\zeta_{na}\sin\zeta_{na}\frac{b}{2}+k^2\mu\cos\zeta_{na}\frac{b}{2}$$

Равенство нулю определителя связанной системы уравнений относительно неизвестных коэффициентов $Z_s^\pm$ и определяет дисперсионные уравнения для исследуемого полупроводникового резонатора. Как показано в работе [1], такую систему можно аналитически решить, воспользовавшись интерполяционной формулой Лагранжа для специально введенной функциию. Из интеграла Коши для целой функции $f(z)$ и введеной функции $\sin\alpha\zeta$ следует интерполяционная формула Лагранжа, которая при использовании процедуры свертки принимает вид:

$$\frac{1}{2\pi i}\int_{C_n}\frac{f\left(\zeta\right)}{\sin\alpha\zeta}\frac{d\zeta}{\left(\zeta-z\right)}=\sum_{\rho_n\in C_n}Res+\underset{\gamma}{Res}\equiv 0, \quad (2)$$

$$f_s=\frac{1}{2}\sum_{m=0}^{\infty}\left(2-\delta_m^0\right)f_m\frac{s}{m+s}\frac{\sin\pi\left(m-s\right)/2}{\pi\left(m-s\right)/2},. \quad (3)$$

Использование формулы Лагранжа (3) позволяет найти в замкнутом аналитическом виде дисперсионное уравнение для рассматриваемой структуры.

$$\left(\pi\frac{s}{a}\right)^2V_s^-W_s^+-\left(\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon}\right)^2M_sN_s=0. \quad (4)$$

Анализ полученного дисперсионного уравнения показывает, что наличие плазмеенной гиротропии $\left(\varepsilon_a\neq 0\right)$ приводит к взаимодействию симметричных и несимметричных по координате Ox колебаний, хотя все виды колебаний с различными поперечными индексами s независимы между собой. При $\varepsilon_a=0$ дисперсионное уравнение (4) распадается на два независимых уравнения, характерных для полупроводникового резонатора, состоящего из магнитодиэлектрика. В случае $\varepsilon_a\neq 0$ существует три вида решений: два с вещественными значениями волнового числа k и один с комплексными значениями $k=k'+ik''$. Поверхностные колебания на границе областей могут возникать как для положительных значений величины $\varepsilon_\perp$, так и отрицательных, для которых выполняются условия: $\gamma_{sa}^2<0$ и $\zeta_{sa}^2<0$. В случае, когда $\gamma_{sa}^2<0$ и $\zeta_{sa}^2>0$ в резонаторе возбуждаются колебания на запертых модах. Случай $\gamma_{sa}^2>0$ соответствует вытекающим волнам с комплексными значениями величины $k=k'+ik''$.

III. Заключение

Предложен новый аналитический метод для определения собственных колебаний полупроводникового резонатора в волноводе на основе интеграла Коши и интерполяционной формулы Лагранжа для произвольных размеров резонатора и параметров тензора диэлектрической проницаемости среды. Определены параметры задачи для трех типов резонансов: на запертых модах, на поверхностных модах и вытекающих волнах.

IV. References

[1] Mizernik V. N., Shmat'ko A. A. Excitation the waveguide wave of the ferrite resonator (the analytical solution). *2012 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2012).* Sevastopol, 2012, pp. *575-576.*

[2] Epstein P. S. Theory of Wave Propagation in a Giromagnetic Medium. *Rev. Mod. Phys.* Vol. 28, N 3, 1956, pp. 3-17 (*УФН. 1958. Т. LXV.* Вып. 2. С. 283-311).

[3] Mizernik V. N., Shmat'ko A. A., Odarenko E.N. New method for the solution of electrodynamic problem excitation of the ferrite resonator // *Radiotechnika.* – 2013. – N. 175. – P. 73–77.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE MECHANISM OF EIGENMODES OF A MICROSTRIP PATCH INTERACTION WITH AN AUXILLIARY SHORTING-VIAS

Mayboroda D. V., Pogarsky S. A.
V. N. Karazin Kharkov National University
4, Svobody sq., Kharkov, 61022, Ukraine
Ph.: +38(057) 7054135, 7075596, e-mail: Sergey.A.Pogarsky@univer.kharkov.ua

Abstract — The experimental results of investigations of characteristics of microstrip disk patch which excited axially with auxiliary shorting-vias was presented. By the measurements of near electric field structure the possibility of surface waves exciting in thin substrate at definite frequencies was shown. The energy characteristics of radiating fields was presented.

МЕХАНИЗМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ ДИСКОВОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЗОНАТОРА С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ЗАКОРАЧИВАЮЩИМ ПРОВОДНИКОМ

Майборода Д. В., Погарский С. А.
Харьковский национальный университет имени В. Н. Каразина
пл. Свободы, 4, Харьков, 61022, Украина
тел. +38(057) 7054135, 7075596, e-mail: Sergey.A.Pogarsky@univer.kharkov.ua

Аннотация — Приведены результаты экспериментальных исследований характеристик дискового микрополоскового резонатора, возбуждаемого аксиально, с дополнительным закорачивающим проводником на заземленное основание. Путем измерений структуры электрического поля в ближней зоне показана возможность возбуждения поверхностных волн в тонкой подложке на определенных частотах. Приведены энергетические характеристики излучаемых полей.

I. Введение

Глобальное использование систем беспроводной связи обуславливает использование компактных антенн, к которым предъявляются жесткие требования [1]. Одними из главных требований являются простота конструкции, малые габаритные размеры, дешевизна, воспроизводимость параметров при массовом производстве. Такому комплексу требований в большой мере удовлетворяют микрополосковые антенны.

К настоящему времени достаточно широкое распространение получили низкопрофильные плоскостные конструкции, выполненные по технологии интегральных схем (или по гибридной технологии), различной топологии: прямоугольной, дисковой, кольцевой и их модификаций [2, 3, 4]. Каждое из технических решений имеет свои преимущества. Антенны с топологией проводников аксиально-симметричного типа (дисковые, кольцевые и их модификации) обладают двумя существенными преимуществами по сравнению с антеннами с прямоугольной топологией: они имеют более широкую рабочую полосу частот и возможность реализации излучения с эллиптической (круговой) поляризацией. Вместе с тем, конструкции с такой топологией имеют и существенный недостаток – это наличие вырожденных типов колебаний, которые затрудняют возбуждение структуры на определенном типе колебаний. Электродинамические характеристики кольцевых микрополосковых антенн меньше зависят от этого фактора, однако они имеют и более низкое значение добротности. Использование микрополосковых аксиально-симметричных структур требуют разрешения двух задач: снятия вырождения собственных типов колебаний и эффективное возбуждение структуры с приемлемым уровнем согласования с внешними цепями.

Задачей настоящего исследования явилось экспериментальное изучение механизма взаимодействия собственных типов колебаний микрополоскового резонатора аксиально-симметричной формы с дополнительными элементами – закорачивающими проводниками на заземляющее основание.

II. Основная часть

Внешний вид исследуемой структуры представлен на рис.1. Основу ее составляет канонический дисковый микрополосковый резонатор, возбуждаемый аксиально с помощью отрезка коаксиальной линии.

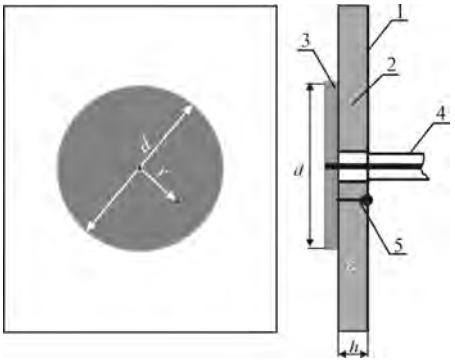


Рис. 1. Внешний вид структуры.

Fig. 1. The schematic of the design

На рисунке обозначено: 1 – металлизированное основание, 2 – диэлектрическая подложка, 3 - дисковый проводник, 4 – отрезок коаксиальной линии, 5 – металлическая закоротка.

В известных конструкциях [5, 6] предпочтение отдавалось неаксиальному вводу энергии (ввод смещен относительно центра диска) по причинам более простого способа согласования с внешними трактами. В работе [7] представлены результаты численного моделирования спектральных характеристик и некоторых интегральных параметров дисковой структуры, возбуждаемой аксиально и с использованием закорачивающих проводников на заземленное

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

основание. Результаты моделирования говорят о том, что такая конструкция может обеспечивать достаточно высокий уровень характеристик. Однако требуется экспериментальное подтверждение полученных данных, связанных, прежде всего, с местоположением закорачивающего проводника. На рис. 2 приведена структура изолиний E_z – проекции поля над подложкой с диском, измеренной методом подвижного зонда. Круглым маркером указано местоположение закоротки. Были выбраны параметры резонатора: $d = 35\,мм$, $h = 1\,мм$, $\varepsilon_r = 3.8$, $r/d \approx 0.457$.

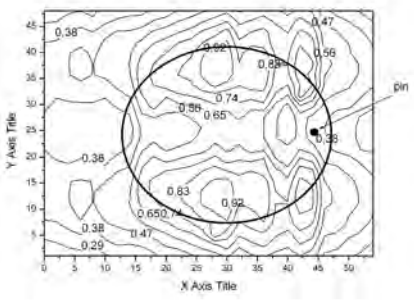


Рис. 2. Структура изолиний электрического поля.

Fig. 2. The structure of electric field isolines

Анализ структуры изолиний свидетельствует о том, что в данном случае возбужден E_{210} – тип колебаний. Максимум поля сконцентрирован вблизи диска, однако очевидно наличие поверхностных волн (вблизи краев подложки). Структура изолиний поля позволяет прогнозировать наличие особенностей в структуре излучаемых полей.

На рис. 3 приведены диаграммы направленности излучающего модуля с дополнительными закоротками, измеренные в двух плоскостях на частоте $f = 4.77$ ГГц. Там же для сравнения даны диаграммы направленности для канонического модуля, измеренные без дополнительных закороток. Кривые 1,2 соответствуют структуре с дополнительной закоротой, 3,4 – каноническому дисковому резонатору. В плоскости E диаграммы в обоих случаях оказываются двухлепестковыми (обусловлено возбужденным типом колебаний), а в плоскости H - диаграммы однолепестковые.

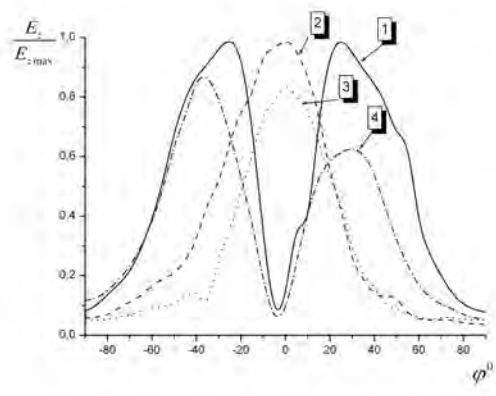


Рис. 3. Диаграммы направленности структуры.

Fig. 3. Pattern characteristics of the structure

Установка закоротки приводит к лучшему согласованию с возбуждающим трактом и, как следствие, приводит к повышению уровня излучаемой мощности. Вместе с тем, закорачивающий проводник приводит к некоторому нарушению структуры возбужденного типа колебаний, что отражается в нарушении симметрии лепестков диаграммы направленности.

На рис. 4 представлены поляризационные характеристики базовой излучающей структуры (диска - кривая 1) и структуры с закороткой (кривая 2), измеренные на частоте $f = 4.77$ ГГц.

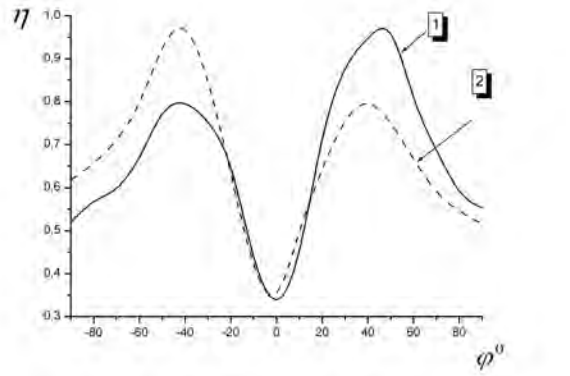


Рис. 4. Поляризационные характеристики.

Fig. 4. Polarization characteristics

Анализ характеристик свидетельствует о том, что структура с дополнительной закороткой может обеспечивать излучение с эллиптической поляризацией в достаточно широком интервале углов на определенных частотах.

III. Заключение

Проведенные экспериментальные исследования позволили изучить механизм взаимодействия собственных типов колебаний микрополоскового резонатора аксиально-симметричной формы с дополнительными элементами – закорачивающими проводниками на заземляющее основание. Показана возможность реализации достаточно высокого уровня интегральных характеристик.

IV. References

[1] Hori T., Taga T. Trends of the research on microstrip antennas and microstrip technologies. *J.IECE*, 1982, Vol. 65, no 3, pp. 310-314.

[2] Wong K.L. *Compact and Broadband Microstrip Antennas.* John Wiley & Sons, 2003, 327 p.

[3] Mayboroda D.V., Pogarsky S.A., Saprykin I.I., Seledkov E.V. The electrodynamical characteristics of two-way short-circuit slot in microstrip disk resonator. *2013 IX Int.Conf on Antenna Theory and Techn. (ICATT' 2013)*, Odessa, 2013, pp. 367–369.

[4] Mayboroda D.V. and Pogarsky S.A. On the choice of optimal topology of a reflecting module based upon the circular-disk microstrip structure. *Telecommunication and Radioengineering*, 2014, Vol. 73, issue 19, pp. 1713-1726.

[5] Lu J-H. and Yang K-P. A simple design for single-feed circularly-polarized microstrip antennas. *Proc. Natl. Sci, Counc. ROC(A)*, 2000, Vol. 24, no. 2, pp. 130-133.

[6] Al-Zoubi A., Yang F. and Kishk A. A broadband center-fed circular patch-ring antenna with monopole like radiation pattern. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2009, AP- 57, No 3, p. 789-792.

[7] Mayboroda D.V., Pogarsky S.A. The influence of the shorting-vias on the integral characteristics of a microstrip resonator. *X Anniversary Int. Conf on Antenna Theory and Techn. (ICATT' 2015)*, Kharkiv, 2015, *pp. 141-143.*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE COMPACT SUSPENDED-SUBSTRATE DIPLEXER FOR GPS/GLONASS RADIONAVIGATION SYSTEMS

[1]Leksikov A. A., [1]Leksikov An. A., [1]Govorun I. V., [2]Afonin A. O., [2]Ugryumov A. V., [3]Grebennikov A. V.
[1]*L.V. Kirensky Institute of Physics, 660036, Krasnoyarsk, Academgorodok, 50/38, Russia*
Tel. +7-913-5161114, e-mail: leksikov@iph.krasn.ru
[2]*Siberian Aerospace University, Krasnoyarsk, Russia*
[3]*OAO "NPP Radiosviaz", Krasnoyarsk, Russia*

Abstract — A new structure of a diplexer being easy in designing and having small size is described. Diplexer's channels are bandpass filters based on two-conductor suspended substrate resonators. All ports of the device are connected to the channels by means of short-circuited strip conductors inductively coupled with the outer resonators. On the base of the proposed structure a diplexer having good performance and intended for radionavigation systems GPS/GLONASS was simulated and fabricated.

МИНИАТЮРНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ДИПЛЕКСЕР НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ ДЛЯ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ GPS/ГЛОНАСС

[1]Лексиков А. А., [1]Лексиков Ан. А., [1]Говорун И. В., [2]Афонин А. О., [2]Угрюмов А. В., [3]Гребенников А.В.
[1]*Институт физики им. Л. В. Киренского, 660036, Красноярск, Академгородок, 50/38, Россия*
Тел. +7-913-5161114, e-mail: leksikov@iph.krasn.ru
[2]*Сибирский аэрокосмический университет, Красноярск, Россия*
[3]*АО «НПП Радиосвязь», Красноярск, Россия*

Аннотация — Описана новая конструкция диплексера, простого в проектировании и имеющего малые размеры. Каналы диплексера представляют собой полосно-пропускающие фильтры, основанные на двухпроводниковых резонаторах на подвешенной подложке. Порты устройства подключены к каналам посредством полосковых проводников, связанных индуктивно с внешними резонаторами. На основе предложенной конструкции смоделирован и изготовлен диплексер, имеющий хорошие характеристики, для радионавигационных систем GPS/ГЛОНАСС.

I. Introduction

As a rule, in designing radio-electronic systems intended for mobile complex, compactness and small weight of components are the governed issues. For this reason, microstrip filters and diplexer become more and more widespread. In last years, an alternative has appeared, that allows, in many cases, replacing microstrip devices by the ones based on two-conductor resonator on a suspended substrate [1]. Such resonators excel microstrip ones in unloaded *Q*-factor and are more compact. Besides, their ratio of two first modes' frequencies (f_2/f_1) may reach up to 8 [2], i.e., filters on their base have wide stopbands. Of cause, such filters are more complex in structure and more difficult in manufacturing. These disadvantages are not very severe, besides, their manufacturing process is the same as of microstrip ones.

Structurally, two-conductor resonator consists of a dielectric substrate suspended in a middle plane of a metallic case, with two strip conductors been patterned on its surfaces. The first strip conductor on the upper surface of the substrate, and the second one on the bottom surface. Both conductors have one of their end been opened, and another one been shortcircuited. At this, the conductors are shortcircuited to the opposite walls of the case. The conductors locate one under another and are parallel, i.e. them are overlapping.

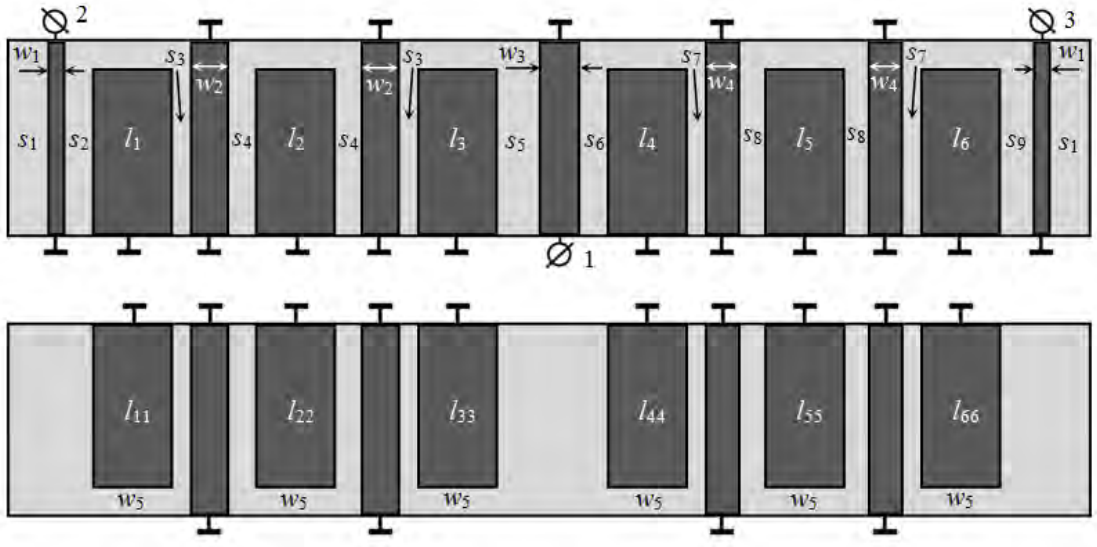


Fig. 1. Diplexer's strip conductors pattern with designations of designing parameters.

Рис. 1. Топология полосковых проводников диплексера с указанием параметров конструкции

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

A filter is created in an usual way by assembling several resonators in an array.

In this paper we demonstrate an ability of designing and manufacturing compact diplexers with channels realized as bandpass filters based on the resonators described above.

II. Main Part

In Fig.1 the strip conductors topology of the diplexer is shown, where designing parameters are also presented. The upper picture is a pattern of diplexer's strip conductors placed on one face of the substrate, and the bottom one is a projection pattern of diplexer's strip conductors placed on another face. The device was implemented on the substrate made from Ba-Nb-Sr-Titanate ceramics, ε=80.

The strip conductors designated as (Fig. 1) l_1 and l_{11} form the first resonator in the low-frequency channel; the conductors l_2 and l_{22} form the second resonator; l_3 and l_{33} form the third one. Analogously in the high-frequency channel: the pairs of the conductors l_4 and l_{44}, l_5 and l_{55}, l_6 and l_{66} form three resonators. Thus, the channels of the diplexer are three-pole bandpass filters. The other strip conductors designated as w_2 and w_4 and their clones on the opposite face of the substrate are elements decreasing coupling between the resonators: due to them the spacings between the resonators have decreased and diplexer size too. The strip conductor with width designated w_3 serves a circuit matching the common port with filters in the channels. Two conductors of with w_1 located at the opposite edges of the substrate serve as ports #2 and #3.

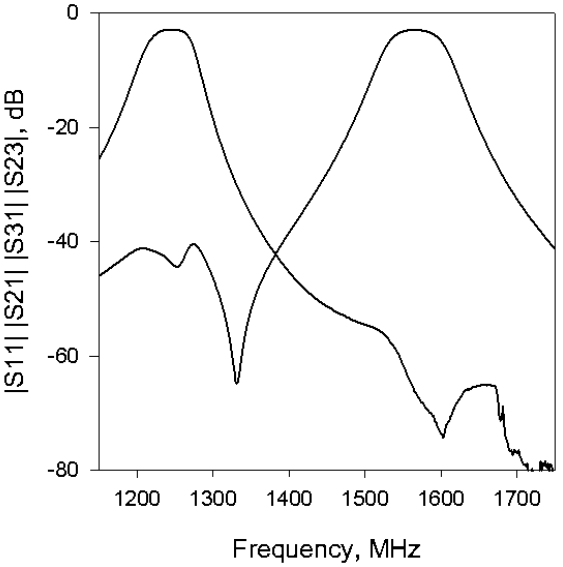


Fig. 2. Frequency responses of the designed diplexer.

Рис. 2. Частотные характеристики разработанного диплексера

In order to be convinced of operability of the design, a diplexer with frequency characteristics corresponding to GPS/GLONASS was simulated using *AWR Microwave Office*, and the next structure parameters were obtained. Substrate with a size 4.90 mm × 27.55 mm and thickness 0.5 mm is mounted in a brass case in a plane with a distance between the substrate and upper and bottom walls 4 mm and 3 mm. Other parameters are the next. The low-frequency channel: lengths of the resonators strip conductors' l_1=4.15 mm, l_2=4.25 mm, l_3=4.00 mm, l_{11}=4.05 mm, l_{22}=4.20 mm, l_{33}=3.95 mm, their width w_5=2.00 mm, the strip conductors reducing interaction between the resonators have a width w_2=0.95 mm, the gaps between them and the resonators s_2=0.75 mm, s_3=0.50 mm s_4=0.85 mm; the conductor being a port #2 circuit has a width w_1=0.40 mm and a gap between them and the resonator s_2=0.40 mm. The high-frequency channel: lengths of the resonators strip conductors' l_4=3.25 mm, l_5=3.40 mm, l_6=3.30 mm, l_{44}=3.30 mm, l_{55}=3.35 mm, l_{66}=3.30 mm, the strip conductors reducing interaction between the resonators have a width w_4=0.85, the gaps between them and the resonators s_7=0.50 mm s_8=0.65 mm, ; the conductor being a port #3 circuit has a width w_1=0.40 mm and a gap between it and the resonator s_9=0.85 mm; the conductor being a common port #1 circuit has a width w_3=1.00 mm and a gaps between it and the resonators s_5=1.10 mm and s_6=0.75 mm; the space between port #2 and #3 strip conductors and the substrate edges s_1=1.00 мм.

The simulation was carried out in the next manner. First of all, the filters of both the channels were simulated with each filter having the same port circuit from the both sides. Then the filters were composed in a diplexer and the common port was matched by varying the parameters w_3, s_5 and s_6.

In Fig. 2 frequency responses of the diplexer fabricated in the accordance with the simulation results are demonstrated. The results were obtained with a help of VNA Rohde&Schwarz ZVL13 after minimal trimming the device.

The next performance data are achieved. The minimal loss in the passband is 2.8 dB and 2.9 dB in low-frequency and high-frequency channel respectively. The bandwidths of the channels are 43 MHz and 55 MHz respectively with the center frequencies 1245 MHz and 1567 MHz. Return loss in the channels does not exceed –15 dB. Cross coupling between the channel is less –40 dB in low-frequency channel and less –55 dB in high-frequency channel. Flatness of the group delay in both channels is about 2 ns. The high-frequency stopband spans up to 5.5 GHz. These results are in good agreement with the simulated ones.

The device was implemented in a brass case with inner sizes 27.6 mm×4.9 mm×7.5 mm.

III. Conclusion

Thus a novel design of diplexer whose channels are 3-pole filters based on suspended-substrate two-conductor resonators. The design distinguishes by its simplicity and has good agreement between the results of simulation carried out with a help of AWR Microwave Office and those been measured for the diplexer fabricated on the base of the simulation.

Работа поддержана Министерством образования и науки РФ, проект №14.607.21.0039

IV. References

[1] Belyaev B.A., Leksikov A.A., Tyurnev V.V., Kazakov A.V. Suspended substrate strip-line filter. *2005 15th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2005).* Sevastopol, 2005, pp. 506-507.

[2] Leksikov A.A., Sukhin F.G. Stripline double-wire resonator on suspended substrate. *2006 16th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2006).* Sevastopol, 2006, pp. 563-564.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE COMPACT MICROSTRIP DIPLEXER FOR RADIONAVIGATION SYSTEMS GPS/GLONASS

[1]Leksikov A. A., [1]Leksikov An. A., [1]Govorun I. V., [2]Afonin A. O., [2]Ugryumov A. V., [3]Grebennikov A. V.
[1]L.V. Kirensky Institute of Physics, 660036, Krasnoyarsk, Academgorodok, 50/38, Russia
Tel. +7-913-5161114, e-mail: leksikov @iph.krasn.ru
[2]Siberian aerospace university, Krasnoyarsk, Russia
[3]OAO "NPP Radiosviaz", Krasnoyarsk, Russia

Abstract — *A* new structure of a diplexer distinguishing by easiness in designing and small size is described. Diplexer's channels are bandpass filters based on quarter-wave microstrip resonators. The common port of the device is connected by means of П–shaped strip conductor providing electromagnetic coupling with the channels. On the base of the proposed structure the diplexer having good performance and intended for radionavigation systems GPS/GLONASS was simulated and fabricated.

МИНИАТЮРНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ДИПЛЕКСЕР ДЛЯ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ GPS/ГЛОНАСС

[1]Лексиков А. А., [1]Лексиков Ан. А., [1]Говорун И. В., [2]Афонин А. О., [2]Угрюмов А. В., [3]Гребенников А. В.
[1]Институт физики им. Л. В. Киренского, 660036, Красноярск, Академгородок, 50/38, Россия
Тел. +7-913-5161114, e-mail: leksikov @iph.krasn.ru
[2]Сибирский аэрокосмический университет, Красноярск, Россия
[3]АО «НПП Радиосвязь», Красноярск, Россия

Аннотация — Описана новая конструкция диплексера, отличающегося простотой в проектировании и малыми размерами. Каналы диплексера представляют собой полосно-пропускающие фильтры, выполненные на основе четвертьволновых микрополосковых резонаторов. Общий порт устройства подключен посредством П-образного полоскового проводника, обеспечивающего электромагнитную связь с каналами. На основе предложенной конструкции смоделирован и изготовлен диплексер, имеющий хорошие характеристики, для радионавигационных систем GPS/ГЛОНАСС.

I. Introduction

Diplexers are extremely important components of two-band systems, such as, for example, GPS/GLONASS. Microstrip diplexers distinguish by their small size and weight, therefore them are mostly often used in mobile systems.

The simplest way to design a diplexer is combination of low-pass and high-pass filters, but such devices have one disadvantage: their passbands have small steepness of left slope in the low-frequency channel and of right one in the high-frequency channel. Very often, such performance does not provide required selectivity of a path and supplementary filters need to be introduced. Another way lies through the using bandpass filters in the channels. In this case a heavy problem arises in a diplexer designing, which is a proper matching the common port with the channels of a device. Two main ways are used now to connect the common port. One of them is using T-junction [1-3] and another – by means of common resonator [4,5]. Both them are not easy in matching. Due to T-junction the input resonators of a device associate, forming a new resonator with own set of modes, which interact with the modes forming the passbands of a diplexer that leads to a distortion the latter. In the second case, a common resonator is introduced in a design at ones, with two its lowest modes' frequencies coinciding to the channels ones, i.e. these modes take part in forming the passbands. It is not a simple task to provide simultaneously a proper frequencies of these modes and proper their connection with the common port. It should be noted, the such matching circuits occupy rather large area, sometimes, up to a half of a device.

We propose a novel microstrip diplexer distinguishing by easiness in designing and small size.

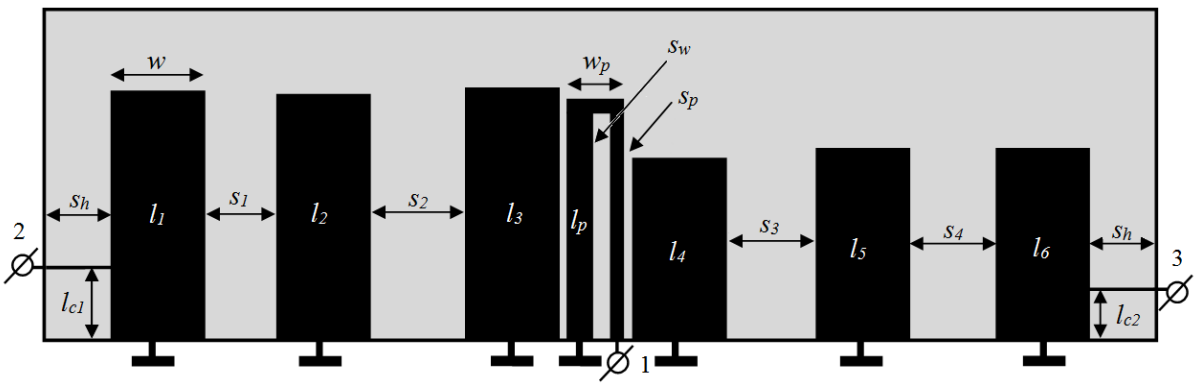


Fig. 1. Diplexer's strip conductors pattern with designations of designing parameters.

Рис. 1. Топология полосковых проводников диплексера с указанием параметров конструкции.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

II. Main Part

In Fig.1 the strip conductors topology of the diplexer is shown, where designing parameters are also presented. The device was implemented on the substrate made from Ba-Nb-Sr-Titanate ceramics, ε=80.

Both channels are 3-pole bandpass filters based on quarter-wave resonators. The common port (#1) is connected to Π-shaped strip conductor short-circuited by its other end. Thus, the rest two ports (#2 and #3) are connected conductively to the outer resonators of the channels. It should be outlined, the Π-shaped strip conductor is not a resonator, in other words, its own resonant frequencies lie beyond the frequency range occupied by operating bands of the diplexer. Moreover, its loaded *Q*-factor is extremely low: port #1 is connected to the end of Π-shaped strip conductor overloading it, due to this reason the resonances do not excite. Thus, by means of Π-shaped strip conductor a simultaneous electromagnetic connection of port #1 to the both channel is realized.

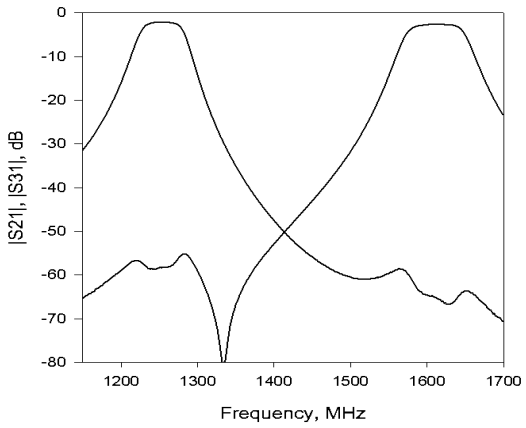


Fig. 2. Frequency responses of the designed diplexer.

Рис. 2. Частотные характеристики разработанного диплексера

The diplexer was simulated using *AWR Microwave Office*, and the next structure parameters were obtained. The low-frequency channel: lengths of the resonators strip conductors' l_1=7.7 mm, l_2=7.6 mm, l_3=7.8 mm, their width w=3 mm, the gaps between them s_1=2.7 mm, s_2=2.9 mm, the tapping point locates at l_{c1}=2.1 mm from the resonator shortened end. The high-frequency channel: lengths of the resonators strip conductors' l_4=5.5 mm, l_5=5.8 mm, l_6=5.8 mm, the gaps between them s_3=2.9 mm, s_4=3.1 mm, the tapping point locates at l_{c2}=1.3 mm from the resonator shortened end. Sizes of Π-shaped strip conductor were the next: its "height" l_p=7.3 mm, lateral size w_p=1.8 mm, internal gap s_w=0.6 mm. The gaps between Π-shaped strip conductor and resonators were s_p=0.2 мм The substrate sizes were 35.8 mm×10 mm and 1 mm thickness. The spacing between the outer resonators and the substrate edges s_h=2.0 mm.

The simulation was carried out in the next manner. First of all, the filters of both the channels were simulated with conductive connection of the ports. Then we substituted conductive connection for the connection by means of Π-shaped strip conductor at the right in the filter of low-frequency cannel and at the left in the filter of high-frequency channel. Then coupling between Π-shaped strip conductor and neighboring resonator was adjusted by varying the gaps s_p, frequencies of the resonators neighboring the Π-shaped strip conductor were tuned, and the final assembling the design was done. It should be noted, due to such manner of connecting the common port, frequency response of a channel is practically insensitive to the tuning of the neighboring channel. Therefore after assembling a minimal tuning was required.

In Fig. 2 frequency responses of the diplexer fabricated in the accordance with the simulation results are demonstrated. The results were obtained with a help of VNA Rohde&Schwarz ZVL13 after minimal trimming the device. The next performance data are achieved. The minimal loss in the passband is 1.8 dB and 1.5 dB in low-frequency and high-frequency channel respectively. The bandwidths of the channels are 46 MHz and 60 MHz respectively with the center frequencies 1243 MHz and 1604 MHz. Return loss in the channels does not exceed –15 dB. Cross coupling between the channel is less –55 dB. Flatness of the group delay in both channels is about 2 ns. The high-frequency stopband spans up to 3.1 GHz. These results are in good agreement with the simulated ones.

The device was implemented in a brass case with inner sizes 35.8 mm×10 mm×9mm.

III. Discussion

From a comparison with diplexers of previous designs [1-4] it is obvious, the described device has important advantage: it is more compact as compared with other microstrip designs due to the novel method of the common port connecting. Besides, this method allows matching the common port more easily comparing to other ones using T-junction or common resonator.

It should be noted, an adjustment for good matching the common port can be achieved not only by varying the gaps s_p, but also by changing in Π-shaped strip conductor's sizes, i.e. l_p and w_p, Fig.1.

IV. Conclusion

Thus a new design of diplexer whose channels are 3-pole filters based on microstrip quarter-wave resonators with common port matched by means of Π-shaped strip conductor is described. The design is distinguished by its simplicity and good agreement between the results of simulation carried out with a help of AWR Microwave Office and those been measured for the diplexer fabricated on the base of the simulation.

Работа поддержана Министерством образования и науки РФ, проект №14.607.21.0039

V. References

[1] Hsieh L.-H., Chang K. New microstrip diplexers using open-loop ring resonators with two transmission zeroes. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2005, vol. 44, pp. 396-398.

[2] Yang T., Chi P.-L., Itoh T. High isolation and compact diplexer using the hybrid resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, vol. 20, pp. 551-553.

[3] Zhou Y.-G., Deng H.-W., Zhao Y.-J. High isolation microstrip diplexer with enhanced stopband characteristics for GSM and WLAN application. *Microwave and Optical Technology letters*. 2013, vol. 55, pp. 2990-2993

[4] Chen C.-F., Huang T.-Y., Chou C.-P., Wu R.-B. Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, 1945-1952.

[5] Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. A microstrip diplexer based on dual-mode resonators. *Technical Physics Letters*, 2012, Vol. 38, pp. 743–746.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE NONLINEAR DIRECTIONAL COUPLER BASED ON COUPLED MAGNONIC CRYSTALS

Matveev O. V., Morozova M. A.
Saratov State University, 83 Astrakhanskaya Street, Saratov, 410012 Russian Federation
Ph.: (8452)51-69-47 e-mail: olvmatveev@gmail.com

Abstract — On basis of the developed mathematical model propagation of magnetostatic waves in structure of two coupled magnonic crystals is investigated. The scheme of directional coupler signals in microwave range using nonlinear effects of this structure was suggested. Input signals in this device are passed through different ports depending on their amplitude.

НЕЛИНЕЙНЫЙ НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ СВЯЗАННЫХ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ

Матвеев О. В., Морозова М. А.
Саратовский государственный университет, ул. Астраханская, д. 83, г. Саратов, 410083, Россия
тел.: (8452)51-69-47, e-mail: olvmatveev@gmail.com

Аннотация — На основе разработанной математической модели исследовано распространение магнитостатических волн в структуре двух связанных магнонных кристаллов. Предложена схема направленного ответвителя сигналов в СВЧ-диапазоне, использующего нелинейные эффекты данной структуры: сигналы распределяются по портам устройства в зависимости от их амплитуды.

I. Введение

Искусственные периодические структуры на основе ферромагнитных материалов - магнонные кристаллы (МК) – вызывают значительный интерес в настоящее время [1,2]. В спектре магнитостатических волн, распространяющихся в таких структурах, имеют место запрещенные зоны, возникающие за счёт взаимодействия прямых и встречных волн при выполнении условия Брэгга. К настоящему времени показана возможность нелинейного сдвига запрещённых зон, что приводит к эффекту “нелинейного переключения МК” при котором периодическая структура начинает пропускать сигнал большой мощности на частотах, лежащих внутри запрещённой зоны [3].

В случае двух связанных волноведущих ферромагнитных структур связь приводит к появлению быстрой и медленной волн, распространяющихся с различными групповыми и фазовыми скоростями, характеристиками которых можно управлять путем изменения величины связи. Один из нелинейных эффектов связанных структур проявляется в подавлении линейной перекачки между слоями структуры при большом уровне мощности [4].

