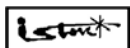


21-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»
9-11 сентября 2021 г., Севастополь, Россия

КрыМиКо 2021 CriMiCo

September 9-11, 2021, Sevastopol, Russia
2021 21st International Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

ISSN 2619-1628



Севастопольский
Государственный
Университет



СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Сборник научных трудов

**2021
Вып. 3**

Издается с 2019 года
Выходит 1 раз в год

Севастополь
2021

Научный редактор: Гимпилевич Ю. Б., д-р техн. наук, профессор, директор
Института радиоэлектроники и информационной безопасности
Севастопольского государственного университета

Главный редактор: Ермолов П. П., канд. техн. наук, доцент, заведующий базовой
кафедрой «Инновационная радиоэлектроника» Института радиоэлектроники
и информационной безопасности Севастопольского государственного
университета

Редакционная коллегия:

Афонин И. Л., д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой
«Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники
и информационной безопасности Севастопольского государственного
университета

Вольвач А. Е., д-р физ.-мат. наук, заместитель директора по научной работе
ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН»

Михайлюк Ю. П., канд. техн. наук, доцент, заведующий кафедрой «Электронная
техника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности
Севастопольского государственного университета

Сборник содержит материалы 254 докладов 31-й Международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2021), состоявшейся в Севастопольском государственном университете 5—11 сентября 2021 г. Доклады представлены 577 учеными и специалистами 118 университетов и предприятий четырех стран: Беларуси, Вьетнама, Украины и 23 регионами Российской Федерации (Великий Новгород, Волгоград, Воронеж, Екатеринбург, Иваново, Ижевск, Йошкар-Ола, Иркутск, Казань, Калуга, Красноярск, Крым, Москва, Нижний Новгород, Новосибирск, Омск, Ростов-на-Дону, Рязань, Санкт-Петербург, Саратов, Томск, Ульяновск, Челябинск) и посвящены теоретическим, экспериментальным, производственно-технологическим, прикладным и историческим аспектам СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Все материалы сборника проходят рецензирование.

Сайт сборника: <https://www.sevsu.ru/nauka/pechat-izdaniya/item/9639-svch>

Подписано к печати 31.05.2021

Формат 64×90/16. Усл. печ. л. 36,07. Уч.-изд. л. 78,0. Тираж 100 экз.

Адрес редакции: ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053

Адрес для переписки: а/я 63, Севастополь, 299053

Тел. +7 (978) 745-27-51, e-mail: crimico.org@gmail.com

Отпечатано в типогр. Printex

ул. Кулакова, 59а, Севастополь, 299011. Тел.: +7 8692 464 744, +7 8692 455 678

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

акад. РАН Гуляев Ю. В., *ИРЭ РАН, Москва, Россия (почетный председатель)*

к. т. н. Ермолов П. П., *СевГУ, Севастополь, Россия (председатель)*

проф. Афонин И. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия (зам. председателя)*

проф. Батура М. П., *БГУИР, Минск, Беларусь*

д. т. н. Борисов А. А., *АО «НПП «Исток» им. Шокина», Фрязино, Россия*

д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., *НИИ «КрАО», Кацивели, Россия*

проф. Иванов В. Э., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*

д. ф.-м. н. Калошин В. А., *ИРЭ РАН, Москва, Россия*

к. т. н. Кишинский А. А., *АО «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*

чл.-корр. РАН, проф. Лукичев В. Ф., *ФТИАН им. К. А. Валиева РАН, Москва, Россия*

проф. Малютин Н. Д., *ТУСУР, Томск, Россия*

к. т. н. Михайлюк Ю. П., *СевГУ, Севастополь, Россия*

проф. Носков В. Я., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*

д. ф.-м. н. Обухов И. А., *НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия*

проф. Обуховец В. А., *ИТА ЮФУ, Таганрог, Россия*

к. т. н. Овчинникова Е. В., *МАИ (НИУ), Москва, Россия*

к. п. н. Папуловская Н. В., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*

к. т. н. Редькина Е. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*

Ржевцева Н. Л., *филиал НИЦ «ИНФРА-М» в Республике Крым и г. Севастополе*

к. т. н. Самсонов Г. А., *РНТОРЭС им. А. С. Попова, Москва, Россия*

Синковская Е. В., *СевГУ, Севастополь, Россия*

проф. Старостенко В. В., *КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия*