В данной работе рассматривается структура двух связанных магнонных кристаллов, обладающая комбинацией указанных выше нелинейных эффектов, таким образом, в структуре возможно распределение сигналов по выходным портам в зависимости от их амплитуды.

II. Основная часть

В настоящей работе исследовалась структура двух одномерных МК, разделенных диэлектрическим слоем. МК, в свою очередь, представляет собой ферромагнитную пленку с намагниченностью насыщения M_0 =1750 Гс, характерной для пленок железо-иттриевого граната, на поверхности которой нанесены неоднородности в виде канавок. Связь между МК осуществляется через ВЧ электромагнитные поля. При увеличении связи волны в МК начинают влиять друг на друга за счёт взаимного проникновения полей.

Постоянное магнитное поле приложено перпендикулярно к поверхности структуры, таким образом, в структуре будет распространяться прямая объёмная МСВ (ПОМСВ).

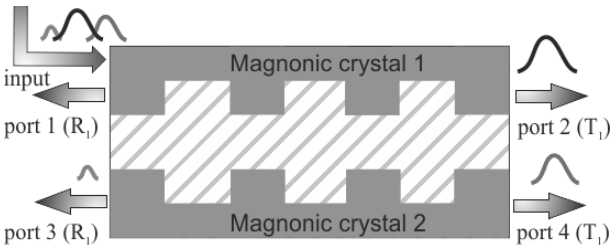


Рис. 1. Схема нелинейного ответвителя.

Fig. 1. Scheme of nonlinear directional coupler

Для построения математической модели использовался метод связанных мод [5], в результате была получена система нелинейных уравнений Шредингера:

$$\begin{cases} \mathrm{i}\left(\dfrac{\partial A_1}{\partial t}+\mathrm{V}\dfrac{\partial A_1}{\partial x}\right)+\eta_0 A_1+\chi_0 A_2+\kappa_0 B_1+ \\ +\gamma(|A_1|^2+2|B_1|^2)A_1=0, \\ \mathrm{i}\left(\dfrac{\partial B_1}{\partial t}-\mathrm{V}\dfrac{\partial B_1}{\partial x}\right)+\eta_{-1} B_1+\chi_{-1}\mathrm{B}_2+\kappa_{-1}A_1 \\ +\gamma(|A_1|^2+2|B_1|^2)B_1=0, \\ \mathrm{i}\left(\dfrac{\partial A_2}{\partial t}+\mathrm{V}\dfrac{\partial A_2}{\partial x}\right)+\eta_0 A_2+\chi_0 A_1+\kappa_0 B_2 \\ +\gamma(|A_2|^2+2|B_2|^2)A_2=0, \\ \mathrm{i}\left(\dfrac{\partial B_2}{\partial t}-\mathrm{V}\dfrac{\partial B_2}{\partial x}\right)+\eta_{-1} B_2+\chi_{-1}\mathrm{B}_1+\kappa_{-1}A_2 \\ +\gamma(|A_2|^2+2|B_2|^2)B_2=0, \end{cases} \quad (1)$$

где $A_{1,2}$, $B_{1,2}$ - амплитуды прямых и встречных волн в в МК 1 и МК 2, соответственно, V – групповая ско-

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

рость волн, коэффициенты χ_0,χ_{-1} - коэффициенты связи между прямыми волнами, κ_0, κ_{-1} – коэффициенты связи между прямой и встречной волной в МК, η_0, η_{-1} - отстройка от частоты брэгговского резонанса, γ – коэффициент нелинейности.

Для исследования особенностей волновых процессов при распространении огибающих прямой и встречной волн в каждой из частей связанной структуры было проведено численное решение системы (1). Начальные и граничные условия задавались в следующем виде:

$$A_1(0,t) = f(t), A_2(0,t) = 0, B_1(l,t) = 0,$$

$$A_{1,2}(x,0) = 0,\ B_{1,2}(x,0) = 0\ ,$$

где $f(t) = A_{01}\exp\left(-8(t-t_0)^4 / T_0^4\right)$. Такие начальные условия отвечают случаю, когда входной сигнал подается в МК 1 (см. рис. 1). Форма входного импульса $f(t)$ представляет собой супергауссов импульс со следующими параметрами: A_0 – амплитуда входного импульса, поступающего в ФП, t_0 – смещение максимума импульса относительно начала координат, T_0 – длительность импульса.

Длина структуры *l* выбиралась равной половине длины линейной перекачки между двумя связанными однородными плёнками. Длительность импульса выбиралась так, чтобы ширина его частотного спектра была меньше ширины запрещенной зоны (33). Введём коэффициенты пропускания $T_{1,2}$ и отражения $R_{1,2}$ связанной структуры:

$$T_{1,2} = \int_0^{T_{\max}} |A_{1,2}(l,t)|^2\,\mathrm{d}t \Big/ \int_0^{T_{\max}} |A_1(0,t) + A_2(0,t)|^2\,\mathrm{d}t\ ,$$

$$R_{1,2} = \int_0^{T_{\max}} |B_{1,2}(0,t)|^2\,\mathrm{d}t \Big/ \int_0^{T_{\max}} |A_1(0,t) + A_2(0,t)|^2\,\mathrm{d}t$$

где $T_{\max} = l/V$.

На рис. 2 приведены передаточные характеристики портов структуры на основе решения системы уравнений (1) при следующих параметрах: $\kappa_0 = \kappa_{-1} = 0.09$ нс$^{-1}$, $\chi_0 = \chi_{-1} = 0.03$ нс$^{-1}$, V=0.008 см/с, T_0 = 260 нс, t_0 = 200 нс, γ=-30. Отстройка от частоты Брэгга $\eta_0 = \eta_{-1}$ выбиралась равной 0, так чтобы частота сигнала попадала в центр запрещенной зоны структуры. На графике кривой T_1 отвечает передаточная характеристика порта 2 структуры (см. рис. 1), T_2 – порта 4, R_1 – порта 1, R_2 – порта 3. На графике имеются два пороговых значения амплитуды входного сигнала A_{tr1} и A_{tr2}, в которых происходят нелинейные переключения структуры. Область $A_{01}<A_{tr1}$ отвечает линейному режиму: происходит отражение сигнала и перекачка в соседний слой, таким образом, сигнал выходит из структуры через порт 3. В области $A_{tr1}<A_{01}<A_{tr2}$ происходит нелинейное переключение в магнонном кристалле: входной сигнал не попадает в запрещенную зону и происходит характерная линейная перекачка в соседний МК – сигнал выходит через порт 4. В области $A_{01}>A_{tr2}$ происходит подавление линейной перекачки – нелинейное переключение, характерное для многослойных структур, и сигнал выходит через порт 2.

Таким образом, линия передачи, содержащая связанные МК, может функционировать как нелинейный направленный ответвитель, принцип действия которого заключается в следующем: в зависимости от входной мощности импульс выйдет через один из четырёх портов связанной структуры (см. рис. 1). Причём, в отличие от нелинейного ответвителя на однородной плёнке, принцип действия которой основан на нелинейном фазовом набеге [6], в основу нелинейного ответвления на связанных МК положен другой принцип - нелинейное перераспределение сигнала между падающими и отраженными связанными волнами. Кроме того, принципиальная схема устройства на связанных МК является более простой и не требует дополнительных элементов: фазовращателей, аттенюаторов и делителей мощности, так как эти функции могут быть реализованы самой связанной структурой.

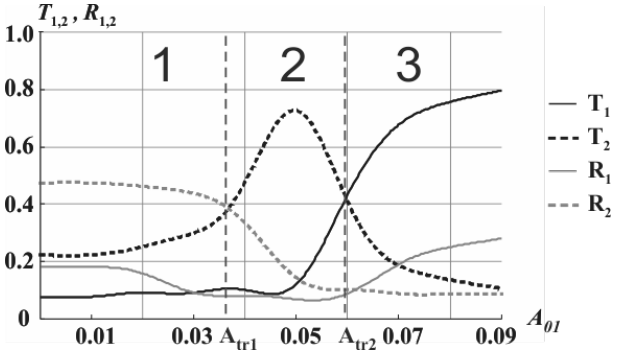


Рис. 2. Передаточные характеристики портов 1 (R1), 2 (T1), 3 (R2), 4 (T2) структуры.

Fig. 2. Transfer curves of ports 1 (R1), 2 (T1), 3 (R2), 4 (T2) of structure

III. Заключение

1. В работе на основе метода связанных мод получена математическая модель распространения магнитостатических волн в структуре двух связанных магнонных кристаллов в виде системы 4-х нелинейных уравнений Шредингера

2. Показана возможность создания на базе данной структуры нелинейного направленного ответвителя СВЧ-сигналов, в котором в зависимости от амплитуды входной сигнал передается на различные выходные порты структуры.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 13-07-12409-офи-м, грант № 15-07-05901 - а).

IV. References

[1] Kruglyak V.V., Demokritov S.O., Grundler D. Magnonics. *J. Phys.D*. 2010, vol. 43. P. 264001

[2] Krawczyk M., Grundler D. Review and prospects of magnonic crystals and devices with reprogrammable band structure. *J. Phys.: Condens. Matter*. 2014, vol. 26. P. 123202.

[3] Ustinov A.B., Drozdovskii A.V., Kalinikos B.A. Multifunctional nonlinear magnonic devices for microwave signal processing. *Appl. Phys. Lett.* 2010, vol. 96. P. 142513.

[4] Beginin E. N., Morozova M. A., Sharaevskiĭ Yu. P. Nonlinear effects of self-action of waves in 2D coupled ferromagnetic structures. Physics of the Solid State. 2010, vol. 52. P. 76.

[5] Sheshukova S.E., Morozova M.A., Beginin E.N. Sharaevskii Yu. P., Nikitov S. A. Formation of gap solitons in a finite magnonic crystal. Phys. Wave Phenom. 2013, vol. 21. No.4. P.304.

[6] Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Power-dependent switching of microwave signals in a ferrite-film nonlinear directional coupler. *Applied Physics Letters*. 2006, vol. 89. P.172511.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

A TRANSDIRECTIONAL COUPLED-LINE COUPLER WITH A VERTICAL INSERT

Sychev A. N., Sruchkov S. M., Rudyi N. Yu.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Lenin Ave. 40, Tomsk, 634050, Russian Federation
Ph.: (3822) 414468, e-mail: ans@main.tusur.ru

Abstract — A novel schema and design of transdirectional coupled-line coupler without interline shunt capacitors, but employing vertical insert with a high dielectric constant, are proposed. Simulation by numerical conformal transformation technique gives good agreement with experiment. The coupler prototype shows the following characteristics: the frequency band is (5…7) GHz (33%), the amplitude and phase balance between the output ports are (3,15 ± 0,55) dB and (90 ± 1) deg, respectively; isolation and return loss are 17 dB and 20 dB, respectively.

ТРАНСНАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ВСТАВКОЙ

Сычев А. Н., Стручков С. М., Рудый Н. Ю.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
тел.: (3822) 414468, e-mail:ans@main.tusur.ru

Аннотация — Предлагается новая схема и конструкция транснаправленного ответвителя на связанных линиях без шунтирующих межлинейных конденсаторов, но с использованием вертикальной вставки с высокой диэлектрической проницаемостью. Моделирование конструкции методом численных конформных преобразований даёт хорошее согласие с экспериментом. Прототип ответвителя показал следующие характеристики: полоса рабочих частот – (5…7) ГГц (33%), амплитудный и фазовый баланс между выходными плечами – (3,15 ± 0,55) дБ и (90 ± 1) град, соответственно; развязка и возвратные потери – 17 дБ и 20 дБ, соответственно.

I. Введение

Направленный ответвитель является ключевым компонентом различных СВЧ устройств таких как, аттенюатор, фазовращатель, балансный усилитель, смеситель, диаграммобразующее устройство антенной решётки и т.п. [1].

Существует три основных типа ответвителей: сонаправленный (1-й тип направленности), противонаправленный (2-й тип) и транснаправленный (ТРН или 3-й тип) [2]. При этом ТРН ответвитель (ТРНО) в литературе рассматривается редко, т.к. в случае двушлейфного моста он может быть легко получен простым поворотом на 90 градусов, а в случае связанных линий такая манипуляция не срабатывает. И лишь недавно ТРНО на связанных линиях вновь привлёк существенное внимание [2], [3] в силу уникальности его свойств.

II. Основная часть

Схема ТРНО на связанных линиях показана на рис.1.

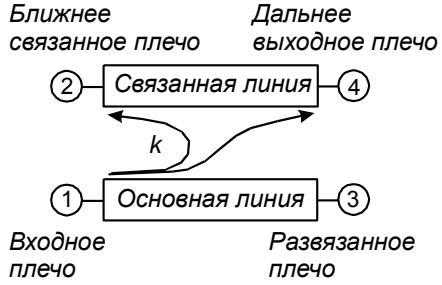


Рис. 1. Схема транснаправленного ответвителя на связанных линиях.

Fig. 1. Schematic of the transdirectional coupled line coupler

ТРНО представляет собой четырёхплечее устройство, у которого все плечи согласованы, и при возбуждении одного плеча, условно располагаемого на ближнем конце основной линии и называемого входным, вся энергия передаётся в два выходных плеча, называемых ближним связанным и дальним выходным плечами, находящимися на противоположных концах связанной линии, при этом в оставшееся плечо, находящееся на дальнем конце основной линии и называемое развязанным, не доходит никакой энергии (см. рис.1).

Отсюда ТРНО на связанных линиях имеет главное преимущество – полную гальваническую развязку входного плеча от двух выходных плеч.

Этот уникальный транснаправленный режим работы в связанных линиях достигается обеспечением определённых соотношений между импедансной и фазовой связью. Известные схемы ТРНО базируются на отрезке слабосвязанных высокоомных микрополосковых линий, периодически шунтированных тремя или более навесными межлинейными конденсаторами [2], иногда конденсаторы могут быть интегрированы в многослойные конструкции [3].

Основными недостатками известных решений ТРНО являются неконтролируемый разброс емкостей навесных конденсаторов, а также сложность конструкции и технологии изготовления.

Для преодоления указанных недостатков предлагается полностью оказаться от межлинейных конденсаторов и использовать новую конструкцию, которая обеспечивает требуемую сильную емкостную связь с помощью вертикальной вставки с высокой диэлектрической проницаемостью. Заметим, что связанные линии с вертикальной вставкой известны достаточной давно [4] – [7], однако их использование в транснаправленном режиме без неординарной модификации невозможно.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

В данном исследовании предлагается новая конструкция ТРНО, показанная на рис.2, обеспечивающая необходимые импедансные и фазовые параметры связанных линий.

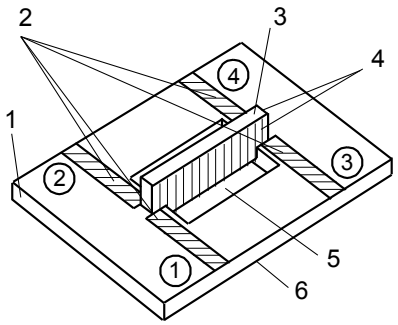


Рис. 2. Конструкция ТРНО на связанных линиях с вертикальной вставкой: 1 – *горизонтальная диэлектрическая подложка; 2 – подводящие линии; 3 – вставка, т.е. вертикально установленная плата* (ε_r); *4 – линии с лицевой связью на вертикальной плате; 5 – несквозное окно; 6 – заземлённое основание.*

Fig. 2. Design of the transdirectional coupler with vertical insert. 1 – horizontal dielectric substrate; 2 – feeders; 3 – vertically installed dielectric substrate (ε_r); *4 – broadside coupled line on the vertical substrate; 5 – blind aperture; 6 – ground plate*

Принцип функционирования ТРНО объясняется разностью скоростей нормальных волн – синфазной и противофазной. На рис.3 показано распределение электромагнитного поля в поперечном сечении полуструктур ответвителя в режимах: а) синфазного возбуждения, когда в плоскости симметрии устанавливается магнитная (непроницаемая) стенка, и поле концентрируется, прежде всего, в воздухе с малой диэлектрической проницаемостью; б) противофазного возбуждения, когда в плоскости симметрии устанавливается электрическая (проводящая) стенка, и поле концентрируется прежде всего в диэлектрике вертикальной платы с высокой диэлектрической проницаемостью, образующем сильно замедляющую среду.

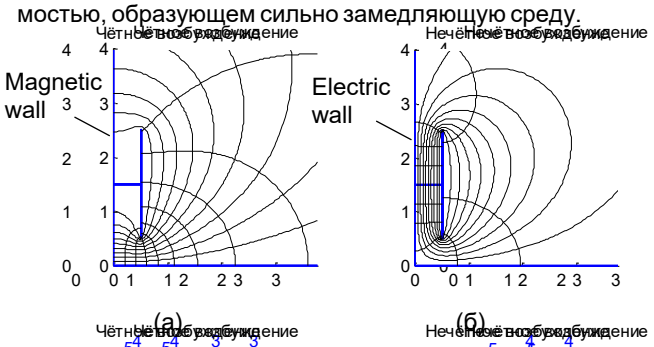


Рис. 3. Распределение электрического и магнитного полей в половине структуры для синфазной (а) и противофазной (б) волн.

Fig. 3. Distribution of the electric and magnetic field lines in the half structure for (a) even and (b) odd modes

Рис. 4 иллюстрирует мгновенное распределение напряжений синфазной и противофазной волн вдоль основной линии ТРНО в зависимости от электрической длины синфазной волны на центральной частоте полосы рабочих частот. График показывает, что когда синфазная волна, распространяющаяся прежде всего в воздухе и являющаяся «быстрой», обретает фазовый сдвиг θ_e = $\pi/2$ = 1,57рад. (90 град.), противофазная волна, распространяющаяся прежде всего в диэлектрике вертикальной платы и являющаяся троекратно замедленной, набирает фазовый сдвиг $\theta_o = 3\pi/2$ (270 град.). Отсюда следует, что разность фаз между напряжениями противофазной («медленной») и синфазной («быстрой») и волн на выходе основной линии на центральной частоте полосы достигает π (180 град.), и полное напряжение становится равным нулю. Следовательно, дальнее плечо основной линии можно определить как развязанное плечо (см. рис.1).

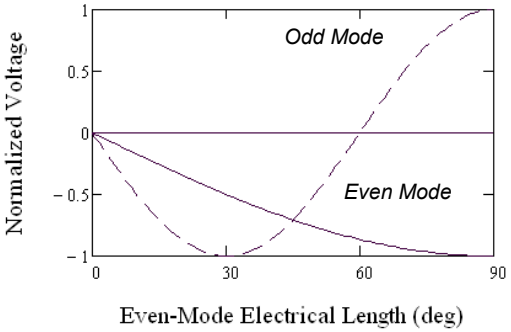


Рис. 4. Распределение нормированного напряжения синфазной и противофазной волн вдоль основной линии в зависимости от электрической длины синфазной волны.

Fig. 4. Normalized even- and odd-mode voltage distribution along the main line versus even mode electrical length

Также заметим, что для обеспечения согласования связанных линий с подводящими линиями необходимо обеспечить равенство характеристического импеданса связанных линий Z_0 и импеданса подводящих линий Z_L (как правило Z_L= 50 Ом). Далее, задав коэффициент связи $k = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$ (C_{12}=3 дБ), по известным формулам находим импедансы связанных линий в режимах противофазного Z_{0o} и синфазного Z_{0e} возбуждений, соответственно

$$Z_{0o} = Z_0\sqrt{[(1-k)/(1+k)]} = 20{,}7\text{Ом};$$

$$Z_{0e} = Z_0\sqrt{[(1+k)/(1-k)]} = 120{,}7\text{Ом}. \qquad (1)$$

Соблюдение соотношений (1) обеспечивает равенство амплитуд нормальных волн.

Кроме того, для функционирования ответвителя в транснаправленном режиме необходимо на центральной частоте полосы рабочих частот обеспечить между напряжениями противофазной и синфазной волн на дальнем плече основной линии фазовый сдвиг равный π (180 град.)

$$\theta_o = 3\pi/2; \qquad \theta_e = \pi/2; \qquad \theta_o - \theta_e = \pi, \qquad (2)$$

где θ_o, θ_e – электрические длины линий при противофазном и синфазном возбуждениях, соответственно. Далее, принимая во внимание известные пропорции между электрической длиной θ, скоростью электромагнитной волны в среде v и относительной диэлектрической проницаемостью ε_r : $\theta \sim 1/v \sim \sqrt{\varepsilon_r}$, формулируем следующие варианты условия транснаправленности связанных линий

$$\theta_o/\theta_e = v_e/v_o = 3; \qquad \theta_o^2/\theta_e^2 = \varepsilon_{ro}/\varepsilon_{re} = 9, \qquad (3)$$

где v_e, v_o – скорости синфазной и противофазной волн, соответственно; ε_{ro}, ε_{re} – эффективные диэлектрические проницаемости для линий при противо-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

фазном и синфазном возбуждениях, соответственно. Выполнение условия (3), заключающееся в девятикратном отношении диэлектрических проницаемостей, является необходимым для функционирования ответвителя в транснаправленном режиме.

С целью экспериментальной проверки работоспособности предлагаемого ответвителя был изготовлен макет (рис. 5) со следующими параметрами конструкции (см. рис. 2): относительная диэлектрическая проницаемость вертикальной платы (вставки) ε_r = 16; толщина вставки h = 1 мм; её ширина, совпадающая с шириной полосковых линий с лицевой связью w = 2 мм; зазор между вставкой и заземлённым основанием s = 0,5 мм; длина вставки ℓ = 13 мм. Габариты горизонтальной подложки – 12 х 24 х 1 мм^3, размеры несквозного окна в горизонтальной подложке (проникающего до заземлённого основания) – 7 х 11 мм^2, ширина подводящих линий – 1,75 мм. Материал вертикальной платы – ФЛАН-16 производства ЗАО «Завод «Молдавизолит»» (г. Тирасполь, Приднестровская Молдавская Республика), материал горизонтальной подложки – ФЛАН-5 того же производителя.

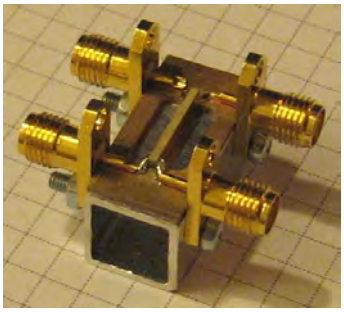


Рис. 5. Фотография изготовленного ТРНО с вертикальной вставкой.

Fig. 5. Photograph of the fabricated TRD coupler with vertical insert.

Моделирование описанной конструкции методом численных конформных преобразований [7] – [9] дало следующие проектные параметры: Z_0 = 48,5 Ом; C_{12} = 2,31 дБ; ε_{re} = 1,10; $\varepsilon_{ro}/\varepsilon_{re}$ = 8,29.

Экспериментально измеренные зависимости S-параметров ТРНО от частоты показаны на рис. 6.

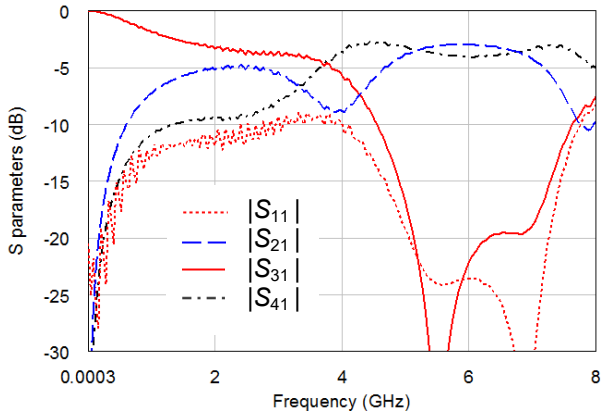


Рис. 6. Измеренные S-параметры изготовленного ТРНО с вертикальной вставкой.

Fig. 6. Measured S-parameters of the fabricated TRD coupler with vertical insert.

Из графиков видно, что центральная частота рабочей полосы равна 6,0 ГГц. При амплитудном балансе между выходными плечами 2 и 4 (3,15 ± 0,55) дБ полоса рабочих частот составляет 5,0…7,0 ГГц (33%). Важно заметить, что характеристики возвратных потерь $|S_{11}|$ и развязки $|S_{31}|$ весьма близки, и их уровни не превышают величины 20 дБ и 17 дБ, соответственно, в указанной полосе рабочих частот. При этом измеренная разность фаз между сигналами ближнего связанного 2 и дальнего выходного 4 плеч ответвителя (см. рис.1) составляет (90 ± 1) град в полосе рабочих частот, т.е. транснаправленный ответвитель является также и квадратурным.

Таким образом, эксперимент подтвердил, что предлагаемый транснаправленный ответвитель на связанных линиях с вертикальной вставкой реализуем, работоспособен и весьма эффективен.

III. Заключение

1. Предложена новая схема и конструкция транснаправленного ответвителя без межлинейных шунтирующих конденсаторов, но с вертикальной вставкой из материала с высокой диэлектрической проницаемостью (ε_r = 16).

2. Моделирование конструкции выполняется методом численных конформных преобразований [7].

3. Впервые изготовленный прототип ТРНО показал следующие характеристики: полоса рабочих частот – 5…7 ГГц (33%), амплитудный и фазовый баланс между выходными плечами – (3,15 ± 0,55) дБ и (90 ± 1) град, соответственно. Развязка и возвратные потери – 17 дБ и 20 дБ, соответственно.

Авторы выражают благодарность Лощилову А.Г. и Добушу И.М. за помощь в проведении измерений.

IV. References

[1] Kishchinsky A.A., Radchenko V.V., Radchenko A.V. Broadband quarature couplers for microwave power amplifiers. 2013 *23th Int. Crimean Conf.* "*Microwave & Telecommunication Technology*" (*CriMiCo*'2013). Sevastopol, 2013, pp. 6–10.

[2] Shie C.-I., Cheng J.-C., Chou S.-C., Chiang Y.C. Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors // *IEEE Trans. 2009, V. MTT-* 57, N 12, pp. 2981–2988.

[3] Turalchuk P., Munina I., Vendik I., Ni J., Hong J. DC isolated directional coupler. 2014, *44th Eur. Microw. Conf.,* Rome, Italy, 2014, pp. 93–95.

[4] *Goldman M.B., Simione R.C.* Patent 4150345 (US). Microstrip coupler having increased coupling area / Raytheon Co., Filed 02.12.77, Publ. 17.04.79.

[5] Schlee V.R., Efimenko A.V., Voronin M.J. Relief coupled microstrip lines // *Radiotechnics and Electronics*, 1983, vol. 28, N 6, pp.1064–1071. (in Russian).

[6] Konishi Y. K., Awai I., Fukuoka Yo., Nakajima M. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure // *IEEE Trans., 1988, vol. MTT*-36, N 6, pp. 1057–1063.

[7] Sychev A. N., Dolgushin M. E. Analysis of the broad-side coupled lines on the vertical substrate using the numerical conformal transformations. 2010 *20th Int. Crimean Conf.* "*Microwave & Telecommunication Technology*" (*CriMiCo*'2010). Sevastopol, 2010, pp. 636–638.

[8] Sychev A.N. *Combined method of partial-capacitances and conformal mapping for analysis of multimode stripline structures*, Tomsk: TUSUR, 138 p., 2007. (in Russian).

[9] Sychev A.N., Chekalin M.A., Shestakov V.A., StruchkovS.M. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations. 2013 *43th Eur. Microw. Conf.,* Nuremberg, Germany, 2013, pp.1107–1110.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MINIATURIZATION OF THE BRANCH-LINE COUPLERS USING MICROSTRIP FILTERS

Letavin D. A., Mitelman Yu. E. Chechetkin V. A.
Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira str., Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
Ph.: (912) 030-69-39, e-mail: letavin2010@mail.ru

Abstract — The article describes the miniaturization of microstrip 3 dB branch-line coupler. The simulation of the proposed design of the 2000 MHz coupler is conducted and its frequency characteristics are obtained. In addition, experimental modeling and the measured parameters of the layout confirm the performance of the device. The proposed method of miniaturization is able to reduce the geometrical dimensions of the bridge by 68.5% compared to standard layout.

МИНИАТЮРИЗАЦИЯ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Летавин Д. А., Мительман Ю. Е., Чечеткин В. А.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, 620002, Россия
тел.: (912) 030-69-39, e-mail: letavin2010@mail.ru

Аннотация — Статья посвящена миниатюризации микрополоскового двухшлейфного мостового устройства. Проведено моделирование предложенной конструкции моста с рабочей частотой 2000 МГц и получены его частотные характеристики. Также проведено макетирование, и измеренные параметры макета подтверждают работоспособность устройства. Предложенный способ миниатюризации позволил уменьшить геометрические размеры моста на 68,5% по сравнению со стандартной конструкцией.

I. Введение

Мост – устройство с четырьмя входами, предназначенное для деления мощности поровну между двумя его выходами, притом, что оставшийся выход является развязанным. Интерес к миниатюризации такого типа устройств обусловлен, в первую очередь, тенденцией к включению микроволновых устройств в состав интегральных схем, при сохранении их прежних характеристик. На сегодняшний день существует множество решений по миниатюризации мостов [1, 2, 3]. Например, в [1] используются встречно-штыревые конденсаторы вместо линии, в работах [2] показано существенное уменьшение размеров с использованием нагруженных шлейфов, а в [3] показана конструкция со свернутыми на основе использования фрактальной структуры линиями. Как правило, такие способы не позволяют сохранить характеристики устройства на уровне моста стандартных размеров. Разрабатываемый метод миниатюризации позволит сохранить характеристики устройства в достаточно широкой полосе частот, и при этом имеет относительно простую методику проектирования. Метод основан на замене отрезка линии передачи на фильтр нижних частот (ФНЧ), обладающий тем же фазовым сдвигом, что и заменяемый отрезок.

II. Основная часть

Используемые во всем мире микрополосковые мосты разнообразны по используемым в них конструктивным решениям. Одна из самых распространенных конструкций моста представляет собой два отрезка 50-омных линий передачи, связанных между собой 35-омными четвертьволновыми шлейфами.

Предлагаемый принцип создания компактного моста состоит в предположении, что замена четвертьволновой линии передачи на эквивалент в виде ФНЧ, обладающий фазовым сдвигом 90° на требуемой частоте, позволит уменьшить размеры конструкции. В разработанной конструкции материалом подложки был выбран стеклотекстолит, с диэлектрической проницаемостью ε = 4.4, тангенсом угла диэлектрических потерь tgδ = 0.02 и толщиной h = 1 мм.

Методика разработки устройства состоит из следующих этапов:

1) Выбор порядка ФНЧ с 50-Омными входами и его синтез в микрополосковом исполнении таким образом, что необходимый фазовый сдвиг в 90° имеется на рабочей частоте устройства. На рис. 1 приведено сравнение фазовых электрических длин четвертьволновой линии и соответствующего ей микрополоскового ФНЧ, а также их геометрических размеров.

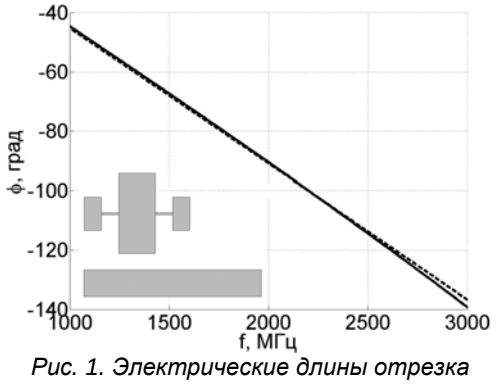


Рис. 1. Электрические длины отрезка микрополосковой линии (сплошная линия) и ФНЧ (пунктирная линия).

Fig. 1. Electrical lengths of microstrip line (continous) and the LPF (dashed)

2) Аналогичный расчёт фильтра для замены 35-омной линии передачи.
3) Объединение фильтров в одну схему. После установки фильтров для уменьшения размеров моста имеет смысл сделать их несимметричными, внеся широкие отрезки линий внутрь (рис. 2). Полученная конструкция состоит из четырех попарно одинаковых фильтров 5-го порядка.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

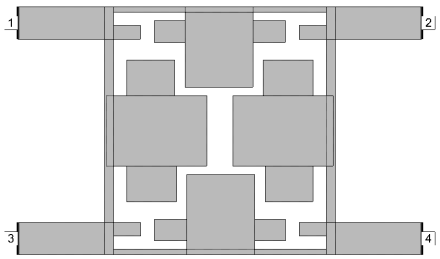


Рис. 2. Топология компактного моста.

Fig. 2. The topology of the compact 3 dB coupler

Дополнительную экономию площади устройства обеспечивает использование общих крайних емкостей ФНЧ соседними фильтрами. Процесс проектирования такого моста осложняется появлением паразитных емкостей в местах близкого расположения элементов разных ФНЧ. Это приводит к необходимости дополнительной оптимизации размеров этих элементов. Однако такая оптимизация, как правило, состоит лишь из нескольких итераций.

Результаты моделирования разработанного устройства и стандартного моста показаны на рис. 3. Очевидна схожесть характеристик в рабочей полосе частот (при развязке не менее 20 дБ).

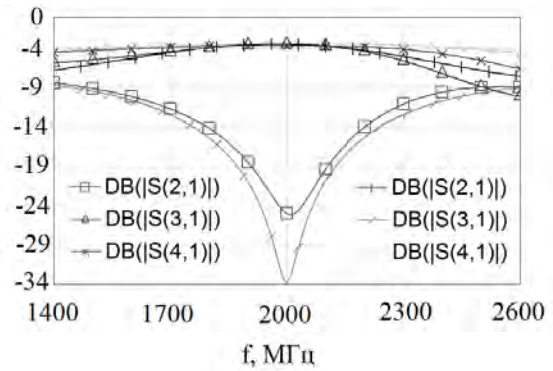


Рис. 3. Сравнение результатов моделирования компактного и стандартного мостов (слева - стандартный, справа – компактный).

Fig. 3. Simulation results of the compact and the standard 3 dB couplers (left – standard, right – compact)

Изготовлен опытный образец, имеющий размеры 13,5x14,5 мм (рис.4). На рис. 5 представлены его измеренные характеристики. Видно, что экспериментальные данные и результаты моделирования хорошо совпадают. Полученные характеристики сведены в нижеследующую таблицу.

	Стандартный Standard	Компактный Compact
Полоса развязки по уровню – 20 дБ, МГц Frequency band of decoupling – 20 dB, MHz	220	190
Площадь, мм*2 Size, mm^2	622	196

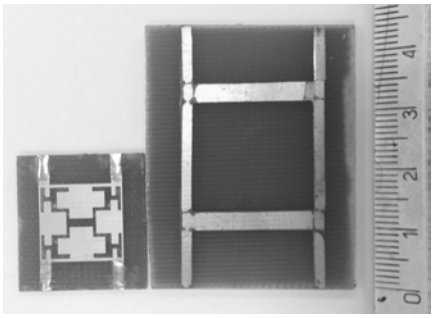


Рис. 4. Компактный и стандартный мосты.

Fig. 4. The compact and conventional 3 dB coupler

Отметим, что эффективность миниатюризации будет напрямую зависеть от выбранной подложки, т.к. микрополосковые конденсаторы в ФНЧ имеют площадь, пропорциональную их емкости и толщине подложки, и обратно пропорциональную диэлектрической проницаемости подложки.

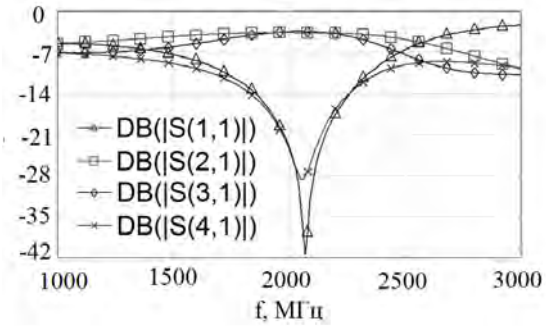


Рис. 5. Измеренные характеристики компактного моста.

Fig. 5. Measurement results of the compact coupler

III. Заключение

1. Применение ФНЧ вместо отрезков линии передачи позволяет осуществить эффективную миниатюризацию конструкций СВЧ устройств.

2. Полученная компактная топология микрополоскового моста, работающего на центральной частоте 2 ГГц, имеет уменьшенную на 68,5% по сравнению со стандартным мостом площадь.

3. При достаточно существенной миниатюризации удается сохранить характеристики устройства с незначительными изменениями. Так, полоса рабочих частот по уровню развязки –20 дБ сокращается всего примерно на 15%.

4. Эффективность предлагаемого метода миниатюризации будет тем выше, чем тоньше выбранная подложка, и чем выше ее диэлектрическая проницаемость.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

IV. References

[1] Kai-Yu Tsai, Hao-Shun Yang, Jau-Horng Chen, and Yi-Jan Emery Chen, “A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 21, no. 10, pp. 537-539, Oct. 2011.

[2] Kimberley W. Eccleston, and Sebastian H.M. Ong, “Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 10, pp. 2119-2125, Oct. 2003.

[3] J. Zhu, Y. Zhou*, and J. Liu, “Miniaturization Of Broadband 3-Db Branch-Line Coupler,” Progress In Electromagnetics Research Letters, vol. 24, pp. 169-176, 2011.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INCREASING THE ISOLATION BETWEEN CHANNELS OF THE S-RANGE DIPLEXER WITH RELATIVELY CLOSE FREQUENCIES

Mukukinov O. A.
"Radiocomp", LLC
8, Aviamotornaya Str., Moscow, 111024, Russian Federation
Ph.: (495) 9577900, e-mail: mukukinov@yandex.ru

Abstract — In this study, increasing the isolation between channels diplexer was performed by forming cross-coupling (zeros of the transfer function). For example, a diplexer with bandwidths 2710—2790 MHz and 2910—2990 MHz, using a common methodology for the design of air filters made on coaxial resonators using techniques of forming cross-couples, the isolation increase between channels at 15 dB was obtained.

УВЕЛИЧЕНИЕ РАЗВЯЗКИ МЕЖДУ КАНАЛАМИ ДИПЛЕКСЕРА S-ДИАПАЗОНА С ОТНОСИТЕЛЬНО БЛИЗКИМИ ЧАСТОТАМИ

Мукукинов О. А.
ООО "Радиокомп"
ул. Авиамоторная, 8, Москва, 111024, Россия
тел.: (495)9577900, e-mail: mukukinov@yandex.ru

Аннотация — В данной работе увеличение развязки между каналами диплексера было выполнено с помощью формирования кросс-связей (нулей передаточной функции). На примере диплексера с полосами пропускания 2710—2790 МГц и 2910—2990 МГц, используя общую методику проектирования фильтров, выполненных на воздушных коаксиальных резонаторах с применением техники формирования кросс-связей, было получено увеличение развязки между каналами на 15 дБ.

I. Введение

Для разделения широкополосного канала на два узкополосных необходимо использовать диплексеры [1]. В состав диплексера входят два фильтра, каждый из которых пропускает сигналы в полосе частот своего канала и обеспечивает непропускание (отражение) сигналов в полосе частот другого канала. Важнейшей характеристикой диплексера является развязка между соседними каналами. Увеличение уровня развязки между каналами может быть достигнуто двумя основными способами:

1. Увеличение порядка (количества резонаторов) фильтров, входящих в состав диплексера.

2. Формирование кросс-связей (нулей передаточной функции).

Очевидно, что оба способа приведут к увеличению крутизны амплитудно-частотной характеристики фильтров, входящих в состав диплексера, однако при реализации диплексеров на воздушных коаксиальных резонаторах увеличение порядка фильтров приведет к увеличению габаритно-массовых характеристик, а также увеличению прямых потерь. Второй способ наиболее выгоден с точки зрения габаритно-массовых характеристик, тем более в условиях с относительно близким расположением полос пропускания диплексера, где требуется резкий переход от полосы пропускания до полосы заграждения при малых отстройках частоты.

II. Основная часть

В данной работе проектирование диплексера проходило в несколько этапов:

1. Проектирование полосно-пропускающих фильтров с заданными частотными характеристиками по каждому каналу.

2. Оценка уровня развязки между каналами диплексера.

На рисунке 1 представлена амплитудно-частотная характеристика диплексера и КСВН по каждому из портов.

Технические характеристики диплексера:
Канал 1
Номинальная частота полосы пропускания 2.750 ГГц
Ширина полосы пропускания 80 МГц
Вносимые потери не более 2 дБ
Обратные потери не менее 10 дБ
Канал 2
Номинальная частота полосы пропускания 2.850 ГГц
Ширина полосы пропускания 80 МГц
Вносимые потери не более 2 дБ
Обратные потери не менее 10 дБ

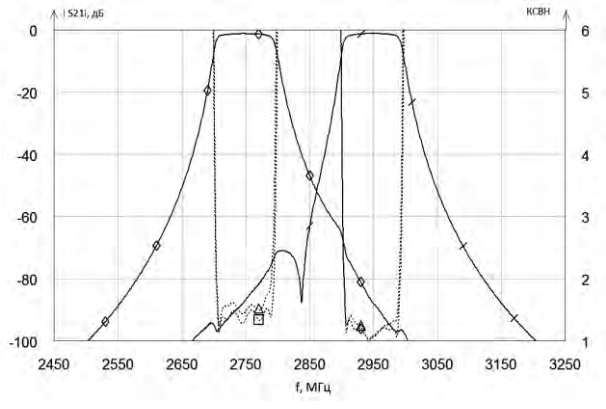


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика и КСВН диплексера.

Fig. 1. Frequency response and VSWR diplexer

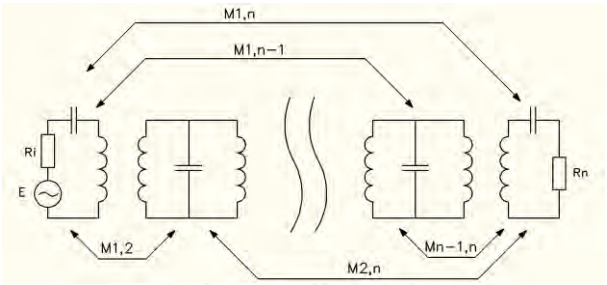
Из рисунка 1 видно, что уровень развязки между каналами составляет 50 дБ.

3. Выбор количества и расположение нулей передачи каждого из фильтров для увеличения уровня развязки между каналами диплексера.

4. Вычисление матрицы связи для каждого фильтра, используя методику, описанную в работах [1], [2].

На рисунке 2 представлена общая эквивалентная модель фильтра с кросс-связями и соответствующая ей матрица связей.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



$$M = \begin{bmatrix} M_{1,1} & M_{1,2} & M_{1,n} \\ M_{2,1} & M_{2,2} & M_{2,n} \\ M_{n,1} & M_{n,2} & M_{n,n} \end{bmatrix}$$

Рис. 2. Общая эквивалентная модель фильтра с кросс-связями и соответствующая ей матрица связей.

Fig. 2. The general equivalent filter model with cross-couples and the corresponding coupling matrix

На рисунке 3 представлено сравнение амплитудно-частотной характеристики диплексера с учетом кросс-связей и без них.

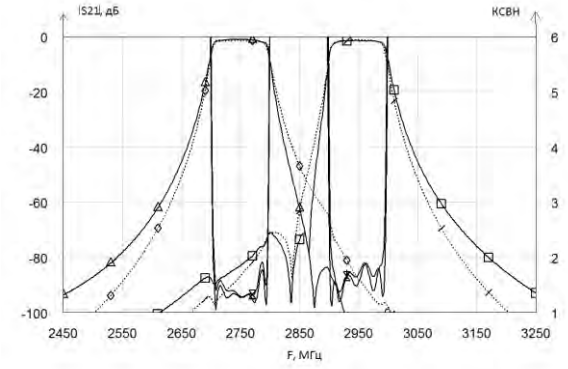


Рис. 3. Сравнение амплитудно-частотной характеристики диплексера с кросс-связями и без кросс-связей.
- - - - - без кросс-связей, ——— с кросс-связями

Fig. 3. Comparison of a frequency response diplexer with cross-couples and without cross-couples.
- - - - without cross-couples, ——— with cross-couples

Из рисунка 3 видно, что формирование кросс-связей позволило повысить уровень развязки между каналами на 15 дБ.

5. Электромагнитный расчет и оптимизация геометрических параметров диплексера. На рисунке 4 представлена объемная модель диплексера.

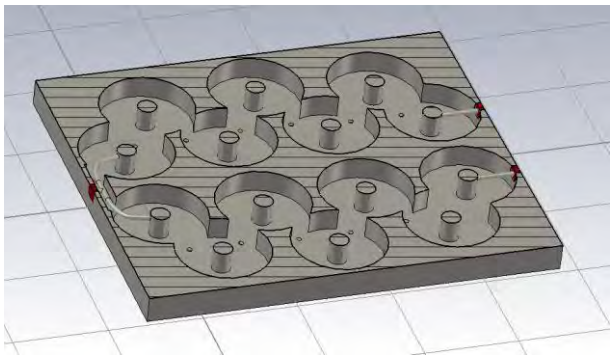


Рис. 4. Объемная модель диплексера.

Fig. 4. The volume model diplexer

III. Заключение

Таким образом, в данной работе на примере диплексера S-диапазона удалось достигнуть увеличения уровня развязки между каналами на 15 дБ путем применения кросс-связей в канальных фильтрах.

Использована методика вычисления матрицы связей для обеспечения требуемых частотных характеристик канальных фильтров.

Произведено электромагнитное моделирование рассчитываемой структуры. Полученные частотные характеристики согласуются с расчетными данными.

IV. References

[1] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures. New York: McGraw-Hill, 1964.

[2] Richard J. Cameron. General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebychev Filtering Functions. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.47, pp. 433 – 442, Apr.1999.

[3] Smain Amari. Synthesis of Cross-Coupled Resonator Filters Using an Analytical Gradient-Based Optimization Technique. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.48, pp. 1559-1564, Apr.2000.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE TUNABLE MICROWAVE FILTER BASED ON A FERRITE WAVEGUIDE WITH MODULATED WIDTH

Beginin E. N., Sadovnikov A. V., Sheshukova S. E., Sharaevsky Yu. P.
Saratov State University
83 Astrakhanskaya str., Saratov, 410012, Russian Federation
Ph.: (8452) 516947, e-mail: egbegin@gmail.com

Abstract — We investigate the transmission characteristics of ferrite waveguide with periodical width modulation. We show that the waveguide can operate as double band-stop filter which can be tuned by the value of external magnetic field. Forbidden gaps in the transmission characteristics are formed due to the Bragg reflection and intermodal coupling of propagated waves.

УПРАВЛЯЕМЫЙ СВЧ-ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ ГОФРИРОВАННОГО ФЕРРИТОВОГО ВОЛНОВОДА

Бегинин Е. Н., Садовников А. В., Шешукова С. Е., Шараевский Ю. П.
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
тел.: (8452) 516947, e-mail: egbegin@gmail.com

Аннотация — В работе исследованы частотные характеристики тонкопленочного ферритового волновода с периодической модуляцией ширины. Показано, что волновод обладает селективными свойствами двухчастотного режекторного фильтра управляемого величиной внешнего магнитного поля. Зоны непропускания на различных частотах формируются брэгговским отражением от периодических краев волновода и эффективной межмодовой связью распространяющихся волн.

I. Введение

В последнее время активно исследуются свойства волн, распространяющихся в периодических магнитных структурах. Периодические структуры, называемые магнонными кристаллами (МК) [1], характеризуются наличием запрещенных зон на частотах, где выполняется условие Брэгга $k_B=\pi/L$ (где L – период структуры). МК, созданные на основе тонких пленок железо-иттриевого граната (ЖИГ), могут быть использованы в качестве управляемых фильтров в СВЧ-диапазоне длин волн.

II. Основная часть

В данной работе исследуется СВЧ-фильтр на основе нерегулярного ЖИГ волновода (рис.1). Он представляет собой соединение двух волноводов: волновода с линейным изменением ширины и волновода с периодической модуляцией ширины. В области первого волновода располагается микрополосковая антенна поверхностных магнитостатических волн шириной 30 мкм. Второй волновод представляет собой одномерный МК [2]. Для изготовления фильтра методом лазерного скрайбирования использовалась монокристаллическая пленка ЖИГ толщиной d=10 мкм, намагниченностью насыщения M_0=108 Гс, выращенная на галлий-гадолиниевом основании толщиной 500 мкм. Волновод с МК помещался во внешнее однородное магнитное поле H_0, ориентированное в плоскости волновода вдоль оси микрополосковых антенн. В нерегулярном волноводе с МК возбуждались поверхностные магнитостатические волны (ПМСВ).

Измерение элементов матрицы рассеяния МК (S-параметры) в СВЧ-диапазоне радиоволн проводилось векторным анализатором цепей (VNA). На рис.2 представлены результаты измерения S-параметров МК при входной мощности СВЧ-сигнала Pin=-30 дБ при величине поля H_0=444 Э. Дисперсионная характеристика (рис.2а) находилась по измеренной величине фазового набега φ(f) ПМСВ между микрополосковыми антеннами. На рис.2б представлены результаты измерения частотного коэффициента передачи S_{21}(f).

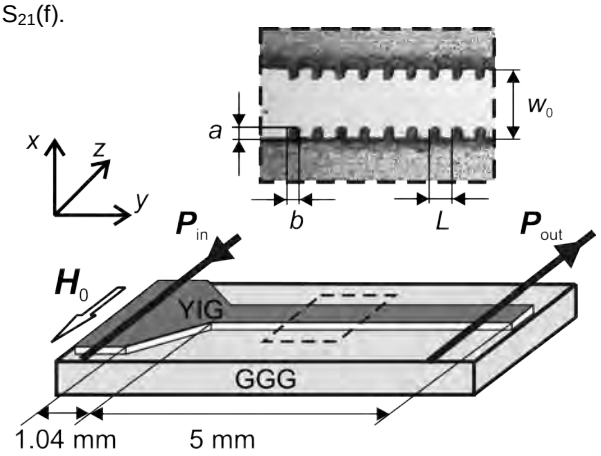


Рис. 1. Нерегулярный волновод с периодически изменяющейся шириной, на вставке - фотография фрагмента структуры с размерами a=60 мкм, b=60 мкм, L=122 мкм, w_0=353 мкм.

Fig. 1. Irregular waveguide with periodical width modulation. On the inset – photography of the part of the structure with dimensions a=60 μm, b=60 μm, L=122 μm, w_0=353 μm

На зависимости S_{21}(f) можно выделить три характерные частотные области с различными уровнями ослабления МСВ. Область I с большим уровнем ослабления -50 дБ находится вблизи начала спектра МСВ с волновыми числами k~100 см$^{-1}$. Область III с центральной частотой f_3=2.608 ГГц, уровнем ослабления -60 дБ соответствуют МСВ с волновыми числам k~240 см$^{-1}$. Области I и III разделены областью II, где МСВ распространяются со сравнительно малым ослаблением (S_{21}~-30 дБ). Из измеренного частотного коэффициента передачи следует, что изучаемая структура в СВЧ-диапазоне представляет собой двухполосный режекторный фильтр. Ампли-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

тудно-частотные характеристики режекторного фильтра (уровень ослабления и частотная ширина) слабо менялись при перестройке фильтра изменением величины поля H_0 в пределах 400 Э-1000 Э.

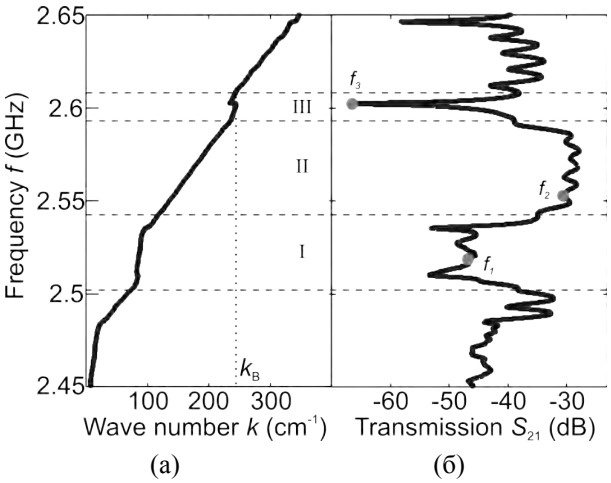


Рис. 2. Дисперсионная характеристика МСВ (а), частотный коэффициент передачи S_{21} (б). Точками отмечены характерные частоты f_1=2.519, f_2=2.55, f_3=2.608 ГГц.

Fig. 2. a) Dispersion characteristics of magnetostatic surface spin wave; b) Frequency dependence of transmission coefficient S_{21}. Frequencies f_1=2.519 GHz, f_2=2.55 GHz, f_3=2.608 GHz are denoted with solid circles

Рассмотрим механизмы формирования частотных полос режекторного фильтра. Методом конечных элементов (МКЭ) был проведен расчет дисперсионных характеристик и пространственного распределения амплитуд собственных волн ферритового волновода с периодической модуляцией ширины. Результаты расчета показали, что распространение ПМСВ в волноводе имеет многомодовый характер с различными распределениями амплитуд по поперечному сечению волновода вида $\approx\sin(n\pi z/w_0)$, n=1,2,3,.. На дисперсионных характеристиках волн с различными индексами n формировались запрещенные зоны при выполнении условий $k_{Bn}\approx\pi/L$. Частоты ω_{Bn} соответствующие центрам запрещенных зон, определялись ходом ветвей дисперсионных характеристик мод и при этом выполнялись условия $\omega_{B1} > \omega_{B2} > \omega_{B3}$.

Из сравнения результатов расчета с экспериментальными данными следует, что область III (частота f_3) на характеристике S_{21} соответствует фундаментальной моде ПМСВ с n=1 и волновыми числами близкими к величине волнового числа k_B первой брэгговской запрещенной зоны $k\sim k_B=\pi/L=257$ см$^{-1}$.

В частотной области I (частота f_1) лежат частоты запрещенных зон остальных мод ПМСВ ω_{B2}, ω_{B3}.. Оценки величин частотного коэффициента отражения для исследуемого волновода, проведенные по дисперсионным характеристикам МСВ для ограниченных по ширине волновода [3] и результаты анализа характеристик собственных волн, показывают, что модуляцию ширины волновода нельзя считать малой. Область непропускания вблизи частоты f_1 формируется за счет эффективной межмодовой связи волн с различными индексами n вблизи частот ω_{B2}, ω_{B3}. и их рассеивания на периодических границах волновода. Данные механизмы приводят к быстрому пространственному затуханию ПМСВ и формированию широкой запрещенной зоны.

В области частот II, где эффективность межмодовой связи низкая, реализуется квази-одномодовый режим распространения ПМСВ с n=1 и малым затуханием. Проведенные исследования показали, что характеристиками режекторного фильтра, положением и шириной полосы непропускания можно эффективно управлять глубиной и периодом модуляции ширины волновода.

III. Заключение

Были исследованы частотные коэффициенты передачи ферритового волновода с модуляцией ширины. Показано, что коэффициент передачи волновода соответствует режекторному фильтру с двумя зонами непропускания СВЧ-сигнала. Низкочастотная зона формируется за счет межмодового взаимодействия ПМСВ, высокочастотная зона соответствует брэгговской запрещенной зоне 1D-МК. Зоны непропускания перестраиваются величиной приложенного магнитного поля.

Данный тип волновода может быть использован для изготовления частотно-селективных устройств СВЧ-диапазона радиоволн.

Работа выполнена при частичной поддержке РНФ (№ 14-19-00760), РФФИ(№ 14-02-00577) и стипендии президента РФ (СП-313.2015.5, СП-1551.2013.5).

IV. References

[1] *S. A. Nikitov, P. Tailhades, and C. S. Tsai Spin waves in periodic magnetic structures—magnonic crystals.* J. Magn. Magn. Mater., *2001, Vol. 236, No. 3, pp. 320–330.*

[2] *A.V.Chumak, P.Pirro, A.A. Serga, M.P. Kostylev, R. L. Stamps, H. Schultheiss, K. Vogt, S. J. Hermsdoerfer, B. Laegel, P. a. Beck, and B. Hillebrands Spin-wave propagation in a microstructured magnonic crystal.* Appl. Phys. Lett., *2009, Vol. 95, No. 26, p. 262508.*

[3] *A. V. Chumak, A. A. Serga, S. Wolff, B. Hillebrands, and M. P. Kostylev Design and optimization of one-dimensional ferrite-film based magnonic crystals.* J. Appl. Phys., *2009, Vol. 105, No. 8, p. 083906.*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

FUNCTIONAL PROCESSING OF MICROWAVE SIGNALS BASED ON THE PERIODIC MAGNETIC MATERIALS

Matveev O. V., Morozova M. A.
Saratov State University
83 Astrakhanskaya Street, Saratov, 410012 Russian Federation
Ph.: (8452)51-69-47 e-mail: olvmatveev@gmail.com

Abstract — A mathematical model for the study of the propagation of magnetostatic waves in the coupled structure of magnonic crystal and ferromagnetic film . The possibility of divide of the microwave signals through the various ports in the structure depending on the frequency of the input signal. This feature allows to implement functions of the multiplexor / demultiplexor based on this structure in the microwave range.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СВЧ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Матвеев О. В., Морозова М. А.
Саратовский государственный университет
ул. Астраханская, д. 83, г. Саратов, 410083, Россия
тел.: (8452)51-69-47, e-mail: olvmatveev@gmail.com

Аннотация — Построена математическая модель для исследования распространения магнитостатических волн в связанной структуре магнонный кристалл — ферромагнитная пленка. Показана возможность распределения СВЧ-сигналов по различным портам структуры в зависимости от частоты входного сигнала. Указанная особенность позволяет реализовать функции мультиплексора/демультиплексора на базе данной структуры в СВЧ-диапазоне.

I. Введение

В настоящее время большой интерес вызывают кристаллы, подобные фотонным, на основе ферромагнитных плёнок – магнонные кристаллы (МК), в которых распространяются магнитостатические волны (МСВ) [1,2]. Принципиальной особенностью периодических структур является наличие брэгговских резонансов, возникающих за счёт взаимодействия прямых и встречных волн, и приводящих к возникновению запрещенных зон. Наличие запрещенных зон в спектре спиновых волн открывают широкие возможности по использованию МК в СВЧ фильтрах, линиях задержки, резонаторах и т. д. [1].

Использование связанных структур существенно расширяет функциональные возможности любых радиотехнических систем, т.к. появляется дополнительный управляющий параметр – связь, и широко используются как в микроволновой технике [3], так и в оптических системах [4].

В данной работе рассматривается возможность частотной селекции входного сигнала в слоистой структуре магнонный кристалл – ферромагнитная пленка (рис. 1). В зависимости от частоты входной сигнал будет направляться в один из двух выходных портов структуры.

II. Основная часть

Исследуемая структура представляет собой связанные одномерный МК и однородную ферромагнитную пленку (ФП), разделенные диэлектрическим слоем. МК, в свою очередь, представляет собой ферромагнитную пленку с намагниченностью насыщения M_0 =1750 Гс, характерной для пленок железо-иттриевого граната, на поверхности которой нанесены неоднородности в виде канавок. Связь между МК и ФП осуществляется через ВЧ электромагнитные поля. При увеличении связи волны в МК и ФП начинают влиять друг на друга за счёт взаимного проникновения полей.

Постоянное магнитное поле приложено перпендикулярно к поверхности структуры, таким образом, в структуре будет распространяться прямая объёмная МСВ (ПОМСВ).

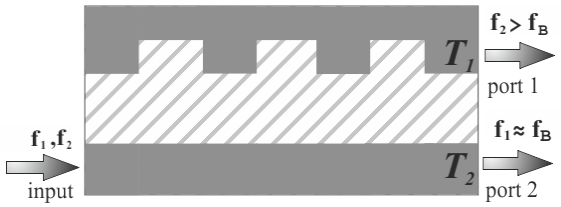


Рис. 1. Схема демультиплексора.

Fig. 1. Scheme of demultiplexor

Для построения математической модели использовался метод связанных мод [5], в результате была получена система уравнений связанных мод:

$$\begin{cases} i\left(\frac{\partial A_1}{\partial t} + V\frac{\partial A_1}{\partial x}\right) + \eta_0 A_1 + \chi_0 A_2 = 0, \\ i\left(\frac{\partial B_1}{\partial t} - V\frac{\partial B_1}{\partial x}\right) + \eta_{-1} B_1 + \chi_{-1} B_2 = 0, \\ i\left(\frac{\partial A_2}{\partial t} + V\frac{\partial A_2}{\partial x}\right) + \eta_0 A_2 + \chi_0 A_1 + \kappa_0 B_2 = 0, \\ i\left(\frac{\partial B_2}{\partial t} - V\frac{\partial B_2}{\partial x}\right) + \eta_{-1} B_2 + \chi_{-1} B_1 + \kappa_{-1} A_2 = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где A_1, B_1 - амплитуды прямых и встречных волн в ФП, соответственно, A_2, B_2 - амплитуды прямых и встречных волн в МК, V – групповая скорость волн, коэффициенты χ_0,χ_{-1} - коэффициенты связи между прямыми волнами, κ_0, κ_{-1} – коэффициенты связи между прямой и встречной волной в МК, η_0, η_{-1} - отстройка от частоты брэгговского резонанса.

Для исследования особенностей волновых процессов при распространении огибающих прямой и встречной волн в каждой из частей связанной струк-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

туры было проведено численное решение системы (1). Начальные и граничные условия задавались в следующем виде: $A_1(0,t) = f(t), A_2(0,t) = 0, B_1(l,t) = 0,$ $A_{1,2}(x,0) = 0,\ B_{1,2}(x,0) = 0$, где $f(t) = A_0 \exp\left(-8(t-t_0)^4 / T_0^4\right)$. Такие начальные условия отвечают случаю, когда входной сигнал подается в ФП (см. рис. 1). Форма входного импульса $f(t)$ представляет собой супергауссов импульс со следующими параметрами: A_0 – амплитуда входного импульса, поступающего в ФП, t_0 – смещение максимума импульса относительно начала координат, T_0 – длительность импульса.

Длина структуры *l* выбиралась равной половине длины линейной перекачки между двумя связанными однородными плёнками [6]. Длительность импульса выбиралась так, чтобы ширина его частотного спектра была меньше ширины запрещенной зоны (ЗЗ). Введём коэффициенты пропускания (T_1 – для МК, T_2 – для ФП) связанной структуры: $T_{1,2} = \int_0^{T_{\max}} |A_{1,2}(l,t)|^2 \, dt \Big/ \int_0^{T_{\max}} |A_1(0,t) + A_2(0,t)|^2 \, dt$, где $T_{\max} = l/V$.

На рис. 2 приведена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), полученная из расчета коэффициентов передачи структуры на основе решения системы уравнений (1) при следующих параметрах : $\kappa_0 = \kappa_{-1} = 0.09$ нс$^{-1}$, $\chi_0 = \chi_{-1} = 0.03$ нс$^{-1}$, $\eta_0 = \eta_{-1} = 0$, V=0.008 см/с, T_0 = 260 нс, t_0 = 200 нс. АЧХ демонстрирует характерную запрещенную зону, однако в данной структуре сигнал с частотой в запрещенной зоне будет направлен в первый выходной порт структуры (порт 1, см. рис. 1), а сигнал с частотой вне запрещенный зоны – во второй порт (порт 2). Данное явление объясняется следующим образом: так как длина структуры равна половине длины линейной перекачки, то в случае подачи сигнала с частотой вне запрещенной зоны в ФП, данная структура будет аналогична структуре двух связанных однородных ФП, и сигнал будет полностью передавать во вторую ФП. В случае же, когда частота сигнала приближается к запрещенной зоне МК, происходит увеличение длины линейной перекачки, которая обратно пропорциональна разности волновых чисел нормальных мод системы, а в запрещенной зоне эта разность обращается в ноль. Поэтому сигнал с частотой, лежащей в запрещенной зоне МК не будет перекачиваться, но будет выходить через второй выходной порт структуры. Данная особенность открывает возможность для создания устройств частотного мультиплексирования/демультиплексирования сигналов, т.е. объединения сигналов разной частоты с разных линий и передачи их в одной волноведущей линии или наоборот разделения сигнала по двум направлениям в зависимости от их частоты. Данные устройства являются одними из базовых элементов телекоммуникаций, и в частности широко используются в компьютерных сетях и волоконной оптике.

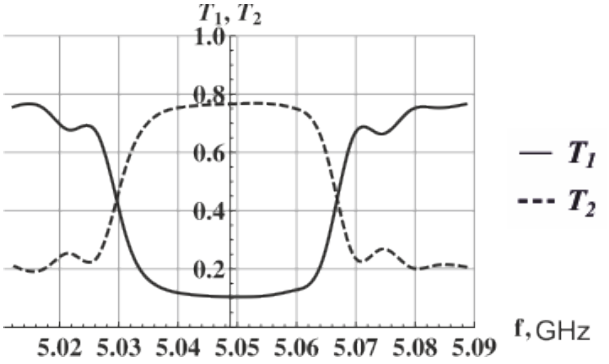


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика структуры.

Fig. 2. Frequency response of structure

III. Заключение

1. В работе на основе метода связанных мод построена математическая модель распространения магнитостатических волн в структуре связанных магнонного кристалла и ферромагнитной пленки

2. Показана возможность создания на базе данной структуры устройства мультиплексирования/ демультиплексирования СВЧ-сигналов, которое способно объединять входные сигналы разных частот, либо наоборот, направлять сигналы разных частот на разные порты структуры.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 13-07-12409-офи-м, грант № 15-07-05901 - а).

IV. References

[1] Kruglyak V.V., Demokritov S.O., Grundler D. Magnonics. *J. Phys.D*. 2010, vol. 43. P. 264001

[2] Krawczyk M., Grundler D. Review and prospects of magnonic crystals and devices with reprogrammable band structure. *J. Phys.: Condens. Matter*. 2014, vol. 26. P. 123202.

[3] Vashkovskij A. V., Stal'mahov V. S., Sharaevskij Ju. P. Magnitostaticheskie volny v jelektronike SVCh. Saratov : Izd-vo Sarat. un-ta, 1993. 316 p.

[4] Kashyap R. Fiber Bragg Gratings. San-Diego: Acad. Press., 1999. 458 p.

[5] Sheshukova S.E., Morozova M.A., Beginin E.N. et. al Formation of gap solitons in a finite magnonic crystal. *Phys. Wave Phenom.* 2013, vol. 21. No.4. P.304.

[6] Shutyĭ A.M., Sementsov D.I. Coupled magnetostatic waves and beats of the envelope in a two-layer garnet ferrite structure. *Zhurnal Tekhnicheskoĭ Fiziki*, 2006, vol. 76. No. 10, P. 110.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

WAVEGUIDE DIRECTIONAL COUPLER WITH A T-SHAPED COUPLING ELEMENT

Suchkov A. V.
Lianozovo Electromechanical Plant Research and Production Corporation
110 Dmitrovskoye shosse, Moscow, 127411, Russian Federation
Ph.: (495) 7777598, e-mail: avsu@bk.ru

Abstract — The article presents the results of electrodynamic modeling and experimental characteristics of the waveguide directional coupler with the T-shaped coupling element. Considers the issues of high-tech manufacturing unit, which allows to significantly simplify the design, to minimize the impact of manufacturing tolerances on electrical parameters, to improve weight and size and operational figure and reduce cost in the production. Shown the possibility of practical realization of some microwave devices based on T-shaped coupling element of waveguides.

ВОЛНОВОДНЫЙ НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ С Т-ОБРАЗНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ СВЯЗИ

Сучков А. В.
Научно-производственное объединение Лианозовский электромеханический завод
Россия, 127411, г. Москва, Дмитровское шоссе, 110
тел.: (495) 7777598, e-mail: avsu@bk.ru

Аннотация — В работе приведены результаты электродинамического моделирования и экспериментальные характеристики волноводного направленного ответвителя с Т-образным окном связи. Рассмотрены вопросы высокотехнологичного изготовления устройства, позволяющие существенно упростить конструкцию, минимизировать влияние допусков изготовления на электрические параметры, улучшить массогабаритные и эксплуатационные показатели и снизить стоимость при производстве. Показана возможность практической реализации некоторых СВЧ-устройств на базе Т-образного элемента связи волноводов.

I. Введение

В настоящее время направленные ответвители (НО) находят широкое применение в ряде задач, связанных с приемлемой конструктивной реализацией и минимизацией искажений амплитудно-фазового распределения (АФР) в волноводных диаграммообразующих схемах (ДОС) моноимпульсных антенных решеток с частотным сканированием [1].

Одноэлементные НО, как правило, узкополосны, многоэлементные имеют большие габариты, а комбинированные, например, волноводно-полосковые НО [2] имеют достаточно трудоемкое конструктивно-технологическое исполнение и максимально достижимый коэффициент связи порядка 6 дБ. Поэтому их использование в составе волноводных ДОС в условиях требований, предъявляемых к современным моноимпульсным антеннам, весьма затруднительно.

В связи с необходимостью реализации коэффициентов связи НО в диапазоне от 36 дБ до 3 дБ (с целью снижения потерь мощности в ДОС и формирования требуемого спадающего АФР) было предложено использовать волноводный НО с Т-образным «риблетовским» окном связи [3], [4].

Конструкция такого НО представляет собой два параллельных прямоугольных волновода, связанных с помощью двух щелей, одна из которых расположена параллельно, другая – перпендикулярно продольной оси волноводов. Щели прорезаны в общей широкой стенке волноводов (рис. 1).

II. Основная часть

Практика изготовления НО показывает, что использование стандартного волноводного проката, имеющего большой разброс сечения канала, и пайка (либо сварка) деталей, приводящая к деформациям окна связи первичного и вспомогательного волноводов, отрицательно влияют на электрические параметры и не соответствуют возможностям современных технологий. Современная технология с использованием станков с числовым программным управлением (ЧПУ) позволяет изготовить НО в виде сборки двух зеркально-симметричных фрезерованных соответствующим образом алюминиевых пластин, образующих при сборке корпус устройства (рис. 1).

Механическая стыковка пластин производится вдоль плоскости, являющейся плоскостью симметрии внутренних волноводных каналов перпендикулярной их широкой стенке.

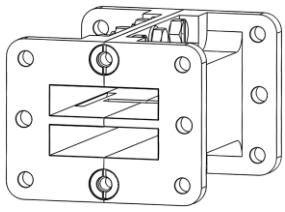


Рис. 1. Конструкция волноводного НО.

Fig. 1. Design of the waveguide directional coupler

Внутри корпуса расположена топология первичной и вспомогательной волноводных линий (с одинаковым сечением a×b), связанных между собой с помощью продольной и поперечной щелей, прорезанных в общей широкой стенке толщиной t. Поперечная щель имеет ширину w1 и смещение оси симметрии относительно центра широкой стенки (o1), продольная – ширину w2 и отступ оси симметрии от узкой стенки волноводных каналов (o2). Фрезеровка волноводной топологии и поперечной щели производится с помощью торцевой фрезы диаметром w1. Продольная щель прорезается фрезой грибкового типа диаметром d и толщиной w2. Заход грибковой фрезы осуществляется с каждой из сторон общей стенки волноводных линий на глубину h (см. рис. 2).

Конструкция НО, рассчитанная в соответствии с известными формулами, представленными, напри-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

мер, в [3], [4] на практике не обеспечивает приемлемого совпадения экспериментально измеряемого коэффициента связи с расчетным, требуемых уровней согласования и направленности, а также широкополосности устройства, что обусловлено проблематичностью учета в формулах всех необходимых параметров (толщина общей стенки, взаимная ориентация щелей, остаточные радиусы от грибковой фрезы на продольной щели) определяемых спецификой конструктивной реализации.

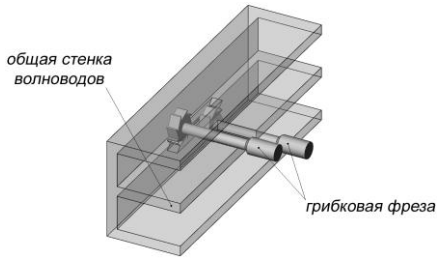


Рис. 2. Фрезеровка продольной щели НО.

Fig. 2. Milling of lengthway slot of directional coupler

Результаты электродинамического моделирования в программном пакете HFSS показали что оптимальная конфигурация НО с точки зрения реализации требуемого диапазона переходных ослаблений, направленности, уровня согласования и широкополосности достигается при определенных соотношениях длин и ширин щелей к поперечному сечению основного и вспомогательного волноводов, а также взаимном расположении щелей на общей стенке.

По результатам электродинамического расчета характеристик НО в S- и X-диапазонах частот были изготовлены 4 экспериментальных образца с переходными ослаблениями 3 дБ, 10 дБ, 20 дБ и 30 дБ.

На рис. 3 приведены расчетные и экспериментальные (обозначены точками) зависимости амплитуд и фаз проходящей (S12) и ответвленной (S13) волн от длин поперечной (L1) и продольной (L2) щелей НО на нижней, средней и верхней частотах S-диапазона в рабочей полосе порядка 6%. L1 и L2 являются переменными параметрами конфигурации НО.

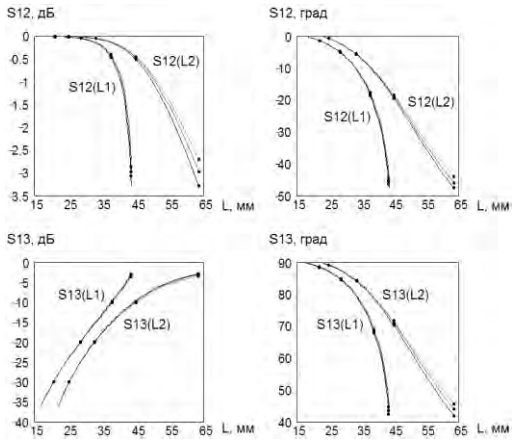


Рис. 3. Характеристики волноводного НО.

Fig. 3. Characteristics of the waveguide DC

Значения остальных параметров постоянны: a=62,4 мм, b=17 мм, w1=10 мм, w2=5 мм, o1=0 мм,o2=3,5 мм, t=5 мм, d=16 мм, h=3,5 мм. Расчетные и экспериментальные результаты показали что требуемый коэффициент связи НО в основном определяется значениями L1 и L2 при их определенном (см. рис. 3) соотношении, при этом, КСВН основной и вспомогательной линий устройства, а также направленность в рабочей полосе частот практически не изменяются и в среднем составляют 1,05…1,1 и 25…30 дБ, соответственно.

Аналогичные теоретические и экспериментальные исследования были проведены для НО X-диапазона частот в рабочей полосе около 5%. При найденных параметрах оптимальной конфигурации НО (a=22 мм, b=6 мм, w1=w2=3 мм, o1=o2=2,5 мм, t=2 мм, d=5 мм, h=1,1 мм, L1=6,5…14 мм, L2=13,3…29 мм) его основные электрические характеристики практически аналогичны характеристикам НО S-диапазона.

Также на базе разработанного НО X-диапазона были реализованы технологичные в изготовлении и относительно компактные СВЧ-устройства, применяемые в составе антенно-фидерных трактов: аттенюатор с коаксиальными выходами, НО с коаксиальным выходом вспомогательной линии и делитель мощности пополам с коаксиальными выходами. Коаксиальные выходы устройств выполнены на базе разъема N-типа, сопрягаемого с волноводом. Поглощающие нагрузки всех блоков выполнены на базе встроенного в волноводную топологию разрезного экспоненциального клина.

III. Заключение

Анализируя результаты проведенного исследования, можно сделать следующие выводы:

– конструкция волноводного НО с Т-образным окном связи физически реализуема в диапазоне длин волн от 30 до 3 см;

– основным условием получения оптимальной конфигурации НО является согласование Т-образного окна связи с первичной и вспомогательной волноводными линиями устройства;

– динамический диапазон изменения коэффициента связи составляет не менее 40 дБ (при максимальном коэффициенте связи не менее минус 3 дБ);

– широкополосность НО, определяемая отклонением коэффициента связи от среднего значения в пределах ±0,5 дБ (при значениях направленности не хуже 25 дБ и КСВН не более 1,1), превышает 10%;

– зависимость амплитуд и фаз прошедшей и ответвленной волн от длин щелей L1 и L2 нелинейна;

– электрическая прочность НО ограничивается размерами поперечной и продольной щелей;

– влияние допусков изготовления на электрические параметры незначительно (модуль разности экспериментально измеренного коэффициента связи с расчетным составляет не более 0,2 дБ);

– конструкция НО, разработанная для использования в волноводной моноимпульсной ДОС, также применима и для использования в СВЧ-устройствах сложения (деления) мощности и устройствах контроля параметров СВЧ-сигналов в волноводно-фидерных трактах.

IV. References

[1] Spravochnik po radiolokacii. Pod red. M. Skolnika. N'ju-Jork, 1970. Per. s angl. pod obshhej red. K.N. Trofimova. Tom 2. Radiolokacionnye antennye ustrojstva. Pod red. P.I. Dudnika [Radar Handbook. Volume 2. Radar antennas]. Moskva, Sovetskoe radio, 1977, 408 p.

[2] А.И. Немоляев, И.М. Кущев. «Волноводно-полосковый направленный ответвитель и его применение на СВЧ. Доклады XVII научно-технической конференции ВНИИРТ. М., ОАО «ВНИИРТ», 2007, 333.с.

[3] V.A. Sosunov, A.A. Shibaev. Napravlennye otvetviteli sverhvysokih chastot [Microwave directional couplers]. Saratov, Privolzhskoe knizhnoe izdatel'stvo, 1964. 136 p.

[4] A.L. Fel'dshtejn, L.R. Javich, V.P. Smirnov. Spravochnik po jelementam volnovodnoj tehniki [Elements of waveguide equipment handbook]. Moskva, Sovetskoe radio, 1967, 652 p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE TUNABLE COUPLER BASED ON LATERALLY COUPLED MULTIFERROICS

Sadovnikov A. V., Grachev A. A., Odincov S. A., Sheshukova S. E., Beginin E. N., Sharaevsky Yu. P.
Saratov State University
83 Astrakhanskaya str., Saratov, 410012, Russian Federation
Ph.: (8452) 516947, e-mail: sadovnikovav@gmail.com

Abstract — Here we report on the fabrication of tunable coupler based on laterally coupled multiferroics. We consider layered structures “magnetic film – ferroelectric film” confined in lateral dimension. We show the possibility of dispersion characteristics control by the variation of the properties of ferroelectric layer. The tuning of coupling length with variation of external applied electric field was demonstrated.

УПРАВЛЯЕМЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ЛАТЕРАЛЬНО СВЯЗАННЫХ МУЛЬТИФЕРРОИДНЫХ СТРУКТУР

Садовников А. В., Грачев А. А., Одинцов С. А., Шешукова С. Е., Бегинин Е. Н., Шараевский Ю. П.
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
тел.: (8452) 516947, e-mail: sadovnikovav@gmail.com

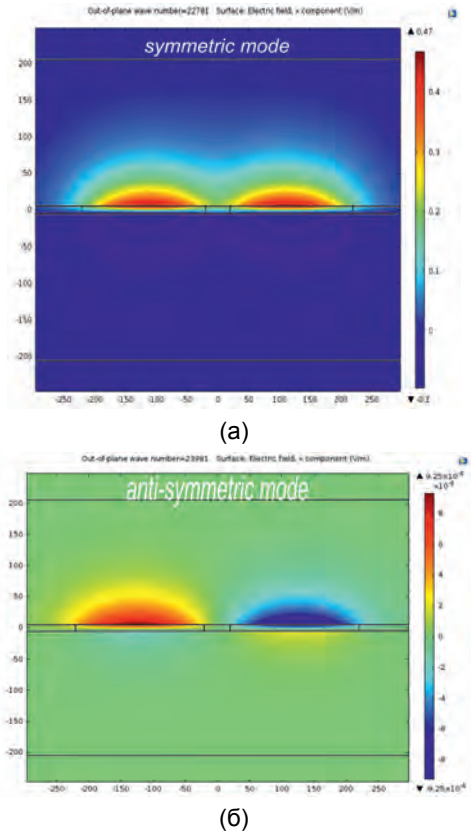
Аннотация — В данной работе показана возможность создания управляемого ответвителя электромагнитных спиновых волн в латерально связанных мультиферроидных структурах конечной ширины, образованных из тонкопленочных магнитных волноводов с сегнетоэлектрической нагрузкой. Показана возможность управления спектром собственных мод и дисперсионными характеристиками симметричных и антисимметричных мод с помощью вариации параметров сегнетоэлектрического слоя. Показана возможность управления длиной перекачки электромагнитных спиновых волн при изменении напряженности постоянного электрического поля.

I. Введение

В последнее время большой интерес представляет исследование волноведущих слоистых структур типа феррит-сегнетоэлектрик (ФС), демонстрирующих электронную перестройку [1,2] вследствие наличия одновременно магнитоэлектрического и электродинамического эффектов. На основе связанных ФС-структур возможно создание перестраиваемых электрическим полем СВЧ фазовращателей и ответвителей [1]. Экспериментально показано, что связь между электрической и магнитной подсистемами дает возможность изменять диэлектрические свойства с помощью магнитного поля для слоистых ФС структур [2], однако связанные ФС структуры в настоящий момент исследованы недостаточно подробно.

II. Основная часть

В данной работе рассмотрено распространение электромагнитных спиновых волн (ЭМСВ) в латерально связанных мультиферроидных структурах конечной ширины [3], образованных из тонкопленочных магнитных волноводов с сегнетоэлектрической нагрузкой. Рассмотрены магнитные волноводы толщиной 10 мкм и шириной 200 мкм, зазор между волноводами составляет 40 мкм. Располагающийся на волноводах сегнетоэлектрический (СЭ) слой имеет толщину 200 мкм и ширину 840 мкм. Рассматривается распространение поверхностной волны в пленке в направлении оси z. Внешнее магнитное поле H_0 направлено вдоль положительного направления оси x и составляет 1200 Э. Численное моделирование проводилось методом конечных элементов (МКЭ), реализованным в пакете программ COMSOL. Расчетная область для численного моделирования и распределение первых собственных мод для данной структуры показана на рис.1.



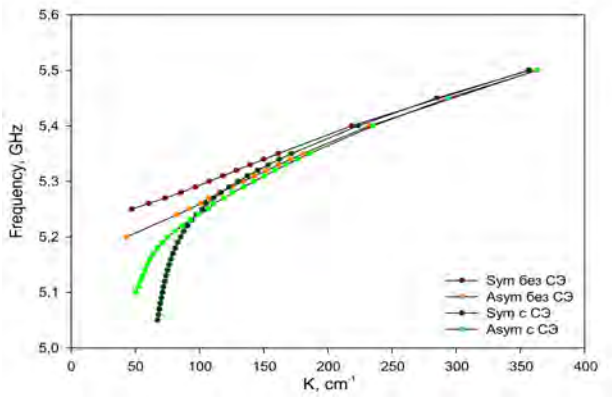
(а)

(б)

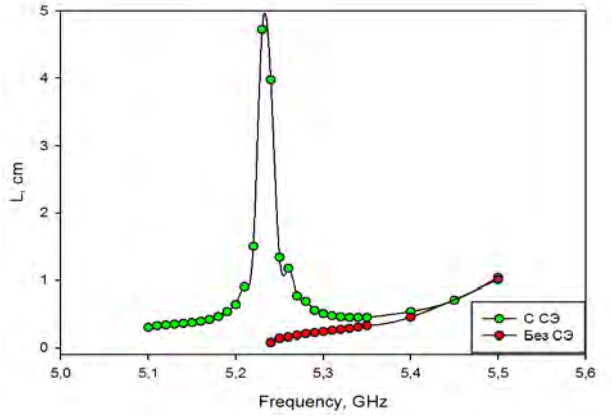
Рис. 1. Расчетная область и пространственное распределение компоненты поля Ex для собственных симметричных и антисимметричных мод связанной структуры.

Fig. 1. Computational cell and spatial distribution of Ex component of symmetrical and anti-symmetrical modes of laterally coupled multiferroics

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



(а)



(б)

Рис. 2. а) Рассчитанные дисперсионные характеристики первых симметричных собственных мод для структуры с сегнетоэлектрическим слоем и для структуры без сегнетоэлектрика; б) Частотная зависимость периода перекачки мощности между связанными волноводами в случае наличия сегнетоэлектрика и без него.

Fig. 2. a) Dispersion characteristics of first symmetric and antisymmetric modes for layered ferrit-ferroelectric structures and for finite-width ferrite film; b) Frequency dependence of doubled coupling length in the structure with ferroelectric and free ferromagnetic film

С помощью МКЭ проводился расчет спектра собственных мод. На рис.2а показаны дисперсионные характеристики для первых поперечных симметричных и антисимметричных мод в случае наличия сегнетоэлектрического слоя и без него. Видно, что влияние сегнетотоэлектрической нагрузки (величина диэлектрической проницаемости составляет 4000) приводит к увеличению значений продольного волнового числа, также наблюдается пересечение дисперсионных характеристик симметричной и антисимметричной моды на частоте 5.22 ГГц.

Как известно, период перекачки мощности между волноводами для каждой из поперечных мод определяется соотношением: $L_b=2\pi/|k_s-k_{as}|$, где k_s – волновое число симметричной моды, k_{as} – волновое число антисимметричной моды.

На рис. 2б приведена частотная зависимость периода перекачки энергии для первой собственной моды. В случае отсутствия СЭ слоя видно возрастание периода биений с ростом частоты, но при внесении СЭ нагрузки, при частоте ниже ФМР имеется область сильного возрастания L, связанная с пересечением дисперсионных характеристик. С увеличением частоты реализуется предельный случай, соответствующий отсутствию СЭ нагрузки.

Методом Мандельштам-Бриллюэновской спектроскопии исследована динамика спиновых волн, распространяющихся в структуре без сегнетоэлектрической нагрузки и в латерально связанных мультиферроидных структурах с учетом многомодового распространения волн. Экспериментально получены значения частот, на которых происходит ответвление мощности ЭМСВ из одного волноведущего канала в другой. Построены картины пространственного распределения квадрата намагниченности в связанной структуре и выявлены режимы работы ответвителя для случаев полной перекачки мощности из одной структуры в другую.

Проведен численный расчет распространения спиновой волны в связанной мультиферроидной структуре с помощью решения уравнения Ландау-Лифшица-Гильберта методом конечных разностей во временной области.

III. Заключение

Таким образом, было проведено численное моделирование динамики распространения волн в системе двух латерально связанных ЖИГ-волноводов с сегнетоэлектрической нагрузкой. Построены дисперсионные характеристики, исследовано распределение полей собственных мод ЭМСВ, обнаружены изменения картины зависимости периода биений от частоты в случае наличия сегнетоэлектрика. Проведен расчет спектра собственных мод латерально связанной структуры и проведена оценка эффективности гибридизации для первых поперечных симметричных и антисимметричных мод. В численном эксперименте показана возможность управления длиной перекачки ЭМСВ при изменении напряженности постоянного электрического поля. Показана возможность двойного управления периодом перекачки в рассматриваемой структуре.

Рассмотрены два случая расположения сегнетоэлектрического слоя – между и над латерально связанными магнитными волноводами. Методом конечных элементов проведен расчет электродинамических характеристик ЭМСВ в системе двух латерально связанных ЖИГ-волноводов с сегнетоэлектрической нагрузкой с учетом многомодового характера распространения излучения.

Работа выполнена при частичной поддержке РНФ (№ 14-19-00760), РФФИ(№ 13-07-12409) и стипендии президента РФ (СП-313.2015.5, СП-1551.2013.5).

IV. References

[1] Ce-Wen Nan, M. I. Bichurin, Shuxiang Dong, D. Viehland, G. Srinivasan Multiferroic magnetoelectric composites: Historical perspective, status, and future directions. *Journal of Applied Physics, 2008,* No 103. P. 031101.

[2] A.A. Semenov, S.F. Karmanenko, V.E. Demidov, B.A. Kalinikos, G. Srinivasana, A.N. Slavin, J.V. Mantese Ferrite-ferroelectric layered structures for electrically and magnetically tunable microwave resonators. *Applied Physics Letters*, 2006, No. 88, P. 033503.

[3] Beginin E.N., Sadovnikov A.V., Sharaevsky Yu.P., Nikitov S.A. Multimode Surface Magnetostatic Wave Propagation in Irregular Planar YIG Waveguide. *Solid State Phenomena, 2014,* Vol. 215 pp 389-393.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

POWER LOCALIZATION EFFECTS IN A LAYERED FERRITE-FERROELECTRIC STRUCTURE OF FINITE WIDTH

Bublikov K. V., Sadovnikov A. V., Beginin E. N., Sharaevsky Yu. P.
Federal State-Funded Educational Institution of Higher Professional Education "Saratov State University"
Astrakhanskaya Street, 83, Saratov, 410012, Russia
Ph.: (8452) 516947, e-mail: olorin91@mail.ru

Abstract — In this work we study the propagation of transverse modes of hybrid waves in layered ferrite-ferroelectric structure. Electrodynamic analysis and study by Brillouin spectroscopy shows that near the region of interaction the spectrum of eigenmodes of the layered structure transforms. This leads to the localization of the electromagnetic field in the center of the waveguide.

ЭФФЕКТЫ ЛОКАЛИЗАЦИИ МОЩНОСТИ В СЛОИСТОЙ СТРУКТУРЕ ФЕРРИТ — СЕГНЕТОЭЛЕКТРИК КОНЕЧНОЙ ШИРИНЫ

Бубликов К. В., Садовников А. В., Бегинин Е. Н., Шараевский Ю. П.
Саратовский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, г. Саратов, 410012, Россия
тел.: (8452) 516947, e-mail: olorin91@mail.ru

Аннотация — В работе проводится исследование процессов распространения поперечных мод гибридных волн в слоистой феррит-сегнетоэлектрической структуре. Электродинамический анализ и изучение методом мандельштам-бриллюэновской спектроскопии показывают, что вблизи области взаимодействия волн парциальных систем межмодовое расстояние по волновым числам уменьшается, что приводит к локализации электромагнитного поля в центре волновода и данная структура может быть использована, например, в качестве ответвителя мощности.

I. Введение

В настоящее время активно исследуются планарные волноведущие структуры типа феррит - сегнетоэлектрик ввиду перспектив разработки на их основе устройств СВЧ - диапазона с двойным внешним управлением (перестройка вариацией статического электрического и магнитного полей) таких как ответвители мощности, фильтры, фазовращатели [1]. В слоистых структурах такого типа наюлюдается взаимодействие электромагнитных волн, приводящее к расталкиванию дисперсионных характеристик и называемое явлением гибридизации. Данный эффект хорошо изучен [2], однако, при изготовлении устройств малых размеров и сложной геометрии необходимо рассматривать влияние поперечных мод ввиду возрастающего влияния на режимы работы проектируемых приборов. В данной работе изучен волновой процесс в слоистой структуре феррит - сегнетоэлектрик методом мандельштам-бриллюэновской спектроскопии [3]. Также проведено решение электродинамической задачи методом конечных элементов для поиска собственных мод такой структуры [4].

II. Основная часть

При изучении поперечных мод при помощи МКЭ для слоистой структуры, рассмотренной авторами ранее на примере первой моды [4], обнаружилось, что вдали от области взаимодействия волн парциальных систем (ферритового и сегнетоэлектрического волноводов) поперечные моды волн в слоистой структуре асимптотически переходят в моды парциальных систем с сохранением номеров. Возрастание номера поперечных мод поверхностной квази- ТЕ волны ферритового слоя при фиксированной частоте происходит с ростом волнового числа, а для поперечных мод диэлектрического волновода наоборот. Поэтому дисперсионные кривые мод гибридных волн имеют точки пересечения друг с другом. Это хорошо видно из рис. 1, на котором отложен модуль расстояния по волновым числам между первой и третьей поперечными модами гибридных волн и волн ферритового слоя в зависимости от частоты. Данные моды выбраны как наиболее эффективно возбуждающиеся экспериментально при помощи микрополосков [5]. Материальные параметры эксперимента и моделирования: диэлектрическая проницаемости СЭ слоя устанавливалось равным $\varepsilon_F = 2670$, что соответствует материалу титанат бария-стронция. Диэлектрическая проницаемость пленки ЖИГ полагалась равной $\varepsilon_Y = 12.7$, тензор магнитной проницаемости $\hat{\mu}$ и зависимость компонент тензора от частоты *f* определялись соотношениями [4]:

$$\ddot{\mu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \mu(f) & i\mu_a(f) \\ 0 & -i\mu_a(f) 0 & \mu(f) \end{bmatrix},$$

$$\mu(f) = \frac{f_H(f_H + f_M) - f^2}{f_H^2 - f^2},\ \mu_a(f) = \frac{f_M f}{f_H^2 - f^2},$$

где $f_M = \gamma 4\pi M_0 = 4.9$ GHz, $f_H = \gamma H_0 = 3.64$ GHz, $\gamma = 2.8$ MHz/Oe – гиромагнитное отношение в ЖИГ, $H_0 = 1300$ Oe – напряженность внешнего постоянного магнитного поля, $M_0 = 1750/4\pi$ G – намагниченность насыщения пленки ЖИГ. Ширина волновода составляла 2 мм, толщина слоя ЖИГ – 10 мкм, толщина сегнетоэлектрика 300 мкм, расстояние между микрополосками 9 мм.

Очевидно, что волновой процесс в ферритовом и слоистом волноводах будет протекать по разному. Исследование модового состава ферритовой пленки и структуры феррит-сегнетоэлектрик показывают при помощи Бриллюэновской спектроскопии, что вблизи области взаимодействия парциальных систем [4] расстояние по волновым числам между первой и третьей модами слоистой структуры оказывается

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

значительно меньше такового для ферритового волновода. Это отображено соответствует результатам, представленным на рис. 1, что показывает хорошее соответствие экспериментальных данных и расчета собственных мод при помощи МКЭ.

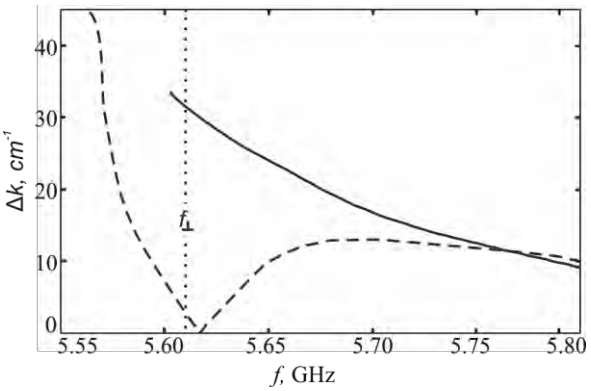


Рис. 1. График частотной зависимости расстояния по волновым числам между первой и третьей поперечной модами ферритового волновода (сплошная линия) и слоистой структуры (штриховая линия). f⊥ - частота ферромагнитного резонанса.

Fig. 1. Frequency dependence of the distance by wave numbers between the first and third pope river-ferrite waveguide modes (solid line) and the layered structure (dashed line). f⊥ - ferromagnetic resonance frequency

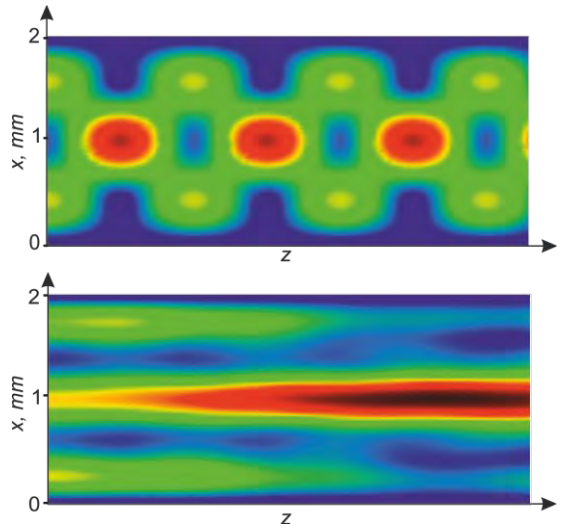


Рис. 2. Распределение намагниченности вдоль ширины (ось x) и длины (ось z) волновода без сегнетоэлектрической нагрузки (сверху) и при наличии нагрузки (снизу). Максимум обозначен красным, минимум – синим цветами.

Fig. 2. Distribution of magnetization along the width (axis x) and length (axis z) of the waveguide without the ferroelectric load (top) and under load (below). Lots marked in red, at least - blue flowers

На рис. 2 показано моделирование волнового процесс первой и третьей поперечных мод вдоль длины волновода для случаев наличия и отсутствия сегнетоэлектрической нагрузки. Видно, что уменьшение расстояния по волновым числам между первой и третьей модами приводит к локализации поля в центральной части волновода. Это вызвано управлением набегами фазы поперечных мод в процессе взаимодействия волн парциальных систем при гибридизации. Таким образом, помимо очевидного применения слоистого волновода в качестве фазовращателя, возможно использование такой структуры в качестве ответвителя мощности и устройств логики.

Также следует отметить, что расчет дисперсионных характеристик гибридных поперечных мод показывает, что при работе при малых волновых числах учет многогодового характера волнового процесса является необходимым для расчета характеристик фазовращателей. Необходимость работы на данных волновых числах обусловлена большей эффективностью взаимодействия парциальных систем, что обеспечивает большую фазовую отстройку гибридной волны от волны ферритового волновода.

III. Заключение

Таким образом, показано, что при взаимодействии квази-ТЕ волн сегнетоэлектрического и ферритового волноводов образуются гибридные волны, расстояние между поперечными модами которых оказывается значительно меньшим, чем расстояние между поперечными модами волн ферритового волновода. Это приводит к локализации электромагнитного поля вдоль середины волновода, что может быть использовано, например, в качестве ответвителей мощности и устройств логики.

Работа выполнена при частичной поддержке РНФ (№ 14-19-00760), РФФИ(№14-07-00273, 14-02-00976) и стипендии президента РФ (СП-313.2015.5).

IV. References

[1] Ustinov A. B., Kalinikos B. A., Srinivasan G. Nonlinear multiferroic phase shifters for microwave frequencies. *Appl. Phys. Lett.*, 2014, No 104, pp. 052911.

[2] Demidov V. E., Kalinikos B. A., Edenhofer P. Dipole-exchange theory of hybrid electromagnetic-spin waves in layered film structures. *J. Appl. Phys*, 2002, No 91, pp. 10007.

[3] Demokritov S. O. and Demidov V. E. Micro-Brillouin Light Scattering Spectroscopy of Magnetic Nanostructures. *IEEE Trans. Magn.*, 2008, No 44, pp. 6-12.

[4] Sadovnikov A. V., Bublikov K. V., Beginin E. N., Nikitov S. A. The electrodynamic characteristics of a finite width metal/dielectric/ferroelectric/dielectric/metal layer structure. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2014, No 59, pp. 914–919.

[5] Bajpai S. N. Exitation of magnetostatic surface waves: Effect of finite sample width *J. Appl. Phys.,* 1985. No. 52, pp.. 910-913.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

L-SHAPED WAVEGUIDE BASED ON YTTRIUM IRON GARNET THIN FILM

Romanenko D. V., Sadovnikov A. V., Surovtsev V. V., Sharaevsky Yu. P.
Saratov State University
83 Astrakhanskaya str., Saratov, 410012, Russian Federation
Ph.: (8452) 516947, e-mail: dmitrii.romanenk@mail.ru

Abstract — Here we report on the fabrication of tunable coupler based on laterally ferromagnetic structures: L-shaped thin film waveguides. We show the possibility propagation of magnetostatic spin waves at right angle in such structures. The excitation of higher width modes in the arm of waveguide by excitation first width mode in the leg was demonstrated.

Г-ОБРАЗНАЯ ВОЛНОВЕДУЩАЯ СТРУКТУРА НА ОСНОВЕ ТОНКОПЛЕНОЧНОГО ЖЕЛЕЗО-ИТТРИЕВОГО ГРАНАТА

Романенко Д. В., Садовников А. В., Суровцев В. В., Шараевский Ю. П.
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
тел.: (8452) 516947, e-mail: dmitrii.romanenk@mail.ru

Аннотация — В данной работе показана возможность создания управляемого ответвителя электромагнитных спиновых волн в латеральных ферромагнитных структурах конечной ширины: Г-образных тонкопленочных магнитных волноводов. Показана возможность распространения магнитостатических волн под прямым углом в подобных структурах. Показана возможность возбуждения высших ширинных мод в плече Г-образного волновода при возбуждении первой ширинной моды в ножке волновода.

I. Введение

В настоящее время нерегулярные планарные ферритовые волноведущие структуры представляют большой интерес [1-3]. Такие структуры могут быть использованы как базовые элементы для создания различных устройств функциональной магнитоэлектроники: волноводов, интерферометров, мультиплексоров, фильтров и ответвителей [4]. Вследствие анизотропии тонкопленочных ферритовых структур становится возможным управлять направлением распространения магнитостатических волн (МСВ) путем структурирования магнитного материала на подложке [3].

Использование планарных ферритовых волноведущих структур может привести к реализации полностью магнонной логики по аналогии с КМОП.

II. Основная часть

В данной работе исследована динамика распространения МСВ в нерегулярном Г-образном волноводе микронных размеров (рис. 1а), изготовленном из железо-иттриевого граната (ЖИГ). Толщина пленки ЖИГ составляла 10 мкм, ширина обоих плеч Г-образного волновода 500 мкм, намагниченность насыщения пленки ЖИГ $4\pi M_0$=1750 Гс. Величина внешнего постоянного магнитного поля составляла 1160 Э. Возбуждение МСВ в исследуемой структуре осуществлялось микрополосковым преобразователем, шириной 50 мкм.

Распространение магнитостатических волн (МСВ) в подобной структуре обусловлено перекрытием спектров возбуждения поверхностной МСВ (ПМСВ) в ножке Г-образного волновода со спектром возбуждения обратной объемной МСВ (ООМСВ) в плече волновода. Последнее стало возможным из-за полей размагничивания и полей анизотропии. Влияние указанных полей приводит к уменьшению эффективного магнитного поля для конфигурации ПМСВ, а как следствие и сдвигу спектра возбуждения в низкочастотную область.

Проведено численное решение методом конечных разностей во временной области [5] задачи о возбуждении и распространении МСВ в Г-образном волноводе. На рис. 1 б приведен результат расчета распределения m_z компоненты намагниченности.

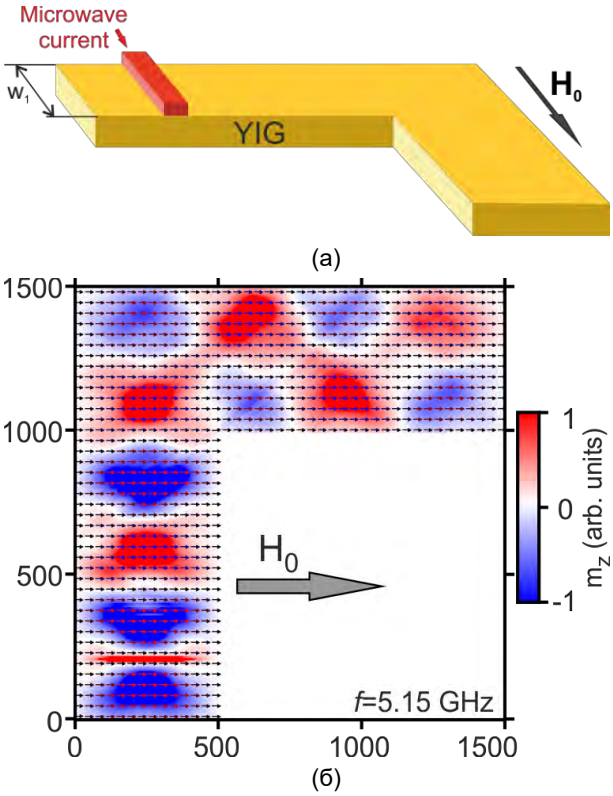


Рис. 1. а) Схема исследуемой структуры; б) распределение компоненты намагниченности m_z при частоте входного сигнала f=5.15 ГГц.

Fig. 1. a) A diagram of the investigated system; b) spatial distribution of m_z component of magnetization at the frequency of the input signal f=5.15 GHz

Видно, что при возбуждении в ножке суперпозиции первой и третьей мод, в плече возбуждается суперпозиция первой и второй поперечных мод.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

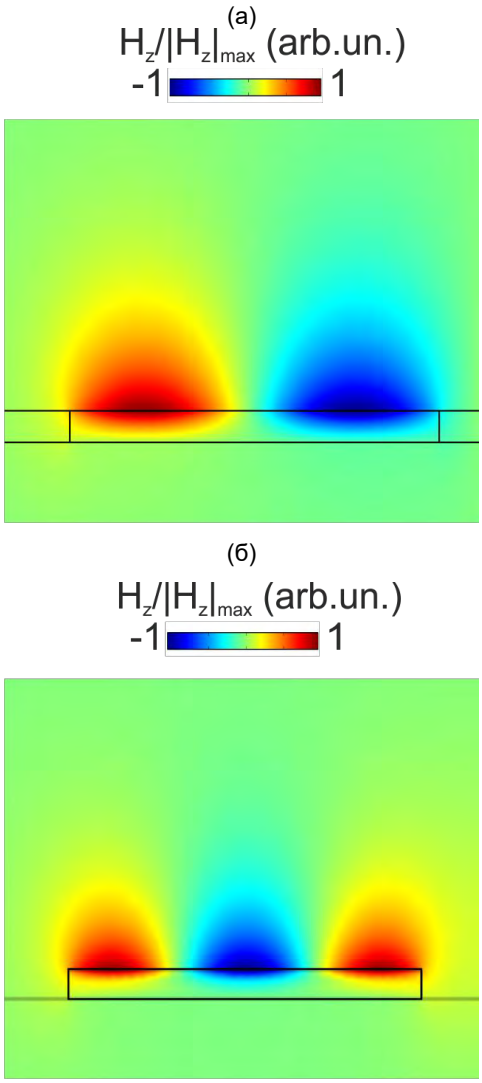


Рис. 2. Пространственное распределение H_z компоненты напряженности магнитного поля для второй (а) и третьей (б) поперечных мод ферритового волновода шириной 500 мкм на частоте f=5.15 GHz.

Fig. 2. Spatial distribution of *H_z component of magnetic field intensity for the second (a) and third (b) width modes of ferrit waveguide of 500 mkm at the frequency f=5.15 GHz*

Данный факт объясняется условиями возбуждения волнового процесса в плече волновода. Так в приведенном случае в области перекрытия ножки и плеча укладывается две полуволны вдоль ножки, поэтому в плече эффективно возбуждается первая и вторая ширинные моды. Если число полуволн, укладывающихся в зоне перекрытия плеча и ножки, возрастет, то эффективно будут возбуждаться высшие ширинные моды. Для расчета спектра собственных мод ферритового волновода шириной 500 мкм использовался метод конечных элементов. Результаты расчета пространственных распределений второй и третьей поперечных мод структуры приведены на рис. 2. Методом конечных элементов также можно рассчитать дисперсионные характеристики поперечных мод.

Экспериментальное исследование по возбуждению и распространению МСВ в Г-образной структуре было проведено с использованием метода Мандельштам-Бриллюэновской спектроскопии [6]. Данный метод позволяет исследовать пространственно-временную динамику намагниченности в ферромагнитной структуре. В рамках эксперимента была показана модовая трансформация при переходе в Г-образном волноводе. В заключении отметим, что были проведены экспериментальные и теоретические исследования нескольких типов структур с различными видами переходной области. Изменение переходной области сильно сказывалось на модовом составе возбуждаемых МСВ. Так при переходе от прямоугольного перехода к сегменту окружности в плече Г-образного волновода наблюдалось возбуждение преимущественно первой и второй ширинных мод при различных значениях частоты входного сигнала. Следует также отметить, что переход к скругленной конструкции значительно повышал коэффициент прохождения планарной структуры.

III. Заключение

Таким образом, в настоящей работе рассмотрено влияние анизотропии формы на направление распространения МСВ при различных направлениях внешнего магнитного поля. Показана возможность управления модовым составом распространяющихся МСВ в волноводе Г-образной формы. Продемонстрирована возможность ответвления МСВ, распространяющейся в Г-образном волноводе. Проведено экспериментальное исследование распространения МСВ в рассматриваемой структуре методом Мандельштам-Бриллюэновской спектроскопии. Результаты численного моделирования находятся в хорошем соответствии с данными экспериментального исследования.

Работа выполнена при частичной поддержке РНФ (№ 14-19-00760), РФФИ(№ 14-07-31142) и стипендии президента РФ (СП-313.2015.5).

IV. References

[1] Sheshukova S., Beginin E., Sadovnikov A., Sharaevsky Yu.P., Nikitov S. Multimode Propagation of Magnetostatic Waves in a Width-Modulated Yttrium-Iron-Garnet Waveguide. *IEEE Magnetics Letter*, 2014, V. 5.

[2] K. Vogt, H. Schultheiss, S. Jain, J. E. Pearson, A. Hoffmann, S. D. Bader, and B. Hillebrands Spin waves turning a corner *Applied. Physics Letters*, 2012, 101, 042410.

[3] Beginin E.N., Sadovnikov A.V., Sharaevsky Yu.P., Nikitov S.A. Multimode Surface Magnetostatic Wave Propagation in Irregular Planar YIG Waveguide. *Solid State Phenomena*, 2014, V. 215, pp 389.

[4] Kruglyak V.V., Demokritov S.O., Grundler D. Magnonics. *Journal of Physics D: Appl. Phys*, 2010, V. 43, P. 264001.

[5] Vansteenkiste A., Leliaert J., Dvornik M., Helsen M., Garcia-Sanchez F., Van Waeyenberge B. The design and verification of mumax3 . *AIP Advances*, 2014, V. 4, P. 107133.

[6] Demokritov S.O., Hillebrands B., Slavin A.N. Brillouin light scattering studies of confined spin waves: linear and nonlinear confinement. *Physics Report,* 348. V. 2001, pp 441-489.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE WAVEGUIDE BRIDGE DEVICE WITH ADJUSTABLE DIVISION RATIO

Suchkov A. V.
Lianozovo Electromechanical Plant Research and Production Corporation
110 Dmitrovskoye shosse, Moscow, 127411, Russian Federation
Ph.: (495) 7777598, e-mail: avsu@bk.ru

Abstract — Developed and experimentally researched the design of waveguide cophased-antiphase power divider S-band with an adjustable division ratio. It is determined that the divider implemented on the basis of two 3-decibel directional couplers and a phase shifter connected between them, provides improved in comparison with known modifications of the waveguide sum-difference device electrical characteristics. Presents equations for calculating design of dual-channel tunable waveguide phase shifter without dielectric filling, which provides a constant phase difference between channels in a wide frequency range. Considered modern manufacturing technique of unit using the machines with programmed numerical control.

ВОЛНОВОДНОЕ МОСТОВОЕ УСТРОЙСТВО С РЕГУЛИРУЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ДЕЛЕНИЯ

Сучков А. В.
Научно-производственное объединение Лианозовский электромеханический завод
Россия, 127411, г. Москва, Дмитровское шоссе, 110
тел.: (495) 7777598, e-mail: avsu@bk.ru

Аннотация — Разработана и экспериментально исследована конструкция волноводного синфазно-противофазного делителя мощности S-диапазона с регулируемым коэффициентом деления. Установлено, что делитель, реализованный на базе двух 3-децибельных направленных ответвителей и фазовращателя, включенного между ними, обеспечивает более высокие по сравнению с известными вариантами волноводных суммарно-разностных устройств электрические характеристики. Приведены соотношения для расчета конструкции двухканального перестраиваемого волноводного фазовращателя без диэлектрического заполнения, который обеспечивает постоянство разности фаз между каналами в широком диапазоне частот. Показана современная технология изготовления устройства с использованием станков с числовым программным управлением.

I. Введение

Развитие и совершенствование современных радиолокационных систем делает весьма актуальной задачу разработки высококачественных мостовых устройств, предназначенных для запитки волноводных диаграммообразующих схем моноимпульсных антенн с частотным сканированием [1], поскольку характеристики этих устройств в значительной мере определяют качество формируемых диаграмм направленности суммарного и разностного каналов.

Поэтому основным требованием, предъявляемым к мостовым устройствам является достижение оптимальных электродинамических параметров с точки зрения реализации заданных амплитуд и фаз на выходах в рабочем диапазоне частот, минимального амплитудного и фазового разбаланса, минимальных вносимых потерь, необходимой развязки между выходами, хорошего согласования выходов.

Основными недостатками известных и широко применяемых волноводных мостовых устройств (щелевой мост, кольцевой мост, двойной Т-мост) [2] являются их относительная узкополосность, а также практическое отсутствие возможности регулировки выходных электрических параметров, которые могут иметь существенное отклонение от расчетных, за счет влияния разброса технологических допусков при изготовлении.

С учетом обозначенных выше проблем была поставлена задача разработки конструкции и исследования характеристик волноводного моста с регулируемым коэффициентом деления в S-диапазоне.

II. Основная часть

Для решения поставленной задачи был предложен вариант реализации мостового устройства на базе 2-х 3-децибельных направленных ответвителей (НО) и фазовращателя (ФВ), включенного между ними (рис. 1). Рассмотрим принцип работы устройства. При возбуждении плеча 1 мощность делится в требуемом соотношении между плечами 2 и 3, возбуждая их синфазно. Плечо 4 оказывается развязанным, так как волны распространяющиеся по устройству в этой области равны и противофазны. При возбуждении плеча 4 мощность также делится в требуемом соотношении между плечами 2 и 3, возбуждая их однако в противофазе. Плечо 1 при этом оказывается развязанным. Коэффициент деления моста определяется значением разности фаз сигналов на выходах фазовращателя.

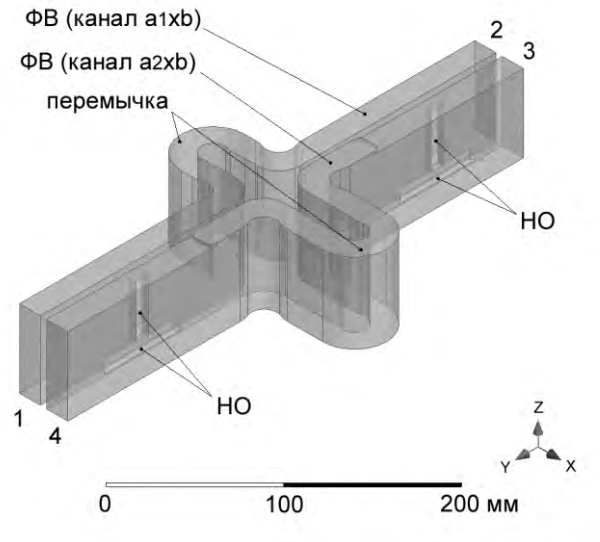


Рис. 1. Волноводное мостовое устройство
Fig. 1. Waveguide bridge device

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Каждый 3-децибельный НО, входящий в состав конструкции устройства, выполнен в виде 2-х параллельных прямоугольных волноводов с Т-образным элементом связи в общей широкой стенке. Подход к расчету рабочих характеристик и конструкции, а также технология изготовления таких НО рассмотрены в работе [3].

Оригинальным элементом, определяющим качество характеристик предлагаемого варианта мостового устройства, является перестраиваемый двухканальный фазовращатель, обеспечивающий постоянство разности фаз между волноводными каналами в широком диапазоне частот, без применения в составе его конструкции диэлектрических фазосдвигающих клиньев. Принцип работы фазовращателя основан на предположении, что два прямоугольных волновода с сечениями каналов $a_1 \times b$ и $a_2 \times b$ и длинами L_1 и L_2, соответственно, могут обеспечить постоянство разности фаз $\Delta\varphi$ в диапазоне длин волн от $f_н$ до $f_в$. Тогда, принимая известными значения a_1, a_2, b, $f_н$, $f_в$ и $\Delta\varphi$ величины L_1 и L_2 могут быть определены исходя из следующих соотношений:

$$L_1 = \frac{\Delta\varphi}{2\cdot\pi}\cdot\frac{1-\frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{в2}}}{\frac{1}{\Lambda_{в1}}-\frac{1}{\Lambda_{в2}}-\frac{\Lambda_{н2}}{\Lambda_{в2}}\cdot\left(\frac{1}{\Lambda_{н1}}-\frac{1}{\Lambda_{н2}}\right)} \qquad (1)$$

$$L_2 = L_1 + \Lambda_{н2}\cdot\left[L_1\cdot\left(\frac{1}{\Lambda_{н1}}-\frac{1}{\Lambda_{н2}}\right)-\frac{\Delta\varphi}{2\cdot\pi}\right] \qquad (2)$$

где $\Lambda_{н1}, \Lambda_{в1}, \Lambda_{н2}, \Lambda_{в2}$ – длина волны в волноводе с соответствующим поперечным сечением $a_1 \times b$ ($a_2 \times b$) на нижней ($f_н$) и верхней ($f_в$) частотах рабочего диапазона.

Необходимо отметить, что в соответствии с (1) и (2) длина фазовращателя определяется соотношением размеров широких стенок волноводных каналов a_1 и a_2. При этом, исходя из соображений упрощения реализации топологии устройства значение a_1 целесообразно выбрать равным величине широких стенок волноводных линий НО. Для обеспечения согласования канала фазовращателя, имеющего сечение $a_2 \times b$, с волноводными линиями НО с сечением $a_1 \times b$ (при $a_2 - a_1 \geq 4..5$ мм) в конструкции устройства должны быть предусмотрены согласующие четвертьволновые трансформаторы.

Также было установлено, что частотная неравномерность разности фаз δ увеличивается с ростом величины Δφ и по результатам расчетов не превышает значения ±0,5º при Δφ=180º в диапазоне частот около 6% (рис. 2). Для сравнения на рис. 2 также приведена частотная неравномерность фазовращателя выполненного на базе 2-х волноводных каналов одинакового сечения $a_1 \times b$ (показано пунктирной линией).

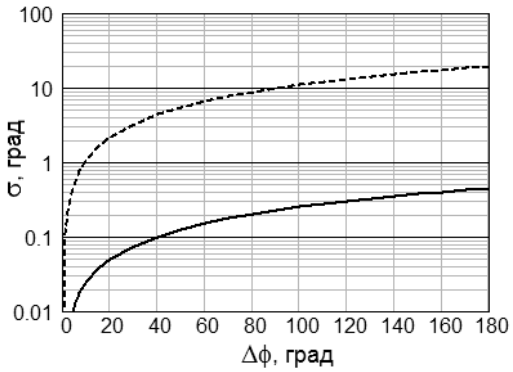


Рис. 2. Частотная неравномерность ФВ.

Fig. 2. Frequency irregularity of phase shifter

Моделирование волноводного мостового устройства выполнялось на основе трехмерных электродинамических моделей методом конечного интегрирования в программном пакете HFSS. По результатам электродинамического моделирования была разработана и изготовлена конструкция экспериментального образца устройства. На рис. 3 приведены амплитудные характеристики устройства (при различных значениях Δφ), полученные по результатам электродинамических расчетов (сплошная и пунктирная линии), а также характеристики экспериментального образца (обозначены точками), измеренные с помощью векторного анализатора цепей Agilent E5071B на средней частоте 2775 МГц.

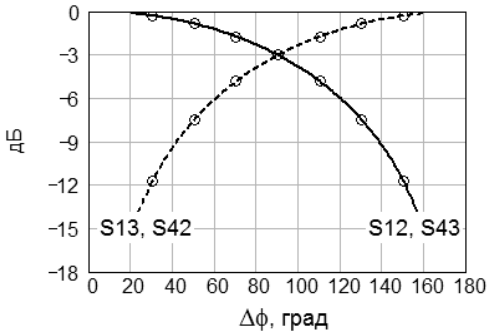


Рис. 3. Характеристики мостового устройства

Fig. 3. Characteristics of the waveguide bridge device

Результаты расчетов и эксперимента также показали, что амплитудные и фазовые характеристики мостового устройства при различных значениях Δφ остаются стабильными в полосе частот около 6%. При этом разбаланс амплитуд на выходах устройства составляет менее ±0,1 дБ, вносимые потери – около 0,05 дБ, фазовый разбаланс – не более ±1º. Устройство имеет высокую развязку выходов, которая составляет 25 дБ, а также хороший уровень согласования – КСВН любого из 4-х выходов устройства не превышает значения 1,15 во всем рабочем диапазоне частот (от 2690 МГц до 2860 МГц).

Видно, что при перестройке фазовращателя в пределах 20º…160º динамический диапазон изменения коэффициента деления устройства составляет не менее 15 дБ. Эта особенность позволяет компенсировать влияние технологических допусков изготовления на амплитудные характеристики устройства при сохранении качества согласования, развязок между выходами и фазовых характеристик.

Современная технология изготовления с использованием станков с числовым программным управлением (ЧПУ) предполагает реализацию конструкции моста в виде сборки 2-х зеркально-симметричных фрезерованных соответствующим образом алюминиевых пластин, образующих при сопряжении по плоскости, проходящей через середины широких стенок волноводных каналов, корпус устройства.

Внутри корпуса расположена топология направленных ответвителей и фазовращателя. Фрезеровка волноводной топологии фазовращателя производится с помощью стандартной торцевой фрезы диаметром 10 мм. Технология изготовления НО рассмотрена в [3].

Для обеспечения регулировки коэффициента деления необходимо иметь возможность изменения длин каналов фазовращателя L_1 и L_2. Для этого волноводная топология каждого из каналов фазовращателя имеет два выхода, сопрягаемых с помощью фланце-

вого соединения с перемычкой, которая представляет собой поворот волновода в Е-плоскости на 180º. При регулировке устройства между перемычкой и выходами каналов фазовращателя устанавливаются дополнительные отрезки волноводов (волноводные вставки с сечениями каналов $a_1 \times b$ и $a_2 \times b$), обеспечивающие необходимое соотношение длин L_1 и L_2.

III. Заключение

1. Высокие электрические характеристики мостового устройства достигнуты за счет применения рассчитанного в соответствии с выражениями (1) и (2) фазовращателя, обеспечивающего постоянство разности фаз между волноводными каналами в рабочей полосе частот с частотной неравномерностью порядка ±0,5º.

2. Влияние технологических допусков изготовления на амплитудные характеристики устройства компенсируется возможностью регулировки коэффициента деления.

3. Электрическая прочность устройства ограничивается размерами поперечной и продольной щелей Т-образного элемента связи в направленных ответвителях, примененных в составе конструкции.

Технология изготовления моста позволяет использовать его конструкцию для запитки волноводных фрезерованных распределителей мощности антенн моноимпульсных радиолокационных станций.

IV. References

[1] Бородин Н.Д., Исаков М.В. Патент 2490760 (РФ). Моноимпульсная антенна с частотным сканированием. Опубл. в Б. И., 2013. № 23.

[2] D.I. Voskresenskij, V.L. Gostjuhin, V.M. Maksimov, L.I. Ponomarev. Ustrojstva SVCh i antenny. Pod red. D.I. Voskresenskogo. Izd. 2-e, dop. i pererab. [Microwave devices and antennas]. Moskva, Radiotehnika, 2006, 376 p.

[3] Suchkov A.V. Waveguide directional coupler with the T-shaped coupling element. 25th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). Sevastopol, 2015.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com.

ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

LAWS OF ALTERNATING CURRENT'S DENSITY DISTRIBUTION IN A CONDUCTING MEDIUM

[1] V. G. Sapogin, [2] N. N. Prokopenko
[1]*Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrument Engineering of Southern Federal University (INEIE SFedU), GSP-17A, 44, Nekrasovsky Lane, Taganrog-28, 347928, Russia*
e-mail: sapogin@mail.ru
[2]*Don State Technical University, 1, Gagarin square, Rostov-on-Don, 344000, Russia*
e-mail: prokopenko@ssu.ru

Abstract — Experimental research of last years for current passing at the high frequencies discover the effect of current crowding, named as "Current Crowding Effects", which is straight opposite to skin one. The known classic solution of equation, which describes flat-heterogeneous distribution of current density, is discussed. It has been ascertained that complete set of solutions for current density distribution contains unknown solution, describing probable localization of inductive current at bounded region of space. The solution, which has maximum at the axis of system, is realized in cylindrical symmetry.

ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПРОВОДЯЩЕЙ СРЕДЕ

[1]Сапогин В. Г., [2]Прокопенко Н. Н.
[1]*Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета, ГСП-17А, Таганрог, 28, Некрасовский 44, Россия, 347928*
e-mail: sapogin@mail.ru
[2]*Донской государственный технический университет пл. Гагарина, 1, г. Ростов-на-Дону, 344000,Россия*
e-mail: prokopenko@ssu.ru

Аннотация — Экспериментальные исследования последних лет протекания тока на высоких частотах обнаружили эффект шнурования тока "Current Crowding Effects", прямо противоположный скин-эффекту. Обсуждается известное классическое решение уравнения, описывающего плоско-неоднородное распределение плотности тока. Выяснено, что полный набор решений для распределения плотности тока, содержит в себе неизвестное решение, описывающее возможную локализацию индукционного тока в ограниченной области пространства. В цилиндрической симметрии реализуется решение, которое имеет максимум на оси системы.

I. Введение

В 2001 году Kuhn и Ibrahim [1], исследуя экспериментально протекание тока на высоких частотах в многовитковых спиральных индукторах, обнаружили эффект, прямо противоположный скин-эффекту. Переменный ток на гигагерцах образовывал локализованный в пространстве шнур в проводнике индуктора. С ростом частоты токовый шнур уменьшал свою площадь поперечного сечения. Это приводило к тому, что омическое сопротивление и индуктивность индуктора увеличивались с частотой. Такое поведение тока высокой частоты было ими названо "Current Crowding Effects".

Ниже выясняются физические причины такого перераспределения плотности индукционного тока.

II. Основная часть

Для того, чтобы понять физическую картину распределения плотности переменного тока, нужно обратиться к исходным уравнениям, описывающим распределение вихревого электрического поля при скин-эффекте. Как известно, описание этого эффекта строится на системе уравнений Максвелла (см., например [2]) для векторов $\vec{E},\vec{B},\vec{j}$

$$rot\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \qquad (1)$$

$$rot\vec{B} = \mu_0 \vec{j} \qquad (2)$$

где μ_0=4π·10^{-7} Гн/м – магнитная постоянная. Добавим к (1-2) закон Ома в дифференциальной форме

$$\vec{j} = \vec{E}/\rho, \qquad (3)$$

где ρ – удельное сопротивление сплошной однородной проводящей среды.

Подставим (3) в (2) и продифференцируем обе части (2) по времени

$$rot\left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\right) = \frac{\mu_0}{\rho}\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \qquad (4)$$

Из (1) и (4) для бездивергентного вихревого поля ($div\vec{E} = 0$), получим уравнение для вектора $\vec{E}$:

$$\nabla^2 \vec{E} = \frac{\mu_0}{\rho}\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \qquad (5)$$

Найдём решения уравнения (5) для плоско-неоднородного электрического поля с одной компонентой $E_x = E_x(y,t)$, $E_y = E_z = 0$. Это поле создаёт вектор плотности тока с той же компонентой $j_x = j_x(y,t)$, $j_y = j_z = 0$. Тогда (5) имеет вид

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} = \frac{\mu_0}{\rho}\frac{\partial E_x}{\partial t}. \qquad (6)$$

Учитывая в (6) гармоническую зависимость поля от времени, придём к базовому уравнению, описывающему возможные неоднородные распределения амплитуды вихревого поля E_0 в сплошном проводящем пространстве

$$\frac{d^2 E_0}{dy^2} = k^2 E_0, \qquad (7)$$

где $$k = \sqrt{i\omega\mu_0/\rho} \qquad (8)$$

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

– комплексный обратный пространственный масштаб системы. Дальнейшее решение поставленной задачи известно в учебниках [2] и сводится обычно к искусственному обрезанию проводящего пространства с его заменой на полупространство. Приходится привязывать нуль координаты *y* к поверхности полупространства и из «общего» решения уравнения (7)

$$E_0 = A_1 e^{-ky} + A_2 e^{ky}$$

отбрасывать второе слагаемое, которое создаёт «физически недопустимую ситуацию».

При таком подходе к нахождению решения задачи исследователи скин-эффекта упустили самое важное. Уравнение (7) относится к нелинейным дифференциальным уравнениям второго порядка вида $y'' = f(y)$ (см. [3]), которое допускает понижение порядка. Понижение порядка в (7) приводит к фундаментальному закону сохранения полного давления, существующего в рассматриваемой системе

$$\frac{\varepsilon_0}{k^2}\left(\frac{dE_0}{dy}\right)^2 - \frac{\varepsilon_0 E_0^2}{2} = P = const\ , \qquad (9)$$

где ε_0 – электрическая постоянная. Полное давление в системе формируется из разности двух давлений. Первое давление можно назвать градиентным. Оно оказывается пропорционально квадрату градиента амплитуды напряжённости вихревого поля. Градиент первого давления связан с первой силой, действующей на элементарный объём плоского токового слоя. Второе давление совпадает с давлением электрического поля. Градиент второго давления, взятый с противоположным знаком, формирует вторую объёмную силу системы, которая и удерживает в равновесии элементарный токовый слой.

Такая структура интеграла (9) возникает при анализе удержания одноименных зарядов самосогласованным полем [4] и указывает на то, что исходная система уравнений описывает распределение самосогласованных переменных электрических полей.

Как видно из (9), в плоско-неоднородной системе возможны три класса распределений, которые выражаются только чётными, относительно плоскости *y*=0, функциями. Первое распределение реализуется для положительного полного давления *P*>0 (9) и имеет вид

$$u_1 = \sqrt{\beta}\, sh|\upsilon|\ , \qquad (10)$$

второе и третье распределения поля реализуется для нулевого полного давления системы *P*=0

$$u_2 = exp|\upsilon|, u_3 = exp-|\upsilon|\ , \qquad (11)$$

четвёртое распределение поля существует при отрицательном полном давлении *P*<0

$$u_4 = \sqrt{-\beta}\, ch\upsilon\ . \qquad (12)$$

В соотношениях (10) – (12) приняты обозначения

$$u = E_0 / E_*, \upsilon = y / y_* = \sqrt{k}\, y\ . \qquad (13)$$

В (13) E_* – масштаб напряжённости, параметр состояния системы β=*P*/*P*$_*$ (приведённое полное давление), $P_* = \varepsilon_0 E_*^2 / 2$ – масштаб давления системы.

Как видно из (10), в плоскости y=0 напряжённость поля обращается в нуль и неограниченно растёт с увеличением $|y|$. Распределение тока (3) совпадает с точностью до постоянной с распределением напряжённости электрического поля. Функция E^2 представляет собой своеобразную «потенциальную яму», стенки которой удерживают в себе распределение плотности тока. При наличии симметричных плоских границ (тонкая проводящая плёнка толщиной *d*) по оси y: $y = \pm d/2$. Решение описывает выталкивание тока на поверхность и соответствует скин-эффекту.

Решения u_2 и u_4 также описывают скин-эффект, хотя теперь в плоскости *y=0* плотность тока уже не обращается в нуль. Решение u_3 описывает распределение плотности тока, которое имеет наибольшее значение вблизи плоскости *y=0*, а с приближением к границам экспоненциально уменьшается. Это решение описывает локализацию тока в ограниченной области пространства и проявляет свойства “Current Crowding Effects”. Заметим, что все распределения имеют скачок производной в плоскости *y=0*.

Для получения количественных результатов, объясняющих “Current Crowding Effects”, в уравнении (5) перейдём к цилиндрическим координатам для единственной декартовой компоненты вектора $E_z = E_z(r,t)$. Это приведёт к уравнению

$$\frac{d^2 E_0}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dE_0}{dr} = k^2 E_0\ . \qquad (14)$$

Переходя в (14) к переменным $y = E_0 / E_*$, $x = r / r_*$ (звёздочкой помечены масштабы), получим уравнение для радиального распределения амплитуды вихревого поля

$$xy'' + y' - xy = 0\ . \qquad (15)$$

Единственное решение уравнения (15) для внутренней краевой задачи с граничными условиями $x = 0, y(0) = 1, y'(0) = 0$ имеет вид функции Бесселя нулевого порядка

$$y = \frac{E_0(r)}{E_*} = J_0(z)\ , \qquad (16)$$

где $z = \frac{r}{r_*}(1-i)$,

а $r_* = \sqrt{2\rho / \mu_0 \omega}$ (17)

совпадает с пространственным масштабом системы.

Как видно из (3), решение (16) описывает радиальное распределение плотности тока, которое имеет вид шнура, максимум которого приходится на ось системы. Плотность тока убывает до нуля с ростом радиуса. Шнур ограничен по радиусу первым нулём функции Бесселя (амплитудное значение E_0 не может быть отрицательным). Других решений, удовлетворяющих граничному условию, у уравнения (15) нет.

Из (17) видно, что диаметр токового шнура на частоте *f*=1 Ггц при протекании переменного тока по медному проводнику равен 4 мкм и с ростом частоты уменьшается.

III. Заключение

Анализ законов распределения плотности переменного тока указывает на то, что в плоско-неоднородной системе возможны три класса распределений напряжённости поля и плотности тока, которые выражаются только чётными функциями.

В цилиндрической симметрии реализуется решение, которое имеет максимум на оси системы. Напряжённость поля и плотность тока спадают с ростом радиуса и обращаются в нуль на внешнем радиусе, совпадающим с первым нулём функции Бесселя. Решение указывает на то, что с ростом частоты диаметр образованного токового шнура уменьшается. Это и приводит к наблюдаемому экспериментально увеличению сопротивления и индуктивности одиночного индуктора с ростом частоты переменного тока.

2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

This article was prepared under the project № 8.374.2014/K state assignment Ministry of Education and Science of the Russian Federation for 2014-2016.

IV. References

[1] *W.B. Kuhn and N.M. Ibrahim.* Analysis of Current Crowding Effects in Multiturn Spiral Inductors. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no. 1, pp. 31-38, jan. 2001.

[2] А.Н.Матвеев. Электричество и магнетизм. Учеб. Пособие. - М.: Высшая школа, 1983. – 463 с.

[3] Э.Камке. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. – М.: Изд-во: Наука, 1971. – 576 с.

[4] В.Г.Сапогин. Механизмы удержания вещества самосогласованным полем. Монография. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. 254 с.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

MICROSTRIP FILTERS OF HIGH-SELECTIVITY BASED ON MULTIMODE STRUCTURES

Aristarkhov G. M., Zvezdinov N. V.
Federal Government State-financed Institution of Higher Professional Education
Moscow Technical University of Communications and Informatics
8a, Aviamotornaya st., Moscow, 111024, Russian Federation
Ph: (495)-957-79-64; e-mail: g.aristarkhov2010@yandex.ru

Abstract — The possibility is demonstrated of the increasing the selectivity of microstrip filters on codirectional hairpin resonators with an additional stub through the implementation the effect of the splitting poles of damping, that is achieved by selecting the degree of unbalance of electromagnetic connections in multimode structures in different parts of their length.

ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ МНОГОМОДОВЫХ СТРУКТУР

Аристархов Г. М., Звездинов Н. В.
Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования
Московский технический университет связи и информатики
ул. Авиамоторная, 8а, г. Москва, 111024 , Россия
тел.: (495)-957-79-64; e-mail: g.aristarkhov2010@yandex.ru

Аннотация — Показана возможность повышения избирательности микрополосковых фильтров на сонаправленных шпилечных резонаторах с дополнительным шлейфом за счет реализации эффекта расщепления полюсов затухания, что достигается выбором степени неуравновешенности электромагнитных связей в многомодовых структурах на разных участках их длины.

I. Введение

Многопроводные микрополосковые системы связанных линий находят широкое применение в технике СВЧ. Их характерной волновой особенностью, обусловленной неоднородностью среды (подложка — воздух), является невырожденный спектр собственных значений нормальных волн. Это тот физический эффект, умело распорядившись которым, можно существенно повысить на его основе эффективность различных интегральных устройств СВЧ. В связи с этим возникает задача целенаправленного управления волновым процессом в этих многомодовых структурах, что достигается, прежде всего, заданием определенных краевых условий как на концах связанных линий, так и внутри структуры, а так же выбором разной степени неуравновешенности электромагнитных связей между линиями на разных участках их длины с целью реализации для каждого конкретного случая требуемого спектра собственных значений квази-Т-волн. На основе этого эффекта удалось синтезировать при столь ограниченном числе степеней свободы принципиально новые компактные структуры различных устройств СВЧ, которые обладают по сравнению с традиционными более высокими предельными электрическими параметрами [1-7].

В данной работе этот подход развивается применительно к повышению эффективности структур микрополосковых фильтров (МПФ) на сонаправленных шпилечных резонаторах.

II. Основная часть

Следует отметить, что четвертьволновые структуры МПФ на сонаправленных шпилечных резонаторах не содержат короткозамкнутых на «землю» микрополосковых линий (МПЛ), что определяет их высокую технологичность и возможность реализации в широком диапазоне длин волн. Кроме того, в этих N-резонаторных структурах формируются N+1 полюсы затухания на конечных частотах, взаимное расположение которых на частотной оси определяется степенью неуравновешенности электромагнитных связей между смежными МПЛ. Вследствие этого электромагнитного взаимодействия в плотно «упакованных» структурах может проявиться при определенных условиях эффект расщепления полюсов затухания и некоторые из которых формируются вблизи полосы пропускания [6]. Однако приближение полюсов затухания, формируемых решетчатыми секциями, к полосе пропускания сопряжено с понижением уровня затухания в полосе заграждения. Для того, чтобы разрешить это противоречие, необходимо сохранить сравнительно удаленные от полосы пропускания полюсы затухания и сформировать в компактной структуре дополнительные полюсы затухания вблизи полосы пропускания. С этой целью повысим порядок трехрезонаторного МПФ (Рис. 1,а) за счет введения подобно [4] дополнительного четвертьволнового шлейфа, подключенного согласно рис. 1,b к центральному резонатору. В этой семипроводной структуре можно условно выделить в первом приближении отдельные звенья: две решетчатые секции на двух связанных МПЛ и три Т-сочленения. Однако в единой многопроводной структуре они проявляют себя из-за их распределенного электромагнитного взаимодействия совершенно подругому. Следствием такого взаимодействия может явиться, в частности, вырождение полюсов затухания на конечных частотах. Стремление, с одной стороны, сохранить положительные свойства этих звеньев (формирование каждым из них своего полюса затухания), а с другой – одновременно реализовать компактную структуру, обусловливает необходимость определения условий формирования полюсов затухания в многомодовой структуре. Разумеется, что эта задача может быть решена только на уровне 3D моделирования с учетом влияния всех электродинамических неоднородностей.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788



a) b) c)

Рис. 1. Базовые структуры МПФ на сонаправленных шпилечных резонаторах.

Fig. 1. The basic structure MSF on codirectional hairpin resonators

Возможны различные варианты распределения основных и дополнительного полюсов затухания на конечных частотах, где они не вырождаются. Рассмотрим некоторые из них. В симметричных структурах МПФ (Рис. 1,c) с повышенной односторонней частотной избирательностью (Рис. 2,a) и с квазисимметричной АЧХ (Рис. 2,b) формируется по пять полюсов затухания. При этом первые два полюса затухания в области нижних частот формируются в основном решетчатыми секциями и их расщепление обусловлено доминирующей магнитной связью между МПЛ [6].

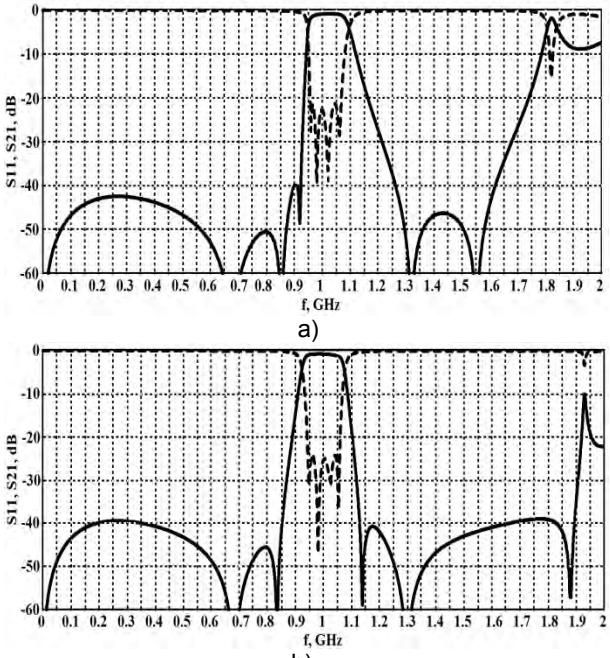


Рис. 2. Частотные зависимости S-параметров МПФ с повышенной односторонней избирательностью (a) и квазисимметричной характеристикой (b).

Fig. 2. The frequency dependence of S-parameters of the MSF with one-way increased frequency selectivity (a) and quasi-symmetrical response (b)

Близлежащий к полосе пропускания полюс затухания формируется или в области нижних, или в области верхних частот дополнительным шлейфом и его положение на частотной оси определяется как электрической длиной, так и шириной этого шлейфа. Чем уже шлейф, тем ближе располагается полюс затухания к полосе пропускания.

Расщепленные полюсы затухания в области верхних частот формируются одинаковыми трансформирующими входным и выходным Т-сочленениями. При распределенном электромагнитном взаимодействии этих Т-сочленений с остальными элементами структуры (Рис. 1,b) проявляется эффект вырождения этих полюсов затухания. Их расщепление обеспечивается доминирующей электрической связью между шлейфами Т-сочленений (Рис. 1,c). Структуры МПФ выполнены на подложке толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r=10,6. Расстояние от подложки до крышки составляет 5 мм. Минимальное расстояние между МПЛ S ≥ 0,2 мм. Ширина МПЛ составляет 0,8 мм, а ширина дополнительного шлейфа – 3 мм.

III. Заключение

Показано, что в многосвязанных структурах МПФ на сонаправленных шпилечных резонаторах с дополнительным шлейфом формируются эффективные полюсы затухания только при условии их расщепления. Совмещение или перемежение любых смежных полюсов затухания приводит к их вырождению и, как следствие, к существенному ухудшению избирательности МПФ. Эффект расщепления полюсов затухания физически осуществим в рассматриваемых структурах путем задания определенной степени неуравновешенности электромагнитных связей между МПЛ на разных участках их длины.

IV. References

[1] Maljutin N.D. *Mnogosvjazannye poloskovye struktury i ustrojstva na ih osnove* [Stripline multi-connected structures and devices based on them]. Tomsk, Pub. of Tomsk university, 1990, p.164.

[2] Aristarkhov G.M., Chernyshev V.P. Equivalent mode representation of microstrip filters using multiconductor lines with unequal phase velocities. *Soviet of journal of communications technology & electronics*, 1986, vol. 31, pp. 1-7.

[3] Aristarkhov G.M., Chernyshev V.P. Indirect synthesis of microstrip filters employing codirectional comb resonators. *Soviet of journal of communications technology & electronics*, 1987, vol. 32, pp. 34-40.

[4] Aleksandrovskij A.A., B.A. Beljaev, Leksikov A.A. Sintez i selektivnye svojstva mikropoloskovyh fil'trov na shpil'kovyh rezonatorah so shlejfnymi jelementami [Synthesis and selective properties of microstrip hairpin filters at the resonator with stub elements] *Radiotekhnika i elektronika*, 2003, vol. 48. № 4. pp. 398-405.

[5] Beljaev B.A., Butakov N.V., Laletin N.V., Leksikov A.A., Tjurnev V.V., Chesnokov O.N. Selektivnye svojstva mikropoloskovyh fil'trov na chetvert'volnovyh sonapravlennyh shpil'kovyh rezonatorah [The selective properties of microstrip filters quarter on codirectional hairpin resonators]. *Radiotekhnika i elektronika,* 2006, vol. 51, № 1, pp. 24-36.

[6] Aristarkhov G.M., Zvezdinov N.V., Chernyshev V.P. Microstrip filters resonators with high frequency selectivity employing codirectional hairpin resonators. Radiotekhnika, 2014, № 10, pp. 22-28.

[7] Aristarkhov G.M., Alekseev A.N. Shirokopolosnye fazovrashhateli na svjazannyh mikropoloskovyh linijah s kratnymi elektricheskimi dlinami [Broadband shifters on coupled microstrip lines with aliquot electrical length]. Radiotekhnika, 1987, № 12, pp. 58-60.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

WIDE BAND PASS FILTERS FOR HIGH-LEVEL WAVEGUIDES OF AVERAGE POWER

Gevorkyan V. M., Perevezentsev S. A.
National Research University "Moscow Power Engineering Institute"
14, Krasnokazarmennaya st, Moscow 111250, Russian Federation
Ph.: (495) 3627176, e-mail: gvm@emc.mpei.ac.ru

Abstract — There are represented the results of designing the bandpass filters with pass widths from third to half of the octave of working frequency band for the circuits with the level of average power to 100 *W*, ensuring suppression parasitic passband at the level 80 *dB* far then (5—6) value of the central band pass frequency f_0.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ТРАКТОВ ВЫСОКОГО УРОВНЯ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ

Геворкян В. М., Перевезенцев С. А.
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования «Национальный исследовательский университет «МЭИ»
Красноказарменная ул., 14, Москва, 111250, Россия
тел.: (495) 3627176, e-mail: gvm@emc.mpei.ac.ru

Аннотация — Представлены результаты проектирования полосно-пропускающих фильтров с ширинами полос от трети до половины октавы рабочего диапазона частот для трактов с уровнем средней мощности до сотни ватт, обеспечивающих подавление паразитных полос пропускания на уровне 80 дБ при отстройках от центральной частоты f_0 полосы пропускания фильтра на (5—7) значений f_0.

I. Введение

Понятия широкополосный полосно-пропускающий фильтр (ППФ) традиционно характеризуют значением отношения величин полосы пропускания к центральной частоте. К таким фильтрам обычно относят устройства с полосами пропускания от 25% и выше. При этом, как правило, диапазон полосы заграждения (отстройки паразитных полос от полосы пропускания или её центральной частоты f_0) не конкретизируется в общей характеристике фильтров. Тем не менее, для ряда применений, например, при разделении частот полезных сигналов мощных генераторов и частот, соответствующих их временным гармоникам, характеристика отстройки паразитных полос фильтра, их уровень и частотный диапазон являются определяющими. Одновременно с этим в конструкциях таких ППФ одной из основных задач является обеспечению отвода тепла от резонансных звеньев.

Среди названных, основная проблема построения ППФ заключается в реализации широкой полосы заграждения, которая, как правило, в несколько раз больше полосы частот пропускания ППФ. Обычно уровень требуемого подавления сигналов в области частот гармоник зависит от уровня мощности полезного сигнала и для трактов высокого уровня средней мощности (до 100 Вт), как правило, составляет значения от минус 70 дБ. Трудность в достижении таких уровней подавления в сочетании с широким диапазоном области частот заграждения связано с принципиальным наличием паразитных резонансных частот резонаторов, формирующих резонансные звенья (РЗ) ППФ. При этом применение отдельных заграждающих фильтров для этих частотных областей является самостоятельной задачей со своими особенностями, увеличивает массо-габаритные параметры и потому, как правило, неприемлемо.

Среди известных типов резонансных звеньев ППФ оптимальным с точки зрения сочетания удовлетворительных свойств обеспечения теплоотвода и отстройки первого паразитного вида колебания до 3 f_0 является резонатор в виде разомкнутого на одном и короткозамкнутого на противоположном конце четвертьволнового отрезка – стержня [1]. Такие РЗ традиционно используют вплоть до трехсантиметрового диапазона длин волн.

ППФ на основе встречно-стержневой структуры РЗ при рациональном изготовлении стержней обеспечивают значения эффективной собственной добротности не ниже 1000, что достаточно для создания широкополосных ППФ с уровнями вносимых потерь в полосе прозрачности порядка -0,5 дБ. Тем не менее, для обеспечения большей чем 3 f_0 отстройки паразитных полос пропускания в таких ППФ необходимо применять, например, комбинацию разных видов РЗ. Основная проблема такого технического решения задачи заключается в сложности реализации требуемых для создания широкополосных фильтров больших (на уровне единиц десятых долей) коэффициентов взаимной связи между РЗ различных видов.

II. Основная часть

Решение задачи было найдено в результате создания РЗ, сформированного в виде каскадного соединения короткозамкнутого на одном конце отрезка линии (в виде металлического стержня – МС) и плоского конденсатора, второй обкладкой которого является поверхность корпуса ППФ (рис. 1). В отличие от четвертьволнового резонатора, такое РЗ формирует первое паразитное колебание на частоте, определяемой значением емкости *C* конденсатора (управляемое ею). Кроме эффекта сдвига паразитной частоты колебаний, такое РЗ уменьшает длину МС, а значит и размеры ППФ.

Резонансная частота ω_0 РЗ определяется длиной *l* короткозамкнутого (из-за присоединения его конца к плоской стенке) МС, который эквивалентен эффективной индуктивности $L \approx \frac{Z_B}{\omega_0} tg\frac{\omega_0}{c_0} l$ резонансного

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

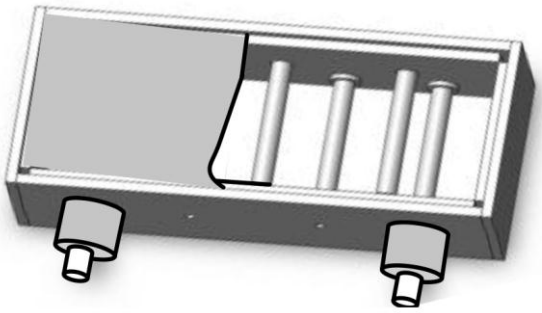


Рис. 1. Конструктивное исполнение 7-звенного фильтра.

Fig. 1. The design concept by the 7th pole filter

контура, где Z_B — волновое сопротивление эффективной длинной линии, образованной металлическим стержнем и параллельными ему плоскими стенками, и сосредоточенной ёмкостью *C*, включенной параллельно с индуктивностью, по формуле $\omega_0 \approx 1/\sqrt{LC}$. С ростом величины *C* при фиксированной ω_0 уменьшаются *L*, соответствующая ей длина стержня и центральная длина волны $\lambda_{пар}$ паразитной полосы пропускания, достигающая значений от $0{,}25\,\lambda_0$ до $0{,}18\,\lambda_0$, ограниченных 1/10…1/12 длины волны λ на центральной частоте ω_0. При значениях меньших этих, возникает искажение частотной характеристики фильтра, связанное с формированием иных видов колебаний.

Расчеты с применением разложения функции $L(\omega)$ в ряд Тейлора указывают на формулу, связывающую длину *l* металлического стержня с значением емкости *C* конденсатора:

$$1/C \approx \omega_0\ 60 \ln\frac{4b}{d}\left\{\frac{\omega_0}{c_0}l + 0{,}34\left(\frac{\omega_0}{c_0}l\right)^3\right\}.$$

На рис. 2 приведена расчетная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра с полосой 400 МГц, а на рис. 3 приведена экспериментально измеренная кривая макета ППФ.

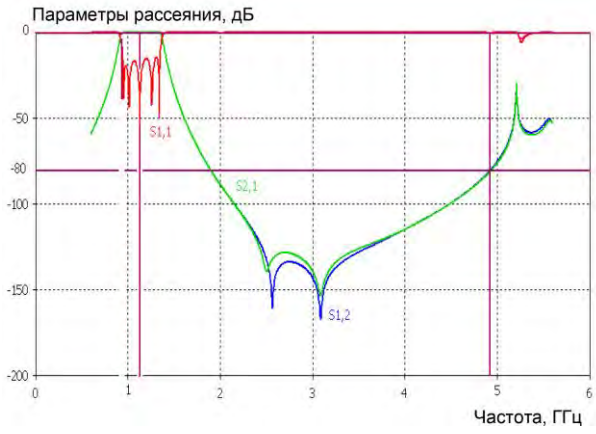


Рис. 2. Частотные характеристики фильтра.

Fig. 2. Frequency curves by the filter

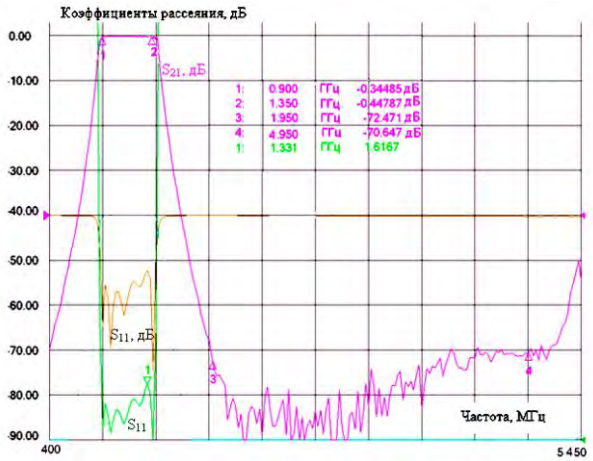


Рис. 3. Экспериментальные частотные характеристики 7-звенного фильтра.

Fig. 3. Experimental frequency curves by the 7th pole filter

Относительно ограничения допустимых уровней мощности в волноводном тракте (и, соответственно, в ППФ), то в рассмотренном техническом решении оно определено значениями пробивной напряженности поля на поверхностях элементов конструкции, и соответственно определяется тонкими кромками, углами и пр. элементов конструкции. Соответственно, решение этой проблемы традиционно и просто обеспечивается применением плавных переходов в металлических элементах конструкции, увеличением. Наличие квазисосредоточенных конденсаторов в составе комбинированных РЗ не ухудшает пробивных свойств конструктивных элементов таких ППФ, так как зазоры между обкладками конденсаторов заполнены диэлектриком, а края периметра их обкладок противоположных стенке допускают утолщения и скругление, и, кроме того, могут быть смещены от края диэлектрической шайбы, формирующей конденсатор.

III. Заключение

Проведенный анализ параметров разработанной конструкции стержневых ППФ (их сравнение с расчетными) показывает перспективность найденного технического решения как базового элемента создания широкополосных фильтров в диапазоне частот от 1 до 8 ГГц с увеличенной отстройкой паразитных полос пропускания.

Важно заметить, что достигаемая отстройка паразитных полос пропускания (т.е. отстройка ближайшего вида колебания стержневого резонатора), наряду с подключенной к стержню квазисосредоточенной ёмкостью, обеспечивается и другими конструктивными элементами фильтра. Хотя влияние последних не столь значительно, но это затрудняет возможность формулирования аналитических рекомендаций при проектировании фильтров.

IV. References

[1] *Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи /под ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнира, Том 2 − М.: Изд-во «Связь», 1972, 496 с. Matthaei G.L., Young L., Jones E.M.T. Microwave Filters, Impedans-Matching Networks, and Coupling Structures/*

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE REALIZATION OF HIGH ORDER MICROSTRIP DUALBAND FILTERS BASED ON CROSS RESONATORS FOR MULTIBAND COMMUNICATION SYSTEMS

Babushkina O. A., Golovkov A. A., Kershis S. A., Pivovarov I. U., Mozhaeva E. I.
St.-Petersburg State Electrotechnical University (LETI)
Pr. Popova str.,5, St.-Petersburg, 197376, Russia
Ph.: 812-3464516, e-mail: algol110843@yandex.ru
Kuzmenko V. A.
Ltd «Transtronika»
St.-Petersburg, Rastrelli sq., 2, 191124, Russia
e-mail: vk@transtronics.ru

Abstract — This paper presents a new topology, and the simulation results cruciate microstrip dual-band filters, differing ease of synthesis, minimum loss in the passband at high selectivity beyond, low cost to manufacture in the implementation of an organic dielectric substrates and low requirements for accuracy class of printed circuit boards. The devices are optimized for filtering signals of two frequency bands L1 and L2 GLONASS / GPS.

РЕАЛИЗАЦИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ДВУХПОЛОСНЫХ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА НА КРЕСТООБРАЗНЫХ РЕЗОНАТОРАХ ДЛЯ АППАРАТУРЫ МНОГОДИАПАЗОННЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Бабушкина О. А., Головков А. А., Кершис С. А., Пивоваров И. Ю., Можаева Е. И.
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет (ЛЭТИ)
г. Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, Россия, 197376
тел.: 812-3464516, e-mail: algol110843@yandex.ru
Кузьменко В. А.
ЗАО «Транстроника»
Санкт-Петербург, пл. Растрелли, 2, Россия, 191124, e-mail: vk@transtronics.ru

Аннотация — В работе представлены новые топологии и результаты моделирования микрополосковых крестообразных двухполосных фильтров, отличающихся простотой синтеза, минимальными потерями в полосах пропускания при высокой избирательности за их пределами, дешевизной в изготовлении при реализации на органических диэлектрических подложках и невысокими требованиями к классу точности печатных плат. Устройства оптимизированы для фильтрации сигналов двух диапазонов частот L1 и L2 ГЛОНАСС/GPS.

I. Введение

Ранее были предложены структуры крестообразных двухполосных фильтров с независимой настройкой центральных частот и полос пропускания друг от друга, что упрощало их синтез и обеспечивало в силу простой топологии высокую повторяемость характеристик образцов при производстве [1, 2, 3]. Недостатком известной топологии являлась сложность наращивания порядка фильтра с целью увеличения его избирательности и полосы пропускания. При практической реализации в структуре обычно присутствовали только два крестообразных резонатора. В настоящей работе предлагается решение данной проблемы в виде решетчатой топологии как на однослойной или многослойной микрополосковых подложек, где можно реализовать фильтр высокого порядка, так и при выполнении фильтра на основе LTCC технологии, где порядок фильтра ограничивается только количеством сигнальных слоев печатной платы. В предлагаемой в докладе планарной структуре упрощена связь между входным и выходными портами и резонаторами, настроенными на одну частоту за счет отказа от торцевой емкостной связи в пользу кондуктивной.

II. Основная часть

Топология простейшей планарной решетчатой структуры двухполосного фильтра второго порядка представлена на рис.1. Размеры платы фильтра при ε=10 составляют 5*5 мм^2, h=0.5 мм.

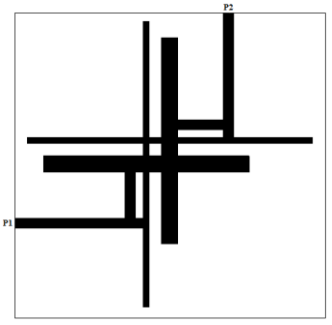


Рис. 1. Топология двухполосного фильтра второго порядка (вид сверху).

Fig. 1. The 2nd order dualband filter topology(top view)

В состав топологии входят два крестообразных резонатора, состоящих из двух полуволновых отрезков линии передачи с разным волновым сопротивлением пересекающиеся в точке их геометрической симметрии. Связь между полуволновыми резонаторами с одинаковой центральной частотой, входящими в состав крестообразных резонаторов, осуществляется за счет соединения их в точке пересечения. Точка пересечения полуволновых резонаторов обеих диапазонов выбирается так, чтобы обеспечить входной импеданс близкий к волновому сопротивлению линии передачи, образующей полуволновый резона-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

тор. Тем самым, сигнал из входного порта P1 через линии связи возбуждает сразу оба полуволновых резонатора первого крестообразного резонатора, но эффективную передачу обеспечивает только тот, чья резонансная частота совпадает с частотой входного сигнала, второй же резонатор никакого влияния не оказывает на передачу в силу пересечения с первым в точке нулевого потенциала электрического поля первого резонатора и геометрической симметрии. Сигнал с выхода первого полуволнового резонатора возбуждает идентичный резонатор второго крестообразного резонатора через точку их соединения и впоследствии поступает на выходной порт фильтра P2 через линии связи. При этом для второго крестообразного резонатора условие развязки центральных частот первого и второго полуволновых резонаторов сохраняется [1,2].

Из-за однослойной топологии количество крестообразных резонаторов в составе фильтра ограничено двумя, при дальнейшем наращивании числа слоев структуры, оптимальная передача сигнала между резонаторами, настроенными на одну частоту, становится невозможной, ибо точка пересечения смещается в область больших сопротивлений и согласование теряется.

Результат электромагнитного моделирования фильтра рис.1 показан на рис. 2.

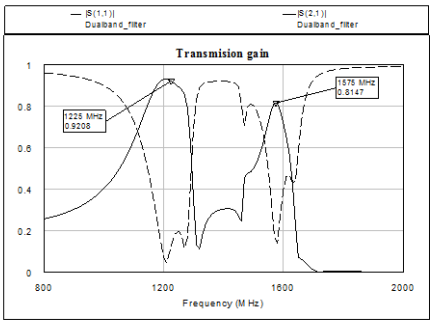


Рис. 2. Частотные характеристики двухполосного фильтра диапазонов L1 и L2.

Fig. 2. Frequency response characteristics of dualband filter for diapasons L1 and L2

Для увеличения числа резонаторов в фильтре была предложена многослойная печатная микрополосковая структура, топология которой представлена на рис.3.

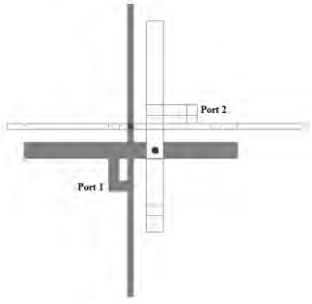


Рис. 3. Топология трехслойного двухполосного фильтра на крестообразных резонаторах.

Fig. 3. Three layer topology of dualband filter based on crossed resonators

В отличии от предыдущей однослойной топологии здесь каждый крестообразный резонатор располагается на своем диэлектрическом слое, а связь между ними осуществляется через металлизированные отверстия, проходящие через средний слой подложки в точках пересечения настроенных на одинаковые резонансные частоты полуволновых резонаторов, где импеданс близок к волновому сопротивлению линии передачи, образующий данный полуволновый резонатор. Такая топология позволяет наращивать порядок фильтра, который определяется числом слоев микрополосковой подложки (МПП), ибо всегда можно найти оптимальную точку подключения последующего резонатора к предыдущему. Сигнал в каждом из портов снимается относительно нижней металлизации МПП.

Результат электромагнитного моделирования такой структуры представлен на рис. 4.

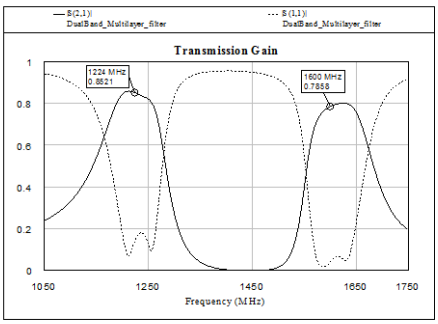


Рис. 4. Результат ЭМ-моделирования крестообразного двухполосного фильтра на МПП.

Fig. 4.Three layer dualband filter EM-simulation

Выигрышем такой структуры также является уменьшение габаритных размеров фильтра, топология которого может быть сформирована более компактным образом, чем в случае с однослойной топологией при использовании одного и тоже диэлектрического материала. Более того, для устранения нечетных мод Т – волны в многослойной МПП можно использовать дополнительные сквозные отверстия, расположенные в точках пересечения полуволновых резонаторов, образующих крестообразный резонатор, и заземленные к экрану.

Недостатком этого решения для топологии является необходимость увеличивать толщину промежуточных слоев подложки, на которых расположены крестообразные резонаторы, чтобы уменьшить взаимосвязь полуволновых резонаторов различных частот. Уменьшить взаимосвязь крестообразных резонаторов возможно при использовании МПП с двумя экранами.

III. Заключение

В данной работе представлены два новых решения реализации двухполосного фильтра высокого порядка на крестообразных резонаторах как в однослойном, так и объемном исполнениях.

IV. References

[1] Кершис С.А. Многочастотные резонаторы и фильтры на их основе/ С.А. Кершис // Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ".— 2012.— №9.— стр. 3-7.

[2] Гомонова А.И., Кершис С.А. Микрополосковые резонаторы с некратными частотами и полосовые фильтры на их основе./Труды конференции «Микроэлектроника СВЧ», июнь 4-7,2012, Санкт-Петербург, Т.2., С.56-61.

[3] Zhang, R. Synthesis and Design of Wideband Dual-Band Bandpass Filters With Controllable In-Band Ripple Factor and Dual-Band Isolation / IEEE Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions. 2013. vol.61. no. 5. pp. 1820 - 1828.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

TWO-CHANNEL MICROWAVE CONTROL DEVICES FOR CORRECTION OF AMPLITUDE-PHASE CHARACTERISTICS OF THE MICROWAVE SIGNALS

Fedorov V. N.[1], Malyutin N. D.[2]
[1]*North-Eastern Federal University*
[2]*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*
40, Lenin ave., Tomsk, 634050, Russia
e-mail: fvnsvfu@mail.ru, ndm@main.tusur.ru

Abstract — The dual-channel microwave control devices based on coupled lines are considered. The possibility of dynamic correction amplitude and phase characteristics when adjusting the parameters of lumped elements included in coupled lines segments that form a control channel is shown.

ДВУХКАНАЛЬНЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ СИГНАЛОВ

Федоров В. Н[1]., Малютин Н. Д.[2]
[1]*Северо-Восточный федеральный университет*
[2]*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
Пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
e-mail: e-mail: fvnsvfu@mail.ru, ndm@main.tusur.ru

Аннотация — Рассмотрены двухканальные управляемые устройства СВЧ на связанных линиях. Показана возможность динамической коррекции амплитудных и фазовых характеристик при регулировании параметров сосредоточенных элементов, включаемых в отрезки связанных линий, которые образуют канал управления.

I. Введение

Для динамической коррекции амплитудных и фазовых характеристик электронных приборов необходимы высокоскоростные широкополосные аттенюаторы и фазовращатели. В ряде работ было показано появление фильтрующих свойств [1] в связанных линиях (СЛ) с неравными коэффициентами индуктивной k_L и емкостной k_C связи, а также то, что включение в СЛ сосредоточенной неоднородности позволяет регулировать фазовый сдвиг и амплитуду при хорошем согласовании в широкой полосе частот, ограниченной первым резонансом [2].

Пределы изменения фазового сдвига и других параметров в схемах, построенных на основе СЛ, зависят от способа возбуждения связанных линий, теоретически варьируемого от синфазного до противофазного состояния. В работе [3] предложена двухканальная структура секций. Наличие двух каналов, каждый из которых возбуждается отдельным источником ЭДС, открывает новые функциональные возможности управляемых устройств.

Целью данной работы является исследование двухканальных управляемых устройств на основе рассматриваемых секций применительно к решению задачи коррекции амплитудных и фазовых характеристик СВЧ сигналов.

II. Основная часть

Для исследования волновых процессов был рассмотрен быстродействующий аттенюатор, конструкция которого приведена на рис. 1. На рисунке обозначены: 1 – вход канала передачи; 2 – вход канала управления; 3 – выход канала передачи; 4 – выход канала управления; на верхней стороне подложки расположены отрезки связанных линий 5-1 и отрезки линий передачи 6, соединяющие отрезки связанных линий 5-1 канала управления с входом и выходом 2 и 4; на нижней стороне подложки расположены вторые отрезки связанных линий 5-2 и отрезки линий передачи 7, соединяющие линии 5-2 друг с другом и со входом 1 и выходом 3 канала передачи; V1 – регулирующие диоды; R1 – резисторы.

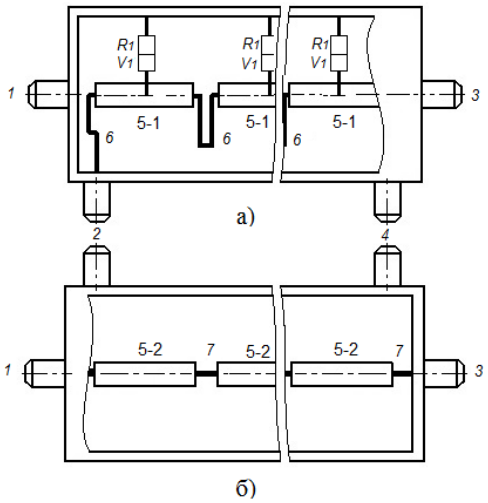


Рис. 1. Аттенюатор СВЧ.

Fig. 1. Microwave attenuator

Устройство содержит в общем случае n-пар отрезков связанных полосковых линий 5-1+5-2. Для плавного управления параметрами секций в качестве регулирующих V1 диодов могут использоваться варикапы. За счет соединения связанных линий 5-1 посредством отрезков линий передачи 6 образуется линия передачи, по которой распространяется волна

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

напряжения управляющего сигнала. Эту линию передачи будем в дальнейшем называть каналом управления, а линию передачи, образованную соединением отрезков 5-2 и 7, – каналом передачи.

Для СВЧ сигнала отрезки 5-1 и 5-2 образуют секции с частичным поглощением энергии в регулирующих элементах (РЭ). Использование СВЧ варикапов в качестве регулирующих диодов V_1 позволяет ограниченно нагружать линии канала управления. В этом случае поглощение энергии происходит целиком на резисторах R_1. При соответствующем подборе параметров структуры устройства и РЭ V_1 и R_1 возникает возможность коррекции амплитудных характеристик СВЧ сигналов. Если R_1 заменить, например, на конденсаторы, то вносимые потери будут минимальны при существенном изменении фазовой скорости бегущей волны в структуре и, следовательно, возникает возможность коррекции фазовых характеристик СВЧ сигналов.

Исследование функциональных возможностей аттенюатора было проведено на основе эквивалентной схемы, изображенной на рис. 2.

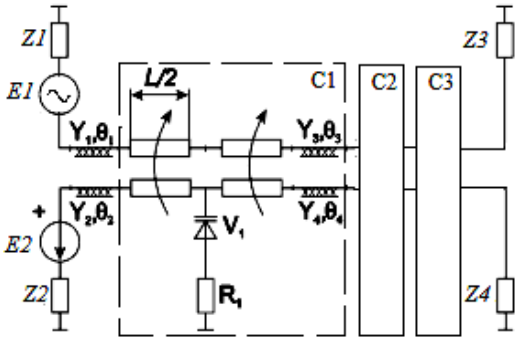


Рис. 2. Эквивалентная схема аттенюатора.

Fig. 2. Equivalent circuit of attenuator

Схема состоит из трех одинаковых управляемых секций (УС) длиной L, которые описываются матрицами передачи восьмиполюсников. Элементы секций – отрезки СЛ, соединительные линии с проводимостями Y_i и электрической длиной $\theta_i = \gamma_i l_i$ (i=1, 2), РЭ описываются своими матрицами. Источник СВЧ колебаний имеет ЭДС *E1*, а управляющее напряжение моделируется *E2*. Нагрузочные сопротивления *Z1*, *Z3* являются, соответственно, входным и выходным сопротивлениями канала передачи СВЧ, Z2, Z4 – эквивалентными входным и выходным сопротивлениями нагрузки канала управления. Матрица передачи быстродействующего аттенюатора $[a]_\Sigma$ находится в виде произведения матриц передач его элементов.

Расчеты в среде Mathcad показали, что использование двухканальной системы позволяет возбудить в УС один тип волн (синфазный или противофазный). Так, для симметричных СЛ ($k_L = k_C$) для возбуждения синфазного типа волн необходимо, чтобы *E1=E2*, а для противофазного типа *E1= –E2*. При изменении проводимости РЭ суммарная падающая мощность P_Σ по всей длине УС не меняется и остается постоянной: $P_\Sigma = P1_{пад} + P2_{пад} = \text{const}$. При этом РЭ не влияет на амплитуды синфазных напряжений. При увеличении проводимости *РЭ* происходит увеличение противофазного тока при соответствующем уменьшении синфазного тока, что означает перераспределение мощности между этими типами волн. Амплитуда сигналов управления в канале управления значительно больше сигналов СВЧ и индуктивность элементов 6 много больше индуктивностей элементов 7. Затухание и амплитуда сигнала управления связаны обратной зависимостью (при U2=0 L_{p1} максимально). Следовательно, в матрице передачи $[a]_\Sigma$ варикапы V_1 можно заменить емкостями. Тогда при расчете рабочих параметров каналов (затухания $L_{p1,2}$, $КСВ_{1,2}$, фазовых сдвигов $\varphi_{1,2}$ и развязки между каналами t_{12} и t_{21}) можно пренебречь влиянием СВЧ колебаний на параметры варикапов.

На рис. 3 показаны результаты экспериментального измерения быстродействия аттенюатора. На рис.3 *а* приведена зависимость управляющего напряжения в канале управления, а на рис. 3 *б* – зависимость затухания в канале передачи.

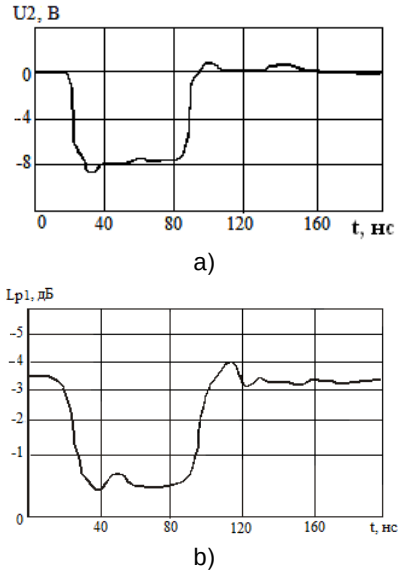


Рис. 3. Экспериментальные измерения: а) зависимость управляющего напряжения U2(t) от времени; б) зависимость затухания L_{p1} от времени в канале передачи.

Fig. 3. Experimental measurement and control voltage dependence U2(t) from time; b) dependence of attenuation of Lp1 channel

III. Заключение

Предложенная схема и конструкция двухканального управляемого устройства на связанных линиях с сосредоточенными регулирующими элементами обеспечивает возможность динамической коррекции амплитудно-фазовых характеристик.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, договор 02.G25.31.0091.

IV. References

[1] Zysman G.I. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium / G.I. Zysman, A.K. Johnson // *IEEE Trans, on MTT*.– 1969.– Vol. MTT-17, № 10. – P. 753–759.

[2] Vorob'ev P.A., Malyutin N.D. Analysis of the characteristics of coupled strip lines using a nonuniform dielectric with concentrated controlled discontinuities. // *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika*, 1975, 18 (2), pp. 97-99.

[3] Федоров В.Н. Исследование волновых процессов в связанных полосковых линиях и разработка на их основе быстродействующих аттенюаторов и динамических корректоров: автореф. дис. … канд. техн. наук / В.Н. Федоров. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 1999 – 26 с.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE ANALYSIS OF PLASMONIC CRYSTALS AND LOCALIZED PLASMONS BY THE METHOD OF VOLUME INTEGRAL EQUATIONS

Davidovich M. V.
Saratov State University n. a. N. G. Chernyshevsky
83, Astrakhanskaya st., Saratov,110012, Russian Federation
Ph.: (845) 2514562, e-mail: davidovichmv@info.sgu.ru

Abstract — Volume integral and integrodifferential equations describing oscillations of localized plasmons, dielectric resonators and waves in plasmonic and photonic crystals are considered. The methods of conversion equations, algorithms based on them, and a number of results for complex resonant frequencies, and for the band structures have been obtained on the basis of such algorithms.

АНАЛИЗ ПЛАЗМОННЫХ КРИСТАЛЛОВ И ЛОКАЛИЗОВАННЫХ ПЛАЗМОНОВ МЕТОДОМ ОБЪЕМНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Давидович М. В.
ФГБОУ ВПО Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
ул. Астраханская,82, Саратов, 110012, Россия
тел.: (845) 2514562, e-mail: davidovichmv@info.sgu.ru

Аннотация — Рассмотрены объемные интегральные и интегродифференциальные уравнения, описывающие колебания локализованных плазмонов и диэлектрических резонаторов, а также волны в плазмонных и фотонных кристаллах из указанных элементов. Приведены методы преобразования уравнений, алгоритмы на их основе и получен ряд результатов для комплексных резонансных частот и для зонных структур, полученных на основе таких алгоритмов.

I. Введение

Объемные интегральные уравнения (ИУ) рассмотрены в ряде работ [1–4] и весьма успешно использовались для моделирования свойств диэлектрических резонаторов (ДР), для дифракции на диэлектрических телах и моделирования фотонных кристаллов. Для задач фотоники и плазмоники их использование существенно менее выражено, хотя они являются весьма мощным инструментом. Анализ ДР осуществлялся и с использованием поверхностных ИУ, а также на основе приближенных моделей. Обобщение на магнитодиэлектрические тела не вызывает трудностей и просто сводится к учету магнитного тока поляризации. Имеется достаточно много форм ИУ. В работе рассмотрены методы преобразования ИУ в ИДУ и наоборот.

Проявление заново интереса к объемным ИУ в последнее время связано с наноплазмоникой, в частности, с удобством описания на основе ИУ локализованных плазмонов и плазмонных кристаллов (ПК). Обычно для анализа плазмонов используются приближенные квазистатические уравнения. Целью работы является рассмотрение различных типов основанных на уравнениях Максвелла объемных ИУ (в том числе и нагруженных поверхностными интегралами) для моделирования свойств локализованных плазмонов (ЛП), ДР, ПК и фотонных кристаллов (ФК). Рассмотрены вопросы возбуждения и распространения обратных волн в искусственных средах (метаматериалах).

II. Основная часть

Рассмотрим гармонические процессы в диэлектрических телах объема *V* с поверхностью *S*. Комплексную (спектральную) диэлектрическую проницаемость (ДП) $\varepsilon(\omega)=\varepsilon'(\omega)-i\varepsilon''(\omega)$ в общем случае считаем зависящей от координаты **r**. На резкойгранице ДП терпит скачок: $\varepsilon^{-}(\omega,\mathbf{r})\neq\varepsilon^{+}(\omega,\mathbf{r})=1$, $\mathbf{r}\in S$. При этом терпит скачок и нормальная компонента: $E_n^-\varepsilon^- = E_n^+$. На границе имеется поверхностная плотность связанных зарядов. Для диэлектрических включений в некой недиспергирующей среде с ДП $\tilde{\varepsilon}$ соотношениях следует сделать замены $k_0\to k_0\sqrt{\tilde{\varepsilon}}$, $\varepsilon-1\to\varepsilon-\tilde{\varepsilon}$, где $k_0=\omega/c$. Уравнения Максвелла удобно записать так:

$$-ik_0\mathbf{E}+\nabla\times\mathbf{H}=\mathbf{J}_0+ick_0(\varepsilon-1)\mathbf{E}=\mathbf{J},$$
$$-ik_0\mathbf{H}-\nabla\times\mathbf{E}=0. \qquad (1)$$

Здесь $\mathbf{J}=\mathbf{J}_0+\mathbf{J}_p$ – полная плотность электрического тока, состоящая из плотностей стороннего тока $\mathbf{J}_0$ и тока поляризации $\mathbf{J}_p=i\omega\varepsilon_0(\varepsilon-1)\mathbf{E}$. Сторонний ток $\mathbf{J}_0$ создает стороннее поле $\mathbf{E}_0$, $\mathbf{H}_0$. Полное поле есть сумма стороннего и дифрагируюшего полей: $\mathbf{E}=\mathbf{E}_0+\mathbf{E}_d$, $\mathbf{H}=\mathbf{H}_0+\mathbf{H}_d$. Уравнения для сторонних полей следуют из (1) при отсутствии тела, т.е. при ε=1. Однородные уравнения ($\mathbf{J}_0=0$) описывают собственные колебания объема или ДР.

Решение (1) можно получать на основе использования электрического поля, магнитного поля, а также различных потенциалов. Ввводя электрический вектор-потенциал, удовлетворяющий уравнению

$$\hat{D}\mathbf{A}\equiv\left(\nabla^2+k_0^2\right)\mathbf{A}=-\mathbf{J}, \qquad (2)$$

с представлением полей $\mathbf{E}=-iZ_0\left(k_0+k_0^{-1}\nabla\otimes\nabla\right)\mathbf{A}$, $\mathbf{H}=\nabla\times\mathbf{A}$, получаем

$$\mathbf{A}(\mathbf{r})=\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\mathbf{J}(\mathbf{r}')d^3r' \qquad (3)$$

где $Z_0=\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$, $\nabla\otimes\nabla\equiv\nabla\nabla\cdot\equiv grad(div)$, а G - скалярная функция Грина (ФГ) свободного пространства. Интегрирование в (3) идет по всему объему, где плотность тока отлична от нуля. Пусть сторонний тока расположен в объеме V_0, который не пересекается с *V*. Тогда $V=V_0+V$. Сразу имеем

$$\mathbf{E}_d(\mathbf{r})=\left(k_0^2+\nabla\otimes\nabla\right)\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)(\varepsilon(\mathbf{r}')-1)\mathbf{E}(\mathbf{r}')d^3r' \qquad (4)$$

$$\mathbf{H}_d(\mathbf{r})=\nabla\times\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)(\varepsilon(\mathbf{r}')-1)\mathbf{E}(\mathbf{r}')d^3r'. \qquad (5)$$

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Это основные ИУ теории дифракции на диэлектрических телах [1–4]. Учитывая, что $\mathbf{E}=\mathbf{E}_0+\mathbf{E}_d$, $\mathbf{H}=\mathbf{H}_0+\mathbf{H}_d$, получим ИУ для определения полных полей. Подставляя в их правые части $\mathbf{E}=\mathbf{E}_0+\mathbf{E}_d$, получим ИУ для определения полей дифракции:

$$\mathbf{E}_d(\mathbf{r})=\mathbf{E}_{0d}(\mathbf{r})+\left(k_0^2+\nabla\otimes\nabla\right)\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)(\varepsilon(\mathbf{r}')-1)\mathbf{E}_d(\mathbf{r}')d^3r' \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_d(\mathbf{r})=\mathbf{H}_{0d}(\mathbf{r})+\nabla\times\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)(\varepsilon(\mathbf{r}')-1)\mathbf{E}_d(\mathbf{r}')d^3r' \quad (7)$$

где обозначено

$$\mathbf{E}_{0d}(\mathbf{r})=\left(k_0^2+\nabla\otimes\nabla\right)\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)(\varepsilon(\mathbf{r}')-1)\mathbf{E}_0(\mathbf{r}')d^3r', \quad (8)$$

$$\mathbf{H}_{0d}(\mathbf{r})=\nabla\times\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)(\varepsilon(\mathbf{r}')-1)\mathbf{E}_0(\mathbf{r}')d^3r'. \quad (9)$$

В целях компактности записи удобно ввести обозначения $L\equiv k_0^2+\nabla\otimes\nabla$ для дифференциального оператора и $\chi(\mathbf{r})=\varepsilon(\mathbf{r})-1$ для восприимчивости (поляризуемости). Несколько типов ИДУ можно сформулировать и для потенциалов, например,

$$\mathbf{A}(\mathbf{r})=\mathbf{A}_0(\mathbf{r})+\mathbf{A}_d(\mathbf{r})=\mathbf{A}_0(\mathbf{r})+\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\chi(\mathbf{r}')\hat{L}'\mathbf{A}(\mathbf{r}')d^3r'. \quad (10)$$

Волновые уравнения для полей можно записать в форме (2). Если вместо **A** взять **E**, то для этого следует в (2) заменить $\mathbf{J}\to\mathbf{M}^e=-i\omega\mu_0\mathbf{J}+(i\omega\varepsilon_0)^{-1}\nabla\nabla\cdot\mathbf{J}$. Аналогично для магнитного поля имеем замену $\mathbf{J}\to\mathbf{M}^h=\nabla\times\mathbf{J}$. Отсюда следуют соотношения

$$\mathbf{E}(\mathbf{r})=\int_{\tilde{V}} G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\mathbf{M}^e(\mathbf{r}')d^3r',\ \mathbf{H}(\mathbf{r})=\int_{\tilde{V}} G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\mathbf{M}^h(\mathbf{r}')d^3r'. \quad (11)$$

Они позволяют получить новые формы ИДУ. Выделив сторонние токи и токи поляризации, имеем $\mathbf{M}^e=\mathbf{M}_0^e+\mathbf{M}_d^e$, $\mathbf{M}^h=\mathbf{M}_0^h+\mathbf{M}_d^h$, где $\mathbf{M}_d^e=k_0^2\chi\mathbf{E}+\nabla\nabla\cdot(\chi\mathbf{E})$ и $\mathbf{M}_d^h=i\omega\varepsilon_0\nabla\times(\chi\mathbf{E})$. В правых частях (11) выделяются поля $\mathbf{E}_0,\mathbf{E}_d$ и $\mathbf{H}_0,\mathbf{H}_d$, где

$$\mathbf{E}_d(\mathbf{r})=\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\left(k_0^2+\nabla'\nabla'\cdot\right)[\chi(\mathbf{r}')\mathbf{E}(\mathbf{r}')]d^3r', \quad (12)$$

$$\mathbf{H}_d(\mathbf{r})=i\omega\varepsilon_0\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\nabla'\times[\chi(\mathbf{r}')\mathbf{E}(\mathbf{r}')]d^3r'. \quad (13)$$

Эти уравнения также можно преобразовать, например, подставив в (13) $\mathbf{H}_d=i\nabla\times\mathbf{E}/k_0$. Это же можно проделать и с уравнением (5). Получать ИДУ с дифференциальными операторами более чем второго порядка не целесообразно. В задаче о колебаниях ДР имеем $\mathbf{J}_0=0$, $\mathbf{E}_0=0$, $\mathbf{H}_0=0$. В этом случае $\mathbf{E}_d=\mathbf{E}$, $\mathbf{H}_d=\mathbf{H}$, и индекс *d* будем опускать.

На рис. 1 приведены результаты моделирования прямоугольного ДР. Простейший способ преобразования ИУ заключается в использовании уравнений Максвелла. Так, действуя оператором ротор на (5), получим ИУ

$$\mathbf{E}(\mathbf{r})=\varepsilon^{-1}\mathbf{E}_0(\mathbf{r})+(ik_0\varepsilon)^{-1}\nabla\times\nabla\times\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\chi(\mathbf{r}')\mathbf{E}(\mathbf{r}')d^3r'.$$

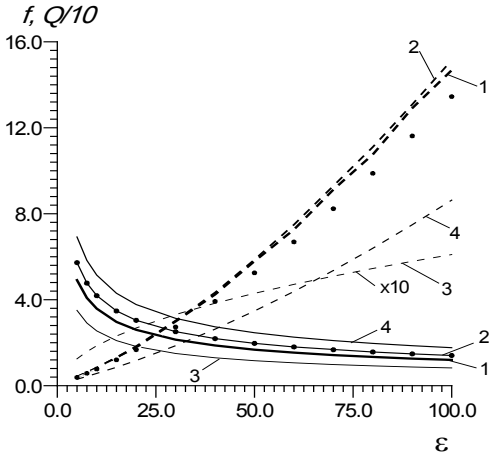


Рис. 1. Резонансные частоты (—) и добротности Q (- - -) прямоугольного ДР.

Fig. 1. The resonant frequencies and Q-factor of rectangular DR

Если же выразить магнитные поля через электрические, то будет ИДУ

$$\nabla\times\mathbf{E}(\mathbf{r})=\nabla\times\mathbf{E}_0(\mathbf{r})-ik_0\nabla\times\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\chi(\mathbf{r}')\mathbf{E}(\mathbf{r}')d^3r'.$$

ИДУ получаем и при подстановке в (5) под интеграл $\mathbf{E}=i(\mathbf{J}_0-\nabla\times\mathbf{H})/(k_0\varepsilon)$ или эквивалентные выражения $\mathbf{E}=\mathbf{E}_0/\varepsilon-i\nabla\times(\mathbf{H}-\mathbf{H}_0)/(k_0\varepsilon)$, $\mathbf{E}=\mathbf{E}_0+\mathbf{E}_d$. Заметим, что

$$\mathbf{E}_d=(ik_0\varepsilon)^{-1}[\nabla\times(\mathbf{H}-\mathbf{H}_0)-ik_0(\varepsilon-1)\mathbf{E}_0].$$

Рассмотрим перенос операции дивергенции в (4). Опуская аргументы, имеем

$$\nabla\cdot[G\chi\mathbf{E}]=-\chi\mathbf{E}[\nabla' G]=-\nabla'\cdot[G\chi\mathbf{E}]+G\nabla'\cdot[\chi\mathbf{E}],$$

поэтому на основе теоремы о дивергенции (Гаусса) получаем

$$\nabla\otimes\nabla\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\chi(\mathbf{r}')\mathbf{E}(\mathbf{r}')d^3r'=-\nabla\oint_S G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\chi(\mathbf{r}')\mathbf{n}(\mathbf{r}')\cdot\mathbf{E}(\mathbf{r}')d^2r'+$$
$$+\nabla\int_V G(\mathbf{r}-\mathbf{r}',k_0)\nabla'\cdot[\chi(\mathbf{r}')\mathbf{E}(\mathbf{r}')]d^3r'.$$

III. Заключение

1. Рассмотрены объемные ИУ и ИДУ для ДР, локализованных плазмонов и плазмонных кристаллов, а также методы их преобразования.

2. Приведены результаты моделирования различных структур: ДР, плазмонов и ФК.

IV. References

[1] Müller C. Foundation of the mathematical theory of electromagnetic waves. Berlin, Springer-Verlag, 1969. 354 p.

[2] Khizhnyak N.A. *Integralnye uravneniya makroskopicheskoi elektrodinamiki* [*Integral equations of macroscopic electrodynamics*]. Kiev: Naukova Dumka, 1986. 280 p.

[3] *Computer techniques for electromagnetics*. Ed. by R. Mittra. Oxford-N.Y.-Toronto-Sydney-Braunschweig, Pergamon Press, 1977. 486 p.

[4] Davidovich M.V. *Iterachionnye metody dlya resheniya zadach electrodinamiki* [*Iterative methods for solving problems of electrodynamics*]. Saratov, Saratov University Press, 2014. 240 p.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INVESTIGATION OF AN ULTRA-SHORT PULSED CAPACITOR MODEL

Nazarov M. A., Semyonov E. V.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin ave., Tomsk, Tomsk reg., 634050, Russian Federation, e-mail: mnaz90@mail.ru

Abstract — We have found that the energy dissipation in the 1.5 uF 25 V capacitor with X7R dielectric type at impact the baseband signal is 93.8 uJ, and calculated energy dissipation according to the classical model of the capacitor is 4.2 uJ. The ultra-short pulse method for measuring of characteristics the capacitor under the influence of the baseband signal was used. We have developed a library element of ultra-short pulsed capacitor model in the program AWR Design Environment, which allows to adequately simulate the power dissipated in the capacitor when impact of baseband signal.

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОЙ МОДЕЛИ КОНДЕНСАТОРА

М. А. Назаров, Э. В. Семенов
ФГБОУ ВПО ТУСУР, 634050, г.Томск, Томская обл., пр. Ленина, 40
e-mail: mnaz90@mail.ru

Аннотация — Нами было установлено, что энергия, рассеиваемая на конденсаторе с диэлектриком типа X7R емкостью 1,5 мкФ × 25 В, при воздействии видеоимпульсным сигналом составляет 96 мкДж, а рассчитанная по классической модели конденсатора составляет 4.2 мкДж. Был использован сверхкороткоимпульсный метод (СКИ-метод) для измерения характеристик конденсатора при воздействии видеоимпульсным сигналом. Разработан библиотечный элемент сверхкороткоимпульсной модели конденсатора в программе AWR Design Environment, позволяющий адекватно моделировать работу конденсатора при сверхкороткоимпульсном воздействии. Показано, что по СКИ-модели рассеиваемая мощность составляет 93 мкДж.

I. Введение

В настоящее время актуально определение тепловых режимов работы конденсаторов (рассеивае-мой мощности) в связи с тенденцией к сокращению их габаритов, что в свою очередь приводит к большим тепловыделениям [1]. Широкое применение также получили импульсные источники питания, КПД которых ограничен рассеиваемой на конденсаторах мощностью.

Нами было установлено, что энергия, рассеиваемая на конденсаторе с диэлектриком типа X7R емкостью 1,5 мкФ с номинальным напряжением 25 В типоразмера 0805, при воздействии видеоимпульсным сигналом (рис. 4, кривая *4*) составляет 96 мкДж, а рассчитанная по классической модели конденсатора (рис. 1, а) [2] составляет 4.2 мкДж (энергия определя-лась выражением: $E = \int i(t)u(t)dt$, где $i(t)$, $u(t)$ – зависимости мгновенных значений тока и напряжения от времени).

Цель данной работы – рассмотреть новую модель конденсатора, позволяющую адекватно рассчитывать мощность релаксационных потерь при импульсном воздействии.

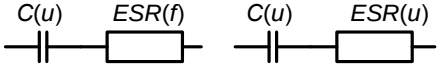
II. Модель конденсатора при воздействии сверхкороткоимпульсным сигналом

Будем использовать новый метод для измерения характеристик конденсатора при воздействии видеоимпульсным сигналом [3, 4]. В рамках данного метода записываются дважды уравнения Кирхгофа для эквивалентной схемы рис. 1, б для фронта и спада тестового импульса, из которых затем опре-деляются нелинейные емкость $C(u)$ и эквивалентное последовательное сопротивление $ESR(u)$.

Нами был разработан библиотечный элемент сверхкороткоимпульсной модели конденсатора в программе AWR Design Environment. Емкость в данной модели определяется нелинейным конденсатором, модель которого уже имеется в САПР. Нелинейное сопротивление зависит от напряжения на конденсаторе в целом. Такого элемента в AWR Design Environment нет. Имеется модель источника тока, управляемого напряжением. Её и будем использовать. Поэтому модель сопротивления будет определяться: $i(u, u_R) = u_R / ESR(u)$, где $ESR(u)$ – эквивалентное последовательное сопротивление, а u_R – напряжение на ESR. Ток в данной модели рассчитывается выражением:

$$i(u,u_R) = A_1u + A_2uu_R + A_3uu_R^2 + A_4uu_R^3.$$

Таким образом зависимость $ESR(u)$ интерполируется полиномом третьей степени, а коэффициенты полинома A_1–A_4 определяются по методу наименьших квадратов.



а) *б)*

Рис. 1. Эквивалентные схемы замещения конденсатора: а) по результатам квазистатических измерений; б) по результатам сверхкороткоимпульсных измерений.

Fig. 1. Capacitor equivalent circuit: a) results of quasi-static measurement; b) results of ultra-short pulsed measurements

III. Экспериментальные исследования

В качестве объекта были выбраны два керамических конденсатора из одной партии с диэлектриком типа X7R емкостью 1,5 мкФ с номинальным напряжением 25 В типоразмера 0805.

Будем воздействовать на конденсатор видеоимпульсным сигналом (рис. 4, кривая *4*) и измерим ток через конденсатор (рис. 4, кривая *1*). По выражению $E = \int i(t)u(t)dt$ получим поглощаемую энергию 96 мкДж.

Измерение $C(u)$ квазистатическим методом осуществим при постоянном смещении, лежащим в интервале напряжений импульсного сигнала от 0 до 20 В. Измерение $ESR(f)$ осуществим в области частот, перекрывающей основной лепесток спектра видеоимпульсного сигнала (рис. 3, кривая 3). На рис. 2, кривая *2* приведена вольтфарадная характеристика (ВФХ), а на рис. 3, кривая *1* – зависимость $ESR(f)$,

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

измеренные квазистатическим методом (Agilent E4980A). С использованием модели рис. 1, *а* по данным характеристикам промоделируем ток (рис. 4, кривая *3*), протекающий через конденсатор при видеоимпульсном воздействии и рассеиваемую на конденсаторе мощность (рис. 5, кривая *2*). Получим поглощаемую энергию 4.2 мкДж. Таким образом, рассеиваемая энергия, рассчитанная по квазистатической модели (рис. 1, *а*) при видеоимпульсном воздействии, значительно отличается от поглощаемой энергии, рассчитанной по результатам прямых измерений тока и напряжения.

Измерим ВФХ (рис. 2, кривая *1*) и зависимость *ESR*(*u*) СКИ-методом [3] при воздействии сигналом, изображенным на рис. 4, кривая *4*. С использованием модели рис. 1, *б*, промоделируем ток (рис. 4, кривая *2*), протекающий через конденсатор, при видеоимпульс-ном воздействии по измеренным характеристикам и рассеиваемую на конденсаторе мощность (рис. 5, кривая *1*). Получим поглощаемую энергию 93 мкДж. Эти результаты гораздо лучше соответствуют экспериментальным.

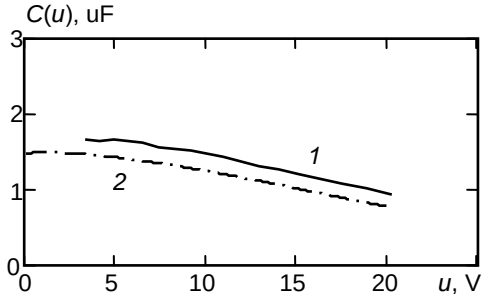


Рис. 2. Вольтфарадная характеристика, измеренная СКИ-методом (1), и квазистатическим методом (2).

Fig. 2. Capacitance-voltage characteristic measured by the ultra-short pulsed method (1), and quasi-static method (2)

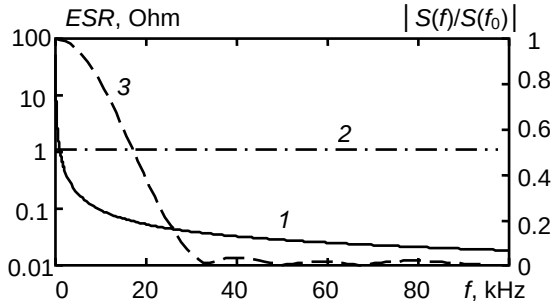


Рис. 3. Зависимость ESR от частоты: квазистатическое измерение (1), сверхкороткоимпульсное измерение (2) и нормированный модуль спектра тестового сигнала (3).

Fig. 3. The frequency dependence of the ESR: quasistatic measurement (1), ultra-short pulse measurement (2), normalized modulus of the test signal spectrum (3)

Сверхкороткоимпульсный параметр *ESR* (рис. 3, кривая *2*) не зависит от частоты и слабо зависит от напряжения. Квазистатический параметр *ESR*, падает с ростом частоты. В значительной области спектра сигнала (рис. 3, кривая *3*) параметр *ESR*, измеренный квазистатическим методом (рис. 3, кривая *1*), имеет меньшее значение по сравнению с *ESR*, измеренным сверхкороткоимпульсным методом. Это обстоятельст-во объясняет различия в рассеиваемых мощностях, рассчитанных разными методами.

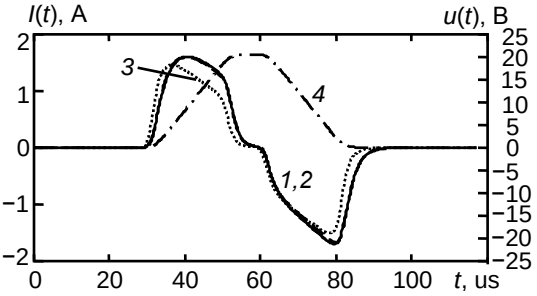


Рис. 4. Ток через конденсатор: измеренный СКИ-характериографом и рассчитанный по СКИ-модели (1,2), рассчитанный по квазистатической модели (3); зависимость импульсного напряжения от времени (4).

Fig. 4. Current versus time: measured by ultra-short pulse curve tracer and calculated according to ultra-short pulse model (1,2), calculated using the quasistatic model (3); pulse voltage versus time (4)

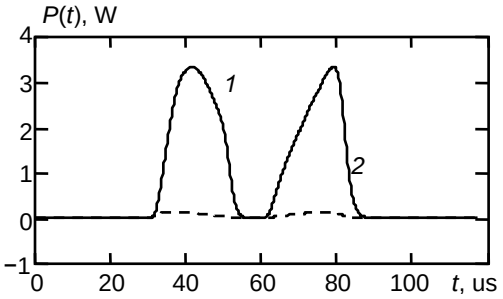


Рис. 5. Зависимость мощности потерь от времени: смоделированной по данным, измеренным СКИ-характериографом (1) и прибором Agilent E4980A (2).

Fig. 5. Power loss versus time: measured by ultra-short pulsed method (1) and modeled from data measured by instrument Agilent E4980A (2)

IV. Заключение

Показано, что сверхкороткоимпульсная модель конденсатора позволяет лучше моделировать мощность релаксационных потерь при воздействии видеоимпульсным сигналом. При воздействии видеоимпульсным сигналом мощность, рассеиваемая на конденсаторе, составляет 3.3 Вт, а по результатам квазистатических измерений 0.14 Вт.

V. References

[1] Mezenin O.L. Spravochnik po raschetu rezhimov raboty jelektricheskih kondensatorov [Manual for the calculation of modes of electrical capacitors]. Kiev, Tehnika, 1987. 168 p.

[2] Series capacitor model. Available at: http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/254095/MURATA/GRM21BR71E225K.html (accessed 6 May 2015).

[3] *Семенов Э.В.* Патент 2498326 (РФ). Метод измерения вольтамперных и вольтфарадных характеристик сверхкоротким импульсом. Опубл. в Б. И., 2012. № 31.

[4] Nazarov M.A., Semyonov E.V. Absolute calibration of nonlinear ultra-short pulse meter of current-voltage and capacitance-voltage characteristics. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravlenija i radiojelektroniki*, 2013, № 3 (29), pp. 38-42.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

DESIGNING OF TWO BAND-STOP WAVEGUIDE FILTERS FOR A X-BAND TRANSCEIVING ANTENNA FEEDER

Plastikov A. N.
JSC "Special Research Bureau of Moscow Power Engineering Institute" (JSC "OKB MEI")
14, Krasnokazarmennaya str., Moscow 111250, Russia
Ph.: +7 (495) 362-56-52, e-mail: secretary@okbmei.ru, plastikov@okbmei.ru

Abstract — Calculated results of designing of two waveguide bandstop filters developed for a X-band transceiving antenna feed are presented. The filters are based on the E-plane short-circuited stubs and have a topology with a symmetry plane located in the transverse cross-section of a rectangular waveguide. The filters ensure an attenuation in the stopband of more than 100 dB and a reflection coefficient in the passband of less than -40 dB. For one of the filters, the stubs with electrical length of about 3/4 wavelength are used instead of more usual quarter wavelength stubs in order to obtain a higher slope of a transmission curve. An algorithm for optimizing characteristics of such type of bandstop filters is suggested.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА X-ДИАПАЗОНА

Пластиков А. Н.
ОАО «Особое конструкторское бюро Московского энергетического института» (ОКБ МЭИ)
ул. Красноказарменная,14, Москва, 111250, Россия
тел.: +7 (495) 362-56-52, e-mail: secretary@okbmei.ru, plastikov@okbmei.ru

Аннотация — Приведены результаты численного проектирования двух волноводных режекторных фильтров *X*-диапазона для фидерного тракта приемо-передающей антенной системы. Фильтры построены на использовании *E*-плоскостных короткозамкнутых шлейфов и обеспечивают затухание в полосе заграждения более 100 дБ и коэффициент отражения в полосе пропускания не хуже -40 дБ. Для обеспечения более высокой крутизны кривой коэффициента передачи, в одном из фильтров использованы шлейфы длиной около 3/4 длины волны вместо используемых обычно четвертьволновых шлейфов. Описан алгоритм оптимизации характеристик фильтров данного класса.

I. Введение

Волноводные режекторные фильтры, основанные на использовании четвертьволновых короткозамкнутых шлейфов, потенциально обладают высокими радиотехническими характеристиками, не имеют элементов настройки и являются достаточно технологичными, вследствие чего находят применение в фидерных трактах различных приемо-передающих систем. В работе [1] приведены результаты моделирования фильтров данного класса, однако не описана сама методика проектирования таких фильтров.

В данной работе приведены расчетные результаты проектирования двух режекторных фильтров *X*-диапазона для разрабатываемой в настоящее время в ОАО «ОКБ МЭИ» зеркальной антенной системы с диаметром зеркала 32 м. На основе опыта, полученного в процессе данной разработки, даны рекомендации по проектированию волноводных фильтров данного класса. Расчеты проведены в программе *TAMIC-E* [2], разработанной для электродинамического анализа *E*-плоскостных квазипланарных волноводных СВЧ устройств на основе метода импедансных сеток [3] с треугольными элементами разбиения в приближении отсутствия потерь в металле.

II. Основная часть

На рис. 1 изображена топология модели режекторного фильтра, разработанного для размещения в приемном тракте антенно-фидерного устройства, в плоскости вектора *E*. Фильтр построен на основе прямоугольного волновода сечением 28,5 мм x 12,6 мм. По аналогии с рассмотренными в [1] конструкциями, фильтр образуется двумя одинаковыми частями – «половинами», которые в нашем случае состоят из трех четвертьволновых запирающих шлейфов и одной согласующей секции, представляющей собой ступенчатое изменение узкой стенки волновода. Расчетные характеристики всего фильтра и одной его «половины» представлены на рис. 2, где также обозначено положение полосы пропускания (ПП) и полосы заграждения (ПЗ) для данного фильтра. Отношение между ближайшими граничными частотами ПЗ и ПП невелико и равно около 1,16. Заметим, что затухание фильтра в ПЗ, выраженное в децибелах, в два раза выше затухания, обеспечиваемого одной его «половиной».

В процессе проектирования этого фильтра мы эмпирическим путем пришли к использованию алгоритма оптимизации его характеристик, состоящего из следующих пяти последовательных этапов:

1. Топологический синтез «половины» фильтра без секций согласования с оптимизацией характеристик в ПЗ. В числе прочего, на данном этапе определяется необходимое число шлейфов.
2. Введение в модель «половины» фильтра секций согласования и оптимизация характеристик в ПП. При этом искажаются характеристики фильтра в ПЗ.
3. Совместная оптимизация заграждающей и согласующей секций «половины» фильтра для одновременного обеспечения требуемого затухания в ПЗ и хорошего согласования в ПП.
4. Объединения двух «половин» в конструкцию итогового фильтра. На данном этапе производится выбор расстояния между ними (подбор их точки включения).
5. Оптимизация фильтра по всем переменным, задающим его геометрию, с целью обеспечения требуемых характеристик в ПП и ПЗ. Данный этап выполняется, если после объединения двух половинок фильтра на предыдущем этапе не удается достичь требуемых характеристик одновременно в полосах пропускания и заграждения. Если в процессе выпол-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

нения данного этапа не удается достичь требуемых характеристик, то следует вернуться назад к этапам 1 или 2, изменить топологию фильтра и заново выполнить последующие этапы алгоритма уже для выбранной модифицированной топологии.

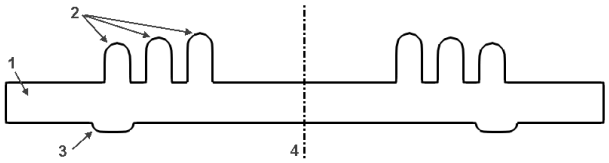


Рис. 1. Сечение модели фильтра приемного канала: 1 – прямоугольный волновод, 2 – четвертьволновые шлейфы, 3 – согласующая секция, 4 – плоскость симметрии.

Fig. 1. Cross-section of the filter for a receiving path: 1 – rectangular waveguide, 2 – quarter wavelength stubs, 3 – matching section, 4 – symmetry plane

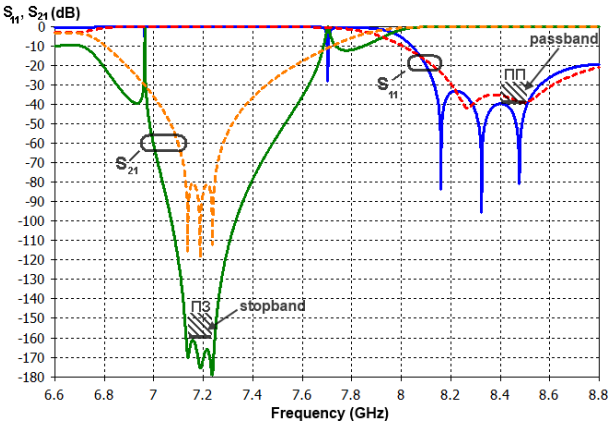


Рис. 2. Частотные характеристики фильтра приемного канала: сплошные кривые – фильтр, пунктир – «половина» фильтра.

Fig. 2. Transmission and reflection coefficients of the filter from Fig. 1: solid curves correspond to the whole filter; dotted curves correspond to one half of the filter

Заметим, что при реализации подобного последовательного подхода на этапах 3 и 5, которые могут являться наиболее трудоемкими с точки зрения процедуры численной оптимизации, видится допустимым использование методов оптимизиции, более близких к локальным, чем к глобальным.

На рис. 3 изображена топология модели режекторного фильтра, разработанного для размещения в приемном тракте. Расчетные характеристики фильтра показаны на рис. 4. В данном фильтре использованы короткозамкнутые шлейфы электрической длиной около 3/4 длины волны вместо используемых обычно четвертьволновых шлейфов. Это позволило обеспечить более высокую крутизну кривой коэффициента передачи в области частот, расположенной слева от ПЗ фильтра, и, тем самым, значительно улучшить согласование в ПП даже без введения дополнительных согласующих секций. При этом для такого фильтра описанный выше алгоритм проектирования упрощается за счет исключения этапов 2 и 3. Однако использование таких удлиненных шлейфов ухудшает уровень режекции, в результате чего, при сопоставимых ширинах ПЗ обоих фильтров и одинаковом числе шлейфов, фильтр передающего канала имеет запирание около 110 дБ, что на 50 дБ хуже запирания фильтра приемного канала.

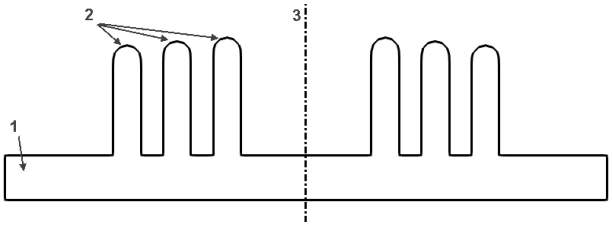


Рис. 3. Сечение модели фильтра передающего канала: 1 – прямоугольный волновод, 2 – шлейфы, 3 – плоскость симметрии.

Fig. 3. Cross-section of the filter for a transmission path: 1 – rectangular waveguide, 2 – ¾ wavelength stubs, 3 – symmetry plane

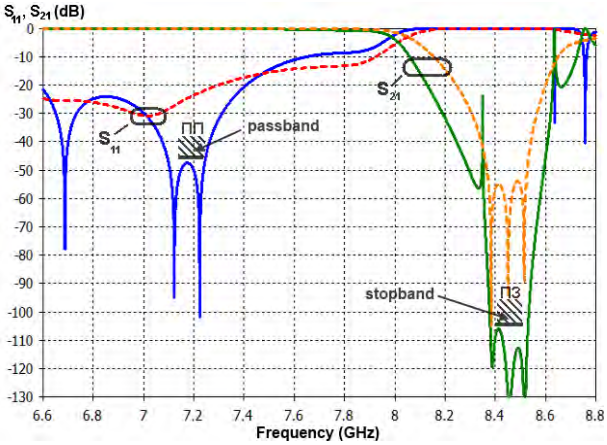


Рис. 4. Частотные характеристики фильтра передающего канала: сплошные кривые – фильтр, пунктир – «половина» фильтра.

Fig. 4. Transmission and reflection coefficients of the filter from Fig. 3: solid curves correspond to the whole filter; dotted curves correspond to one half of the filter

III. Заключение

Описан полученный эмпирическим путем алгоритм оптимизации волноводных режекторных фильтров, топология которых состоит из двух одинаковых частей. Спроектированы два режекторных фильтра X-диапазона, обеспечивающие затухание в полосе заграждения более 100 дБ и коэффициент отражения в полосе пропускания не хуже -40 дБ.

Автор выражает благодарность д.т.н. К.Н. Климову, ОАО «НПО «ЛЭМЗ», за предоставление обучающих материалов и доступа к программе *TAMIC*.

IV. References

[1] Kamichev T. V., Klimov C. N., Sestroretsky B. V., and Ivanov S. A. Proektirovanie rezhektornyh volnovodnyh fil'trov dlja dipleksera stancij “Indija” [Designing of bandstop waveguide filters for a duplexer for the station “Indija”]. *Radiotehnicheskie tetradi*, 2004, vol 30, pp. 20-23.

[2] Kamichev T. V., Klimov C. N., Sestroretsky B. V., and Ivanov S. A. Ispol'zovanie programmnyh sredstv pri pro-ektirovanii dipleksera stancij “Indija” [Using the software for designing of a duplexer for the station “Indija”]. *Radiotehnicheskie tetradi*, 2004, vol 30, pp. 15-19.

[3] Kamichev T. V., Klimov C. N., Sestroretsky B. V., and Ivanov S. A. The 2,5D electromagnetic analysis in time domain mode. *2002 9th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*. Kiev, Ukraine, 2002. pp. 210-212.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

BROADBAND FREQUENCY-SELECTIVE MICROWAVE DEVICES BASED ON PLANAR MODIFIED MUSHROOM METAMATERIALS

Yelizarov A. A.[1], Kukharenko A. S.[2]
[1]*Moscow Institute of Electronics and Mathematics National research University Higher school of Economics, Department of electronic engineering*
Tallinskaya str., 34, Moscow,123458, Russia
*tel: (495)772-95-90*15149, e-mail: a.yelizarov@hse.ru*
[2]*The branch of JSC "United rocket and space Corporation", "Research Institute of space device engineering", Aviamotornaya str., 53, Moscow, 111250, Russia*
tel: (916)156-39-45, e-mail: alex.05@mail.ru

Abstract — The proposed frequency-selective microwave devices based on planar modified mushroom metamaterials, which is either a two-layer topological structure with frequency selective surfaces or layered 3D-structure with an intermediate layer containing open ring resonators. The possibility of expanding the bandwidth boom for such devices from 2 to 6 times.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ СВЧ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ПЛАНАРНЫХ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ГРИБОВИДНЫХ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Елизаров А. А.[1], Кухаренко А. С.[2]
[1]*Московский институт электроники и математики Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики», Департамент электронной инженерии*
Таллинская ул., 34, Москва,123458, Россия
*тел.: (495)772-95-90*15149, e-mail: a.yelizarov@hse.ru*
[2]*Филиал ОАО «Объединенная ракетно-космическая корпорация» «Научно-исследовательский институт космического приборостроения», Авиамоторная ул., 53, Москва, 111250, Россия*
тел.: (916)156-39-45, e-mail: alex.05@mail.ru

Аннотация — Предложены частотно-селективные СВЧ устройства на основе планарных модифицированных грибовидных метаматериалов, представляющие собой либо двухслойные топологические структуры с частотно-селективными поверхностями, либо многослойные объемные структуры с промежуточными слоями, содержащими кольцевые разомкнутые резонаторы. Показана возможность расширения полосы заграждения таких устройств от 2 до 6 раз.

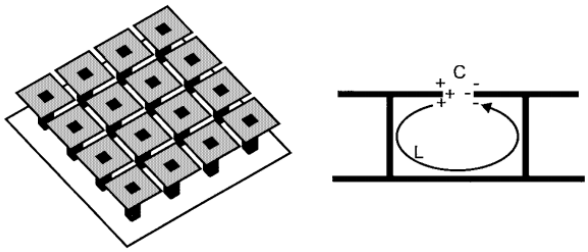
I. Введение

Интерес к исследованию грибовидных метаматериалов (МТМ) обусловлен перспективностью их использования для создания частотно-селективных СВЧ устройств с улучшенными характеристиками, в частности, полосно-заграждающих фильтров для развязки элементов в антенных решетках [1-3].

Наряду с достоинствами частотно-селективных структур на основе грибовидных МТМ, они имеют существенный недостаток – узкую рабочую полосу. В настоящей работе проведен анализ и предложены конструкции СВЧ устройств на основе планарных модифицированных грибовидных структур МТМ, обладающих расширенной полосой заграждения.

II. Основная часть

Планарный экран из МТМ с ячеистой грибовидной структурой впервые описан Сивенпайпером [3]. Распределенные колебательные контуры грибовидного МТМ (рис. 1а) могут быть представлены эквивалентной схемой (рис.1б), содержащей индуктивности, образованные цилиндрическими металлическими ножками, соединенными с экраном, и емкости, сформированные между соседними контурами. Такая конструкция представляет собой линию передачи с отрицательной дисперсией, обладающую отрицательной фазовой скоростью и положительной групповой скоростью. Каждый из идентичных колебательных контуров при изменении геометрических размеров может иметь резонансную частоту от 0,1 до 100 ГГц.



(а) *(б)*

Рис. 1. Грибовидная полосно-заграждающая структура (а) и образование эквивалентных индуктивности и емкости между соседними контурами структуры (б).

Fig. 1. Mushroom band-rejection structure (a) and equivalent inductance and capacitance between adjacent circuits of the structure (b).

Резонансная природа МТМ не позволяет, к сожалению, обеспечить развязку в широкой полосе частот. Предлагаемый метод расширения полосы заграждения в таких структурах основан на использовании двухслойной диэлектрической подложки, в которой под верхними проводящими пластинами расположен дополнительный слой пластин такой же формы и размера, что и в первом слое, которые имеют омический контакт с металлизированными переходными отверстиями.

Конструкция СВЧ устройства с расширенной полосой заграждения на основе планарного модифи-

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

цированного МТМ (рис.2) представляет собой две последовательно включенные грибовидные структуры, отличающиеся лишь длинами металлизированных переходных отверстий, которые определяют эквивалентные индуктивности контуров.

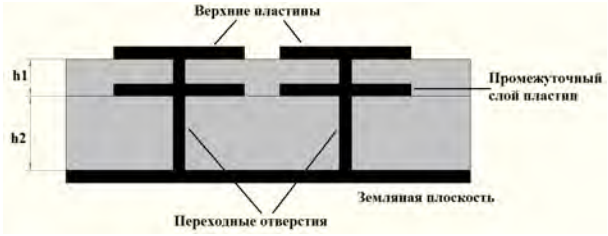


Рис. 2. Грибовидная полосно-заграждающая структура с двумя слоями проводящих пластин.

Fig. 2. Mushroom band-rejection structure with two layers of conductive plates.

Другим методом расширения полосы заграждения СВЧ устройств на грибовидных МТМ является применение многослойных печатных плат с расположенными в промежуточных слоях (между каждым колебательным контуром и экраном) проводниками в виде кольцевых разомкнутых резонаторов, представляющих собой вложенные друг в друга и разомкнутые с противоположных сторон изолированные кольца или многоугольники (рис.3) [3].

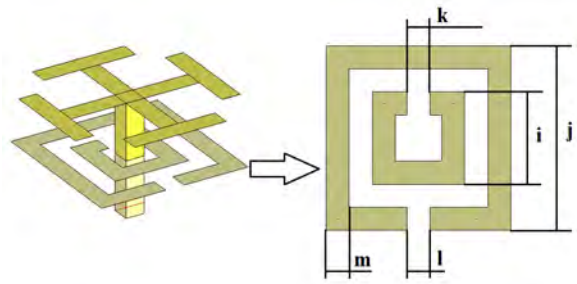


Рис. 3. Конструкция полосно-заграждающего СВЧ устройства с дополнительным слоем кольцевых разомкнутых резонаторов. Геометрические размеры: i=4 мм; j=8 мм; k=l=m=1 мм.

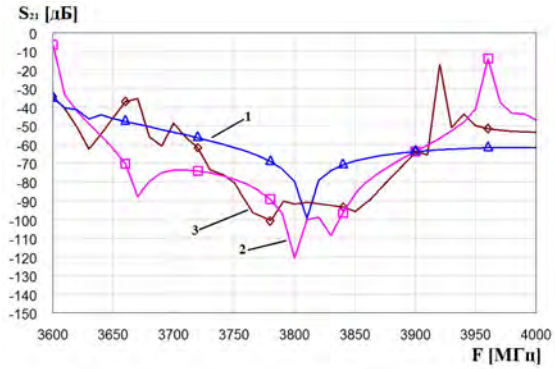
Fig. 3. Design of band-rejection microwave device with an additional layer of open ring resonators. Geometric dimensions: i=4 mm; j=8 mm; k=l=m=1 mm

Объединение нескольких высокоимпедансных топологических поверхностей формирует объемный композитный МТМ, на основе которого могут быть созданы полосно-заграждающие СВЧ устройства с расширенной полосой.

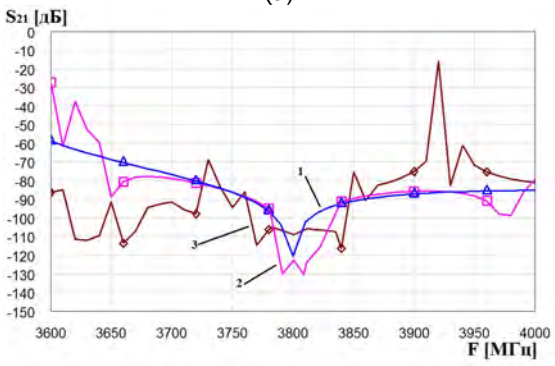
На рис.4 показаны результаты численного моделирования полосно-заграждающей структуры с топологией распределенных колебательных контуров, изображенной на рис.3 (кривые 3), в сравнении с топологией по рис.2 (кривые 2), и по рис.1 (кривые 1) для вертикальной и горизонтальной поляризаций поля. Во всех трех случаях структуры имели одинаковые геометрические размеры, включая размеры крестообразных проводников. Относительная диэлектрическая проницаемость материала подложек ε=4,6, толщина - 2 мм.

III. Заключение

Из представленных на рис. 4 (а, б) зависимостей следует, что уровень дополнительно вносимого затухания 30 дБ достигается в случае горизонтальной поляризации поля в полосе 105 МГц (2,8%) для двухслойного МТМ и 123 МГц (3,2%) для МТМ с промежуточным слоем резонаторных колец против 22 МГц (0,6%), обеспечиваемых однослойной конструкцией. В случае вертикальной поляризации указанный уровень дополнительно вносимого затухания достигается в полосе 73 МГц (1,9%) и 80 МГц (2,1%) соответственно, против 33 МГц (0,9%) у традиционной конструкции. Таким образом, СВЧ устройства с предложенными структурами планарных модифицированных грибовидных МТМ обеспечивают расширение полосы частот заграждения от 2 до 6 раз без изменения их габаритных размеров.



(а)



(б)

Рис. 4. Зависимости параметра S_{21} от частоты для полосно-заграждающих структур на однослойном (1), двухслойном (2)МТМ и МТМ со слоем резонаторных колец (3) для горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризаций.

Fig. 4. Characteristics of the parameter S_{21} versus frequency for band-rejection structures on a single layer (1), double-layer (2) of the metamaterial and metamaterial with an intermediate layer of the open ring resonators (3) for horizontal (a) and vertical (b) polarizations

IV. References

[1] Engheta N., Ziolkowsky R. W. *Metamaterials - physics and engineering exploration.* Danvers: John Wiley & Sons Inc., 2006. 414 p.

[2] Sievenpiper D., Zhang L., Broas R. J., Alexopolous N. G., Yablonovitch E. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Trans. MTT. 1999. Vol. 47. № 11. pp.2059-2074.*

[3] Boiko S.N., Elizarov A.A., Zakirova E.A., Kukharenko A.S. Small-sized decoupling microwave filter on the metamaterial investigation. *International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE'2014).* Saratov, 2014, Vol.1. pp.218-225.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

EFFECTIVE METHOD OF CROSSTALK CANCELLATION IN MULTI-WIRE COMMUNICATION LINES

Fedorov V. N., Malyutin N. D.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenina Ave., Tomsk, 634050, Russia
E-mail: fvnsvfu@mail.ru, ndm@main.tusur.ru

Abstract — An effective method to cancel crosstalk was proposed. For cancellation, multi-wire communication lines shall be connected to sources/receivers using an electromagnetic wave modes converter with multi-line transformers. As a result, each subscriber sends/receives signals using its type of modes only. This can simplify the production of multi-wire cables, as well as increase significantly the speed and transmission distance within existing lines. The modes transducer device is described and Lp, NEXT, FEXT parameters calculation results for 4-paired communication lines are provided.

ЭФФЕКТИВНЫЙ СПОСОБ ПОДАВЛЕНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В МНОГОПРОВОДНЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Федоров В. Н., Малютин Н. Д.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина 40, Томск, 634050, Россия
e-mail: fvnsvfu@mail.ru, ndm@main.tusur.ru

Аннотация — Предложен способ подавления перекрестных помех путем подключения многопроводной линии связи к источникам/приемникам через преобразователь мод электромагнитных волн, выполненный на многообмоточных трансформаторах. В результате каждый абонент передает/принимает сигналы только на своем типе мод. Описано устройство преобразователя мод и приведены результаты расчета параметров Lp, NEXT, FEXT для 3-х и 4-х парных линий связи.

I. Introduction

Data transmission over long distances using twisted-pair cables and at speeds over 100 Mbit/s is almost impossible due to strong electromagnetic coupling between pairs. Within UHF, the twist only worsens the frequency characteristics of communication lines.

The report shows that types of electromagnetic waves (modes) which do not interact with each other can be spread in a multi-wire communication line as it follows from the analysis of coupled transmission matrix. Therefore, high-speed transmission/reception over long distances is possible for these modes. Modes transducers switched on at communication line ends and changing input/output signals to signals of non-interacting modes and back are described.

II. General Part

From [1-3] it is known that the transmission matrix for 2*n*-wire communication line can be presented as follows:

$$[a]=\begin{bmatrix}\mathbf{K} & \mathbf{K}\\ \mathbf{J} & -\mathbf{J}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{A} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & \mathbf{B}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}e^{-\gamma x}\\ e^{\gamma x}\end{bmatrix}$$

where $\mathbf{K}$ – voltage transfer ratio orthogonal matrix; $\mathbf{J}$ – line conductivity matrix for *n* related waves (modes) with amplitudes $\mathbf{A}$ and $\mathbf{B}$; $\begin{bmatrix}e^{-\gamma x}\\ e^{\gamma x}\end{bmatrix}$ – *n* matrix vector of incident and reflected waves propagation coefficient.

In [2] it was demonstrated that $[a]$ can be presented as multiplication of three matrixes:

$$[a]=[a]_t\cdot[a]_d\cdot[a]_t^{-1},$$

where $[a]_t$ – modes transformer transfer matrix; $[a]_d$ – uncoupled lines transfer matrix.

In the work it is shown that matrix $[a]_t$ can be presented as follows:

$$[a]_t=\begin{bmatrix}\mathbf{K} & 0\\ 0 & \mathbf{K}\end{bmatrix}.$$

For symmetrical communication lines with even number of pairs, matrix coefficients are elements of the orthogonal Hadamard matrix and take values +1 and -1. For symmetric communication lines with uneven number of wire pairs, these coefficients are elements of the orthogonal Belevich matrix and take values 0, +1 and -1.

For example, for 3 and 4-paired communication lines, $\mathbf{K}$ matrixes will be as follows:

$$\mathbf{K}_3=\begin{bmatrix}0 & 1 & 1\\ 1 & 0 & -1\\ 1 & -1 & 0\end{bmatrix},\ \mathbf{K}_4=\begin{bmatrix}1 & 1 & 1 & 1\\ 1 & -1 & 1 & -1\\ 1 & 1 & -1 & -1\\ 1 & -1 & -1 & 1\end{bmatrix},$$

where $\mathbf{K}_3$ – Belevich matrix at *n*=3; $\mathbf{K}_4$ – Hadamard matrix at *n*=4.

Modes transformer device contains *n* transformers. Each transformer contains *n* secondary coils connected with those of other transformers.

Hereby, matrix values 1, -1 and 0 correspond to series connection (+1), counter connection (-1) and absence of connection (disconnection) (0) of inputs/outputs pair to the relevant transformer input/output pair.

Ferrites can be used as cores of these transformers. Another option is to provide transformers on strip lines.

Fig. 1 shows the modes transducer diagram for 4-paired communication line, where K – secondary coil switch board; $T_{1\text{-}4}$ – transformers; $U_{11\text{-}14}$ – input/output signals; $U_{21\text{-}24}$ – modes; 1, -1 – indicator of switch board coils series or counter activation respectively. If the internal design of the switches is determined by the values of Belevich or Hadamard matrixes, the input and output

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

of multi-wire communication lines will be connected directly to uncoupled long communication lines.

Calculation of system operating characteristics containing modes transducers connected to the cable 305 m, containing/not containing 2, 3, 4-paired communication lines was performed in Mathcad environment.

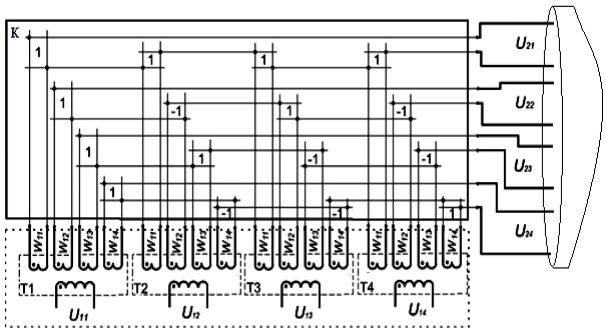


Fig. 1. Modes transformer diagram for 4-paired communication line; 1, -1 – indicator of switch board coils series or counter activation respectively.

Рис. 1. Схема преобразователя мод для 4-х парной ЛС; 1, -1 – знак последовательного или встречного включение обмоток, соответственно

Due to the fact that the operating characteristics differ little for 2 and 3-paired communication lines and 4-wire ones, they are not provided here.

Fig. 2 shows a frequency dependence of suppression at the nearest end A_o (NEXT) of 4-paired communication line where NEXT1≈< – (57…60) dB – with transducers (low curve); NEXT≈< – (18…23) dB – without transducers (upper curve). The specified ranges of NEXT and NEXT1 are due to their frequency dependence.

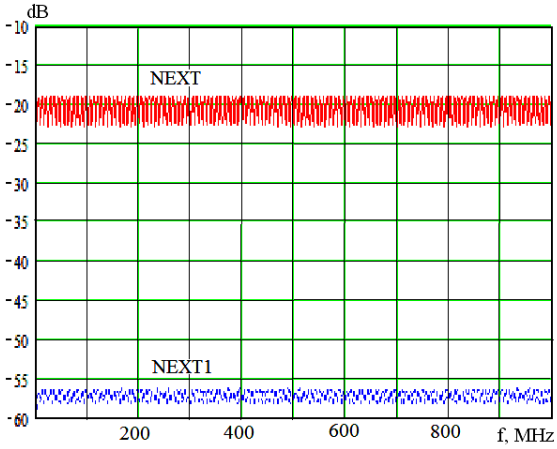


Fig. 2. Frequency dependence of suppression at the nearest end (NEXT) of 4-paired communication line where NEXT1 – with transducers; NEXT – without transducers.

Рис. 2. Частотная зависимость затухания на ближнем конце (NEXT) 4-х парной ЛС, где NEXT1 – с преобразователями; NEXT – без преобразователей

The transducer also reduces communication line losses up to – (4…6) dB (Fig.3), while the losses without modes transducer are – (9…11) dB.

It is explained by the fact that 4 signals are spread simultaneously on 8 wires rather than on two separate ones.

The frequency dependence of suppression at the far end A_l (FEXT) for 4-paired communication line is similar to NEXT, at this FEXT1< – 55 dB – with transducers; FEXT≈ – 25 dB – without transducers.

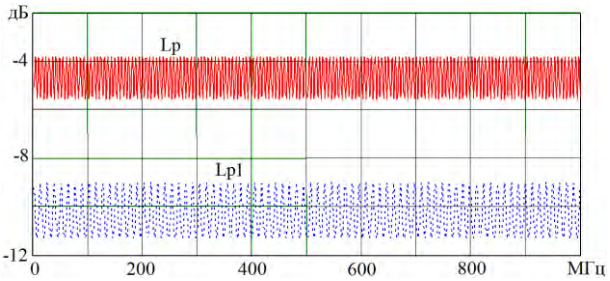


Fig. 3. Frequency dependence of L_p losses of 4-paired communication line, where L_p – with transducers (upper curve); L_{p1} – without transducers (low curve).

Рис. 3. Частотная зависимость потерь L_p 4-х парной ЛС, где L_{p1} – с преобразователями (верхняя кривая), L_{p2} – без преобразователей (нижняя кривая)

Fig. 4 shows the modes transducer diagram for 3-paired communication line. It differs from the transducer for 4-paired communication line by means of switched off circuits W_{11}, W_{12}, W_{13} (0 – switched off).

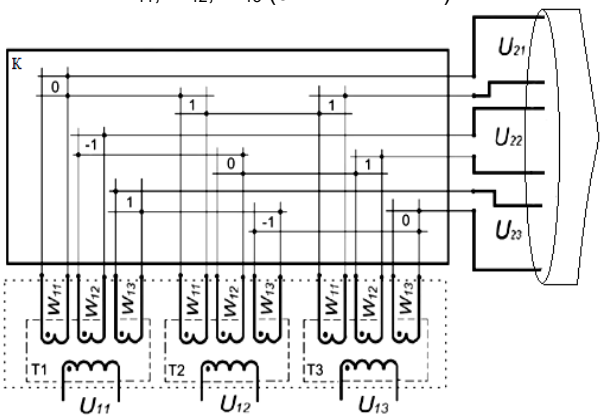


Fig. 4. Modes transducer diagram for 3-paired communication line; 0 – indication of switched off coil.

Рис. 4. Схема преобразователя мод для 3-х парной ЛС; 0 – знак отключенной обмотки

III. Conclusion

Proposed a method of crosstalk suppression in communication line allows effective and simply suppression of crosstalk without requiring a-priori knowledge of the signal parameters and available reference signal, as well as simplification of their manufacturing and significant increase of communication speed and distance through existing multi-wire communication lines.

This work was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation under contact 02.G25.31.0091.

IV. References

[1] Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans., on MTT, 1973. Vol. MTT-21, № 7. Pp. 450–457.

[2] Vorob'ev P.A., Malyutin N.D., Federov V.N. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling. Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). 1982, 27 (9). Pp. 38-44.

[3] Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines.- PI: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines // IEEE Trans. on MTT, 1970. V. MTT-18. № 4. P. 217-222.

[4] *В. Н. Федоров.* Патент 145020 (РФ). Устройство для подавления перекрестных помех в многопроводных линях связи. Опубл. в Б.И., 2014. № 25.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

COMPACT MICROWAVE FILTER ON CIRCULAR WAVEGUIDE WITH T-SHAPED RIDGES

Gubsky D. S., Zemlyakov V. V., Zargano G. F.
Southern Federal University
5, Zorge st., Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
Ph.: (863) 2975129, e-mail: ds@sfedu.ru

Abstract — The possibility of construction of frequency-selective devices on the basis of circular waveguide with two T-shaped ridges is considered. The filter prototype with evanescent waveguide invertors is used. It is shown that thanks to the features of electromagnetic fields distribution of the higher order modes and coaxial inputs implementation, it is possible to design the filter with pass-band of 3.5% and working range of 1—10 GHz.

КОМПАКТНЫЙ СВЧ ФИЛЬТР НА КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ С Т-ОБРАЗНЫМИ РЕБРАМИ

Губский Д. С., Земляков В. В., Заргано Г. Ф.
Южный федеральный университет
ул. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090, Россия
тел.: (863) 2975129, e-mail: ds@sfedu.ru

Аннотация — Рассмотрена возможность построения частотно-селективных устройств на базе круглого волновода с двумя Т-образными ребрами. Использован прототип фильтра со связью на запредельных волноводах. Показано, что благодаря характерному распределению электромагнитных полей высших типов волн и использованию коаксиальных входов, удается спроектировать фильтр с полосой пропускания 3.5 %, работающий в диапазоне 1—10 ГГц.

I. Введение

Круглые волноводы с различными неоднородностями находят широкое применение при проектировании СВЧ устройств.

Известно, что круглые волноводы с радиальными ребрами обладают рядом интересных электродинамических характеристик [1-2] Например, в работе [3] показано, что гибридные волны, распространяющиеся в круглых волноводах с радиальными рёбрами, имеют меньше затухание, чем основная волна регулярного волновода и их критические частоты лежат ниже критических частот волны H_{11} круглого волновода. Также необходимо отметить, что использование режима аномального затухания позволяет уменьшить потери СВЧ мощности в электродинамической системе.

Кроме этого, данные волноводные структуры обладают частотно-селективными свойствами [3-5]. При этом в фильтрах используются резонаторы различной конструкции, например, образованные отрезком круглого волновода с периодически повторяющимися радиальными рёбрами, скачкообразным изменением поперечного сечения или диэлектрическими включениями [6-7]. Однако, в этих работах, исследовались волноводы с радиальными ребрами, т.е. решалась координатная задача. При этом необходимо отметить, что такие структуры сложны в изготовления, а на практике чаще используются более технологичные прямоугольные ребра [8].

В известной литературе практически отсутствуют работы, посвященные вопросам создания СВЧ фильтров на круглых волноводах с металлическими ребрами сложной формы. Рассмотрим один из способов их моделирования.

II. Основная часть

Одним из распространенных подходов при построении волноводных фильтров является применение последовательно расположенных неоднородностей. Таким образом, в структуре фильтра удается выделить последовательно расположенные объемные резонаторы, соединенные отрезками волноводов, играющими роль инверторов сопротивлений [6-7].

В качестве инверторов сопротивлений СВЧ фильтров могут выступать запредельные волноводы, что позволяет создать устройства с меньшими линейными размерами, высоким уровнем затухания в полосе заграждения и достаточно широкой полосой пропускания [6]. Так, при построении фильтров на круглых волноводах, в качестве запредельного волновода можно использовать отрезок полого волновода, а в качестве объемных резонаторов - волноводы с металлическими ребрами, критические частоты которых расположены ниже критической частоты основной волны H_{11} круглого волновода. В [9] показаны селективные особенности различных одиночных неоднородностей в круглом волноводе.

В последние годы широкое распространение получили системы автоматизированного проектирования СВЧ устройств, с помощью которых можно не только смоделировать различные СВЧ устройства, но и осуществить в «автоматическом режиме» их синтез, успех которого напрямую зависит от начального приближения.

Поэтому актуальной становится задача получить такое начальное приближение прототипа фильтра, которое может быть в дальнейшем использовано в системе автоматизированного проектирования, например, в CST Microwave Studio, для синтеза волноводных фильтров с заданными параметрами.

В качестве базовой модели волноводного фильтра выбираем модель каскадного соединения проходных резонаторов, в которой каждый резонатор представлен отрезком круглого волновода с двумя Т-образными металлическими ребрами. В процедуре синтеза, как правило, аппроксимируется АЧХ фильтра, определяющая его частотно-селективные свойства. Известно что, если в структуре фильтра использованы резонансные контуры одного и того же

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

типа, то эффект, связанный с чередованием последовательных и параллельных контуров, достигается с помощью инверторов сопротивлений. На практике для описания идеального инвертора сопротивлений можно использовать Т-образную эквивалентную схему, характеристики которой связаны с элементами матрицы S-параметров [6]. Поэтому задача анализа одиночных селективных элементов сводится к расчету матрицы S-параметров и созданию базы данных прототипов объемных резонаторов, включающих их геометрические размеры, фазовые сдвиги и коэффициенты связи инвертора.

При наличии такой базы данных дальнейшая процедура синтеза волноводного фильтра может быть выполнена по методике предложенной и опробованной в [6-7]. Характеристика фильтра, рассчитанного таким способом, отличается, как правило, от заданных на величину, не превышающую 3-5 %. Дальнейшее уточнение может быть легко и быстро реализовано путем многопараметрической оптимизации с помощью систем автоматизированного проектирования СВЧ устройств, например, в системе проектирования CST Microwave Studio.

Данный подход был применен для синтеза селективных устройств. Так на рис. 1 представлена модель полосно-пропускающего СВЧ фильтра, образованного запредельными круглыми волноводами и тремя резонаторами, каждый из которых представляет собой круглый волновод с двумя Т-образными металлическими ребрами.

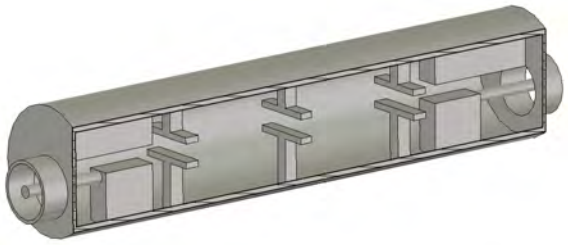


Рис. 1. Полосно-пропускающий фильтр на круглом волноводе с двумя Т-образными ребрами.

Fig. 1. The band-pass filter on circular waveguide with two T-shaped ridges

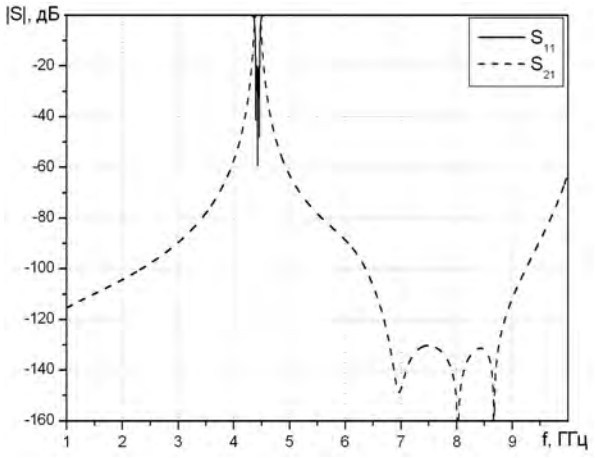


Рис. 2. Зависимость S-параметров от частоты.

Fig. 2. The S-parameters dependence frequency

S–параметры данного СВЧ фильтра в зависимости от частоты после оптимизации приведены на рис. 2, радиус структуры равен 10 мм, а общая длина – 85 мм. Из рисунка видно, что использование резонаторов, образованных двумя Т-образными металлическими ребрами, и учет особенностей высших мод данного волновода позволили синтезировать компактный СВЧ фильтр с относительной полосой пропускания 3,5%, работающий в диапазоне 1-10 ГГц. Конструкция имеет торцевые коаксиальные входы. При этом необходимо отметить, что благодаря эффективному выбору начального приближения на оптимизацию фильтра в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio было затрачено не более 10 итераций.

III. Заключение

Таким образом, предложенный подход позволяет имея базу данных прототипов объемных резонаторов, без особых затрат машинного времени осуществлять компьютерное моделирование устройств СВЧ, а дальнейшее применение систем автоматизированного проектирования с многопараметрической оптимизацией позволяет легко и быстро добиваться хороших характеристик фильтра за счет удачно построенного начального приближения.

Полученные результаты могут быть использованы, в том числе, при построении моделей устройств СВЧ диапазона для виртуальных СВЧ лабораторий [10-11].

IV. References

[1] Rong Y., Zaki K.A. Characteristics of Generalized Rectangular and Circular Ridge Waveguides. *IEEE Trans. MTT*, 2000, vol. 48, No 2, pp. 258 - 265.

[2] Bornemann J., Amari S., Uher J., Vahldieck R. Analysis and Design of Circular Ridged Waveguide Components. *IEEE Trans. MTT*, 1999, vol. 47, No 3, pp. 330 – 335.

[3] Amari S., Catreux S., Vahldieck R., Bornemann J. Analysis of Ridged Circular Waveguides by the Coupled-Integral-Equations Technique. // *IEEE Trans. MTT,* 1998, vol. 46, No 5, pp. 479 – 493.

[4] Katenev S.K. Eigenwave characteristics of a periodic iris-loaded circular waveguide. *Progress In Electromagnetics Research*, 2007, PIER 69, 177–200.

[5] Balaji U., Vahldieck R. Mode-Matching Analysis of Circular-Ridged Waveguide Discontinuities. *IEEE Trans. MTT*, 1998, vol. 46, No 2, pp. 191 – 195.

[6] Zargano G.F., Zemlyakov V.V., and Sinyavskii G.P. Electrodynamics analysis and synthesis of selective devices based on thin diaphragms in ridge waveguides. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2009, vol. 54, No 4, pp. 381-390.

[7] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Sinyavsky G.P. Modeling of Selective Microwave Devices on Circular Waveguides. *24th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology»*, 2014, September 7—13, Sevastopol, Crimea, Russia, pp. 641-642.

[8] Dai Qiu, David M. Klymyshyn, Protap Pramanick. Ridget Waveguide Structures with Improved Fundamental Mode Cutoff Wavelength and Bandwidth Characteristics. // *International Jornal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,* 2002, vol. 12, No 2, pp. 190-197

[9] Gubsky A.D., Gubsky D.S., Lyapin V.P., Sinyavsky G.P. Investigation of Circular Waveguides with Radial Metal Ridges of Complex Profile. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*, 2006, vol. 11, No 2-3, pp. 74-78.

[10] D.S. Gubsky, I.V. Mamay, V.V. Zemlyakov, G.P. Sinyavsky, Virtual laboratory workshop “Microwave Antennas and Circuits. // *IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT ’13)*, 2013, Odessa, Ukraine, September 16 – 20, pp. 163-165.

[11] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V., Sinyavsky G.P. Computer Modeling of Devices and Systems for the Measuring Bench Creation. // *24th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology»*, 2014, September 7—13, Sevastopol, Crimea, Russia, pp. 924-925.

© 2015: CriMiCo’2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

INTERTYPIC INTERACTION OF MODES IN THE DISK RESONATOR AT "NEATLY INTERNAL" OSCILLATION OF INTERFERE MODES

Kirichenko A. Ya., Golubnichaya G. V., Krivenko E. V.
Usikov Institute of Radiophysics and Electronics. National Academy of Sciences of Ukraine
Kharkov - 61085, Ukraine
Tel.: (057) 7203593, e-mail: talvi@ukr.net

Abstract — The influence of the coupling element on the amplitude frequency response of the disk dielectric resonator are investigation. Inter-type interaction of modes at "neatly internal" oscillation of interfere modes is shown.

МЕЖТИПОВОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ МОД В ДИСКОВОМ РЕЗОНАТОРЕ ПРИ «ЧИСТО ВНУТРЕННЕМ» ВОЗБУЖДЕНИИ МЕШАЮЩЕЙ МОДЫ

Кириченко А. Я., Голубничая Г. В., Кривенко Е. В.
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины, г. Харьков – 61085, Украина
Tel.: (057) 7203593, e-mail: talvi@ukr.net

Аннотация — Изучено влияние элемента связи на амплитудно-частотную характеристику дискового диэлектрического резонатора. Показано межтиповое взаимодействие при «чисто внутреннем» возбуждении высшей мешающей моды.

I. Введение

Дисковые диэлектрические резонаторы, возбуждаемые на высших азимутальных модах колебаний обладают густым частотным спектром. Наряду с высоким номером азимутальных мод в них существует возможность вариации мод по радиальной и аксиальной координатах. При этом неизбежным является сближение резонансов отдельных мод, совпадение резонансных частот отдельных мод и наблюдение межмодового взаимодействия [1]. Возбуждаемые колебания более высоких мод по радиальной или аксиальной координате обычно рассматриваются как мешающие моды, нарушающие амплитудно-частотную характеристику основной низшей моды. Явление взаимодействия в таких резонаторах более вероятно в сравнении с межмодовым взаимодействием в металлических объемных резонаторах. Явление взаимодействия частот в резонансных системах изучено с помощью связанных резонансных контуров, каждый из которых имеет парциальную частоту и собственную ЭДС. Каждое из изучаемых колебаний имеет «чисто внешнее» возбуждение [2,3]. В то же время при рассмотрении межмодового взаимодействия в этих резонаторах может осуществляться случай «чисто внутреннего» возбуждения мешающих мод колебаний, слабо изученных к настоящему времени. Особенностью этого случая является отсутствие ЭДС одной из высших мод колебаний, которая возникает за счет рассеяния на неоднородности энергии основного колебания. Изучению особенностей «чисто внутреннего» возбуждения мешающей моды колебания посвящены настоящие исследования.

II. Основная часть

Объектом исследований был дисковый диэлектрический резонатор, возбуждаемый на высших азимутальных модах колебаний, формируемых волнами шепчущей галереи. Резонатор представлял собой диск из фторопласта диаметром $D = 2R = 78$ мм и толщиной $h = 14{,}4$ мм. Величина формата резонатора Ф=R/h=2,71 (R - радиус дискового резонатора h- его толщина) выбрана небольшой с целью наблюдения проявления влияния на азимутальные колебания EH_{n11}-моды, более высокой аксиальной моды EH_{n12} при возбуждении резонатора на волнах длинноволновой части миллиметрового диапазона.

Возбуждение колебаний шепчущей галереи осуществлялось распределенной связью дискового диэлектрического резонатора с диэлектрическим волноводом путем расположения их в одной плоскости на расстоянии δ друг от друга. Для возбуждения волн шепчущей галереи использовались диэлектрические волноводы из фторопласта с поперечным сечением $7{,}2 \times 3{,}4$ мм^2. Измерения производились по схеме на отражение, с использованием источника колебаний в виде клистрона К-24 с модуляцией по частоте. Приемником видеосигнала служил электронный осциллограф.

В ходе эксперимента исследовалось влияние величины связи волноводов с полем резонатора на его амплитудно-частотную характеристику. Наблюдалось межтиповое взаимодействие близко находящихся сигналов EH_{nm1} и EH_{nm2}, различающихся аксиальным и азимутальным индексами. Азимутальные индексы этих колебаний $n_1 = 47$ и $n_2 = 45$, соответственно.

Следует отметить, что данное межтиповое взаимодействие, связанное с возбуждением двух резонансов, принадлежит к случаю «чисто внутреннего» возбуждения мешающего резонанса по классификации, используемой в литературе, в частности, для цилиндрических объемных резонаторов [1]. Особенностью чисто внутреннего возбуждения дополнительной мешающей моды является отсутствие ее при слабой величине неоднородности в поле резонатора.

В нашем случае неоднородностью служил элемент связи в виде диэлектрического волновода. При этом исследовалось появление дополнительной моды при уменьшении прицельного расстояния δ между резонатором и волноводом. Уменьшение δ

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

увеличивает неоднородность, за счет чего возрастает возмущение полей резонатора и смещение частот основной и мешающей моды. При удалении возбуждающего волновода от поверхности диска на $\delta > 6$ мм на экране осциллографа наблюдалась область генерации клистрона, в которой слева направо происходит возрастание генерируемой частоты. (Рис. 1а.) При прицельном расстоянии $\delta = 5$ мм на области генерации клистрона появляется резонанс шепчущей галереи. Дальнейшее уменьшение прицельного расстояния от $\delta = 3$ мм до $\delta = 2{,}5$ мм (Рис. 1б) приводило к некоторому искажению резонансной кривой в высокочастотной области и проявлению резонанса мешающей моды с амплитудой заметно меньшей амплитуды резонанса основной моды. (Рис .1в). В дальнейшем при $\delta = 1{,}5$ мм (Рис. 1г) амплитуды обоих резонансов выравнивались.

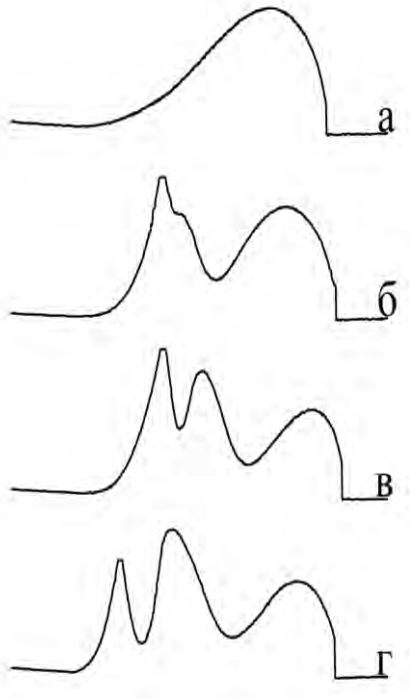


Рис. 1. Межтиповое взаимодействие $EH_{nm1`}$ и EH_{nm2}.

Fig. 1.The inter-type interaction of $EH_{nm1`}$ and EH_{nm2}

Характер смещения частот с уменьшением δ приведен на рис 2, представляющий собой искаженное подобие графика вина для частот связи в двухсвязной системе. Показано две пары зависимостей, различающиеся появлением мешающей моды при более высокой частоте, чем основная (кривые 1 и 1') и при более низкой частоте (кривые 2 и 2').

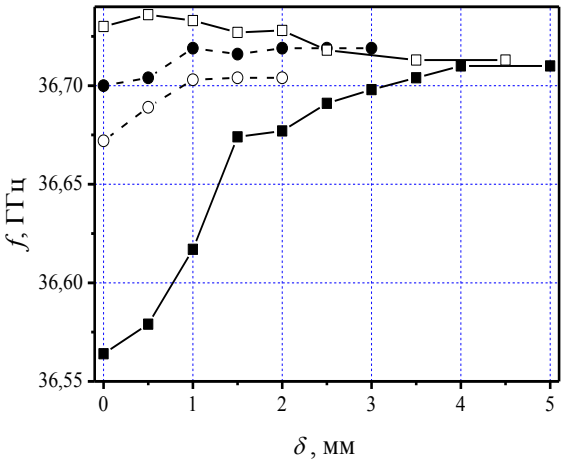


Рис. 2. Зависимость частоты от прицельного расстояния.

Fig. 2. The dependence of frequency on the impact parameter

Основная мода приведена сплошной кривой, мешающая мода — пунктирной. Характерно, что в обоих случаях более низкочастотная мода подвергается более сильному смещению частоты независимо от того является она основной модой или вспомогательной.

III. Заключение

Проведенными исследованиями установлены основные особенности отличия спектра вынужденных колебаний дисковых диэлектрических резонаторов при использовании распределенной связи с диэлектрическими волноводами от собственных колебаний такого резонатора. При этом для постановки экспериментальных исследований электродинамики резонатора, возбуждаемого на волнах шепчущей галереи, важным является правильный выбор формата резонатора и установление необходимой величины распределенной связи резонатора с диэлектрическими волноводами.

IV. References

[1] Штейншлегер В.Б. Явление взаимодействия волн в электромагнитных резонаторах. //М., Оборонгиз.- 1955. - 114 С.

[2] Раевский Г.П., Взятышев В.Ф. Межтиповое взаимодействие в диэлектрических резонаторах с азимутальными колебаниями // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1990.- 33, 10.-С. 66-68.

[3] Кириченко А.Я., Харьковский С.Н. Интерференция и взаимодействие азимутальных волн в дисковом диэлектрическом резонаторе. //Радиотехника и электроника. 1994.- 39, 5.-710-717]

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

THE STUDY OF THE MICROSTRIP FILTERS BASED ON 2-D PHOTONIC CRYSTAL OF 3×2 DIMENSIONS

Khodenkov S. A.
Siberian State Aerospace University
31, Krasnoyarskiy Rabochiy Ave., Krasnoyarsk, 660014, Russian Federation
Ph.: (923) 2730725, e-mail: hsa-sibsau@mail.ru

Abstract — The microstrip double-band and band-pass filters based on 2-D photonic crystal are studied. The improvement opportunity of their frequency selective properties owe to grounded strip conductors and application in a device of the double-mode resonators, are demonstrated.

ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ 2-D ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА РАЗМЕРНОСТЬЮ 3×2

Ходенков С. А.
Сибирский государственный аэрокосмический университет имени академика М. Ф. Решетнева
проспект им. газеты «Красноярский рабочий», 31, Красноярск, 660014, Россия
тел.: (923) 2730725, e-mail: hsa-sibsau@mail.ru

Аннотация — Исследованы микрополосковые двухполосные и полосно-пропускающие фильтры на основе 2-D фотонного кристалла (ФК). Показаны возможности улучшения их частотно-селективных свойств вследствие заземления на основание полосковых проводников и применения в конструкции двухмодовых резонаторов.

I. Введение

Как известно, фотонные кристаллы представляют собой особый тип естественных и искусственных структурноорганизованных сред, неоднородности в которых меняются периодически в одном, двух или трех измерениях с характерным пространственным масштабом периодичности порядка оптической длины волны [1]. В настоящее время широко исследуются свойства не только искусственных фотонных кристаллов, но и перспективных устройств на их основе, в том числе и СВЧ. Так в работе [2] была рассмотрена экспериментальная конструкция микрополоскового двухполосного фильтра на основе 2-D ФК размерностью 3×2 (рис. 1*а* и рис. 2*а*). Его амплитудно-частотные характеристики (АЧХ), рассчитанные при помощи электродинамического численного анализа 3D моделей хорошо согласуются с экспериментально снятыми данными, что позволяет проводить теоретические исследования таких структур на высоком уровне.

II. Основная часть

Топологии полосковых проводников микрополосковых фильтров, реализованных на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью ε = 80 и толщиной h = 1 мм, представлены на рис. 1. При этом внутренние полосковые проводники *2-5* конструкций представляют аналоги двухмерно расположенных протяженных неоднородностей (три вдоль оси *x*, две вдоль оси *y*) в структуре ФК.

Принцип действия двухполосных фильтров (рис. 1*а* и рис.1*б*) на основе 2-D ФК следующий: одномодовые резонаторы *2*, *3* первого ряда и *4*, *5* второго ряда, формируют (рис. 2*а*) отдельные полосы пропускания (ПП). В первой конструкции (рис. 1*а*) все резонаторы *1-5* полуволновые, а во второй (рис. 1*б*) – все полосковые проводники заземлены на основание, при этом крайние резонаторы *1* – полуволновые, а внутренние *2-5* – четвертьволновые. Это позволяет сократить площадь подложки микрополоскового фильтра и расширить высокочастотную полосу заграждения (ПЗ).

Относительная ширина полос пропускания $\Delta f/f_0$ двухполосных конструкций находится в интервале значений от 6.0% до 9.5%, измеренных по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь L_{min}, которые не превышают -1.5 дБ.

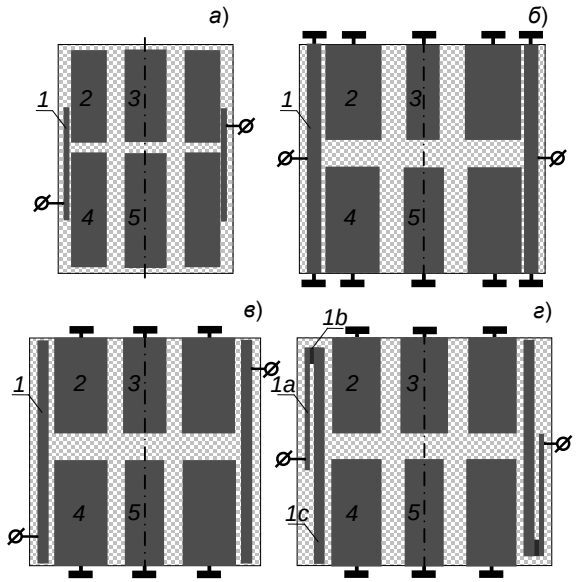


Рис. 1. Топологии проводников фильтров.

Fig. 1. Topology of the filter conductors

Диагональное размещение в третьей конструкции (рис. 1*в*) точек кондуктивного подключения около краев незаземленных на основание проводников связи *1* в случае оптимального подбора конструктивных параметров позволяет реализовать полосно-пропускающий фильтр 8 порядка с высокими частотно-селективными свойствами (рис. 2*б*). Видно, что на АЧХ наблюдается полюс затухания около высокочастотного склона ПП, что приводит к значительному росту его крутизны, также стоит отметить расширенную высокочастотную полосу заграждения с подавлением мощности не менее 50 дБ.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Использование в четвертой конструкции (рис. 1*г*) полосно-пропускающего фильтра крайних свернутых двухмодовых резонаторов *1а-1с* позволяет значительно повысить крутизну еще и низкочастотного склона ПП и при этом ослабить мощность в низкочастотной ПЗ до уровня -105 дБ.

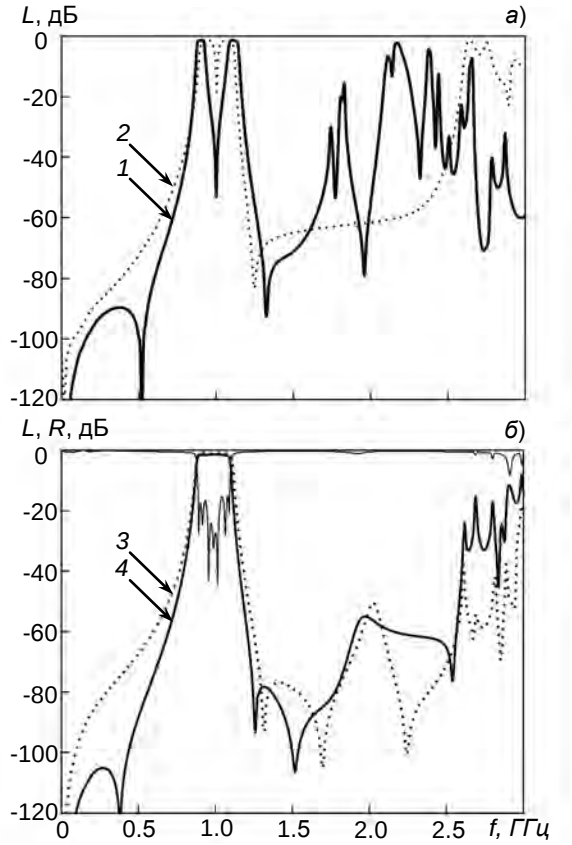


Рис. 2. АЧХ двухполосных (*а*) *и полосно-пропускающих* (*б*) *фильтров. 1 – первой конструкции (см. рис. 1а), 2 – второй (рис. 1б), 3 – третьей (рис. 1в), 4 – четвертой (рис. 1г).*

Fig. 2. Amplitude-frequency characteristics of the double-band (a) and band-pass (б) filters. 1 – the first device (see Fig. 1a), 2 – the second (Fig. 1б), 3 – the third (Fig. 1в), 4 – the fourth (Fig. 1г)

Очевидно, что это должен быть фильтр 10 порядка, так ПП должны формировать две моды колебаний от каждого крайнего резонатора *1а-1с* и по одной нижайшей моде от каждого из шести резонаторов *2-5*. Однако, заземление на основание внутренних полосковых проводников ограничивает возможности подстройки фильтра путем их смещения относительно друг друга по вертикали, поэтому некоторые моды колебаний могут оставаться вырожденными. Незначительные конструктивные изменения полосковых проводников позволяют снять это вырождение.

Рассмотренные полосно-пропускающие фильтры имеют относительную ширину полосы пропускания $\Delta f/f_0 \approx 20\%$, измеренную также по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь, которые составляли величину $L_{min} \approx$-1.1 дБ (рис.1*в*) и $L_{min} \approx$-1.4 дБ (рис.1*г*) на центральной частоте ПП $f_0 \approx 1.0$ ГГц.

Конструктивные размеры полосковых проводников (отрезков проводников) исследованных фильтров приведены в таблице 1.

Таблица 1. Конструктивные размеры фильтров

Table 1. Structural dimensions of the filters

Фильтр (рис.)	площадь проводников, мм^2	зазоры между проводниками, мм
первый (рис. 1*а*)	*1* – 19.20×0.50, *2* – 15.90×6.30, *3* – 15.65×7.30, *4* – 19.50×6.30, *5* – 19.55×7.30	*1* и *2* – 0.20, *1* и *4* – 0.20, *2* и *3* – 3.00, *4* и *5* – 3.00, *2* и *4* – 1.90, *3* и *5* – 2.10
второй (рис. 1*б*)	*1* – 20.90×1.50, *2* – 8.70×5.05, *3* – 8.70×3.10, *4* – 9.80×4.90, 5 – 9.80×3.60	*1* и *2* – 0.15, *1* и *4* – 0.15, *2* и *3* – 2.50, *4* и *5* – 2.40, *2* и *4* – 2.40, *3* и *5* – 2.40
третий (рис. 1*в*)	*1* – 20.30×0.75, *2* – 8.70×4.55, *3* – *8.80*×3.80, *4* – *9.80*×4.50, *5* – 9.80×3.50	*1* и *2* – 0.55, *1* и *4* – 0.55, *2* и *3* – 1.70, *4* и *5* – 1.90, *2* и *4* – 2.20, *3* и *5* – 2.10
четвертый (рис. 1*г*)	*1а* –11.10×0.15, *1b* – 0.60×0.15, *1с* –20.00×1.05, *2* – 8.80×4.45, *3* – 8.80×4.40, *4* – 9.80×4.60, *5* – 9.80×3.60	*1с* и *2* – 0.65, *1с* и *4* – 0.65, *2* и *3* – 1.80, *4* и *5* – 2.05, *2* и *4* – 2.60, *3* и *5* – 2.60

При этом у первой конструкции смещение нижнего края проводника *1* относительно нижнего края проводника *4* составило 8.15 мм, а у третьей (четвертой) конструкции смещение нижнего края проводника *1* (*1с*) от края подложки – 0.20 (0.10) мм.

Таким образом, показаны возможности реализации двухполосных и полосно-пропускающих фильтров на основе 2-D фотонного кристалла.

III. Заключение

1. Использование в микрополосковых конструкциях с двумерными рядами полуволновых резонаторов или заземленных на основание полосковых проводников позволяет реализовать двухполосные фильтры на основе 2-D ФК. Применение крайних полуволновых резонаторов и четвертьволновых внутренних – полосно-пропускающие фильтры.

2. Показано, что в двухполосных фильтрах каждая полоса пропускания формируется резонансами полосковых проводников строго определенного ряда.

3. Замена в полосно-пропускающем фильтре крайних одномодовых резонаторов на двухмодовые позволяет улучшить форму АЧХ.

4. Фильтры отличаются высокими селективными свойствами вследствие наличия на АЧХ полюсов затухания и сильного подавления мощности в ПЗ.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ, грант Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых - кандидатов наук, МК-5942.2014.8.

IV. References

[1] Shabanov V. F., Vetrov S. Ja., Shabanov A. V. *Optika real'nyh fotonnyh kristallov. Zhidkokristallicheskie defekty, neodnorodnosti*. Novosibirsk, Izd - vo SO RAN, 2005. 240 p.

[2] Belyaev B.A., Khodenkov S.A., Borisenkov D.V., Butikov A.S. Mikropoloskovye fil'try na osnove dvuhmernogo fotonnogo kristalla. *2014 24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2015, pp. 572-573.

© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788

Новые книги

1. Монография проф. Сазонова Д. М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. М.: Радиотехника, 2015. 144 с.

Представлены сложные передающие и приемные многоэлементные антенные системы для радиосредств с цифровой обработкой информации. Обсуждены способы измерения взаимного влияния элементов антенных решеток. Дана классификация полей рассеяния радиоволн антенными решетками. Исследована возможность идеальной радиомаскировки антенных систем. Показано применение матричного подхода к анализу и оптимизации адаптивных антенных систем. Рассмотрены задачи анализа и синтеза характеристик направленности, а также энергетические характеристики передачи мощности между антенными решетками. Для научных сотрудников и специалистов, работающих в области радиолокации, связи, теории и техники антенн. Может быть полезна аспирантам и студентам старших курсов радиотехнического профиля, которые специализируются в указанных областях.

2. В. Д. Ерёмка, В. А. Кабанов, Ю. Ф. Логвинов, И. М. Мыценко, В. Б. Разсказовский, А. Н. Роенкою Нетрадиционные методы и средства радиолокации. Харьков: ФОП Панов А. М., 2015. 216 с.

В монографии рассмотрены нетрадиционные методы и средства радиолокации. Описана методика и аппаратурные измерительные комплексы для определения параметров гидрометеообразований. Нетрадиционным является использование геостационарных ИСЗ. Приведены результаты экспериментальных исследований. Сделаны выводы о перспективности использования сигналов геостационарных ИСЗ, экологической безопасности метода, его простоте и дешевизне. Кроме этого, рассмотрена возможность применения этого метода для обнаружения воздушных объектов, включая малозаметные и малоразмерные. Описана многопозиционная бистатическая РЛС, которая позволяет определять параметры движения и координаты цели. Показана возможность оценки условий распространения радиоволн по радиотепловому излучению атмосферы вблизи горизонта. Приведены результаты экспериментальных исследований. Рассмотрено моделирование распространения радиоволн миллиметрового и сантиметрового диапазонов над морем под малыми углами скольжения, учтено влияние двухкратного взаимодействия на характеристики принятого сигнала. Описана концепция построения генераторов СВЧ и терагерцового диапазонов. Рассмотрены способы и функциональные схемы стабилизации их частоты. Описаны схемы построения псевдокогерентных импульсных РЛС.

2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6—12 September, Sevastopol, Crimea
© 2015: CriMiCo'2015 Org. Com. ISBNs: 978-1-4673-9413-0, 978-1-4673-9414-7, 978-1-4673-9415-4. IEEE Cat. Nr. CFP 15788