Чечетин А. В., *НП ОАО «Фаза», Ростов-на-Дону, Россия*

АДМИНИСТРАТИВНАЯ ГРУППА

Артюхов П. В., *СевГУ*

Войченко В. Г., *КНТЦ им. Попова*

Кузьменко В. А., *СевГУ*

к. т. н. Лашенко И. В., *СевГУ*

Романова Л. П., *КНТЦ им. Попова*

Свиридова Е. И., *КНТЦ им. Попова*

к. т. н. Сердюк И. В., *СевГУ*

Слѣзкин Г. В., *СевГУ*

Тыщук Ю. Н., *СевГУ*

к. т. н. Щекатурин А. А., *СевГУ*

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

д. ф.-м. н., проф. Богуш В. А., БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)
 д. т. н., проф. Гимпилович Ю. Б., СевГУ, Севастополь, Россия (сопредседатель)
 к. т. н. Карушкин Н. Ф., НИИ «Орион», Киев, Украина (сопредседатель)
 к. т. н. Ермолов П. П., СевГУ, Севастополь, 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. Афонин И. Л., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. Белкин М. Е., МИРЭА, Москва, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Бичурин М. И., НовГУ, Великий Новгород, Россия
 д. т. н., Богатырёв Ю. В., НПП НАН Беларуси по материаловедению, Минск
 к. т. н. Богданов С. А., АО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия
 к. т. н. Вертегел В. В., СевГУ, Севастополь, Россия
 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., АО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия
 д. т. н., проф. Громов Д. В., ОАО «СПЭЛС», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Гудков А. Г., МГТУ им. Баумана, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. Запечалов В. Е., ИПФ РАН, Нижний Новгород, Россия
 д. т. н., проф. Иванов В. Э., УрФУ, Екатеринбург, Россия
 prof. Ilcev S. D., Durban University of Technology, South Africa
 д. т. н., проф. Касьянов А. О., НИИ радиосвязи, Ростов-на-Дону, Россия
 к. т. н. Кишинский А. А., АО «Микроволновые системы», Москва, Россия
 к. т. н., проф. Коберниченко В. Г., УрФУ, Екатеринбург, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Кураев А. А., БГУИР, Минск, Беларусь
 д. т. н., проф. Малютин Н. Д., ТУСУР, Томск, Россия
 д. ф.-м. н., проф. Марчук В. И., ДонТУ, Ростов-на-Дону, Россия
 д. т. н., проф. Нечаев Е. Е., МГТУГА, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. Обухов И. А., НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия
 к. п. н. Папуловская Н. В., УрФУ, Екатеринбург, Россия
 д. т. н., проф. Пестриков В. М., СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия
 д. т. н., проф. Пестряков А. В., МТУСИ, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. Плаксин С. В., ИТСТ «Трансмаг» НАН Украины, Днепр
 к. т. н. Савочкин А. А., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. Сазонов Д. М., НИУ «МЭИ», Москва, Россия
 д. т. н., проф. Совлуков А. С., Институт проблем управления РАН, Москва, Россия
 к. т. н. Чернега В. С., СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. Широков И. Б., СевГУ, Севастополь, Россия

ПЕРСОНАЛИИ



АБРАМОВ Игорь Иванович (род. 11 августа 1954 г. в Бресте) — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и нанoeлектроники» БГУИР. В 1976 г. с отличием окончил физический факультет Белорусского государственного университета по специальности «Радиофизика и электроника», в 1982 году защитил кандидатскую, а в 1993 — докторскую диссертацию. С 1999 года профессор по специальности «Электроника и микроэлектроника». Автор и соавтор около 400 научных публикаций, в том числе семи монографий, а также шести учебных пособий. Область научных интересов: физика и моделирование приборных структур и схем микро- и нанoeлектроники; мозг человека. Член Программного комитета КрыМиКо с 1999 г.



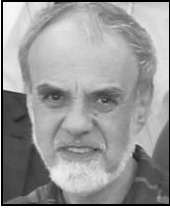
АЛЫБИН Вячеслав Георгиевич (род. 3 февраля 1940 г.) — доктор технических наук, старший научный сотрудник по специальности «Радиолокация и радионавигация», заместитель начальника отделения АО «Российские космические системы» (г. Москва). В 1963 г. окончил факультет электронной техники Московского энергетического 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.



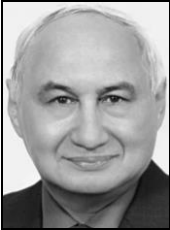
АФОНИН Игорь Леонидович (род. 12 сентября 1958 г.) — доктор технических наук (2008), профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета. Отличник образования Украины (1989), академик АН ПРЭ (2007). Научные интересы: графоаналитическая теория антенно-волноводных трактов РЭС, радиоизмерительная техника микроволнового диапазона, судовое оборудование радиосвязи и радиообмен, подготовка судовых радиоспециалистов. Член Оргкомитета КрыМиКо с 1996 г., Программного комитета — с 2016 г.



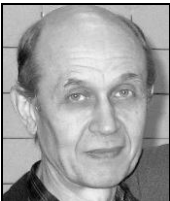
БАТУРА Михаил Павлович (род. 16 мая 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы, заслуженный работник образования Республики Беларусь, ректор Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» с 02.10.2000 г. по 21.05.2018 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 редколлегия 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.



БИЧУРИН Мирза Имамович (род. 30 марта 1940 г.) — доктор физико-математических наук, профессор, действительный член Российской Академии Естествознания (2007 г.). В 1963 году окончил факультет электронной техники Томского института радиоэлектроники и электронной техники (ТИРиЭТ) и оставлен там же в аспирантуре. С 1966 по 1974 гг. — ассистент, ст. преподаватель, доцент кафедры «Сверхвысокие частоты» ТИРиЭТ. С 1974 по 1993 гг. — доцент, профессор, зав. кафедрой проектирования и технологии радиоэлектронной аппаратуры (ПТРА) Новгородского политехнического института. С 1993 г. по настоящее время — заведующий кафедрой ПТРА Новгородского государственного университета. Бичурин М. И. является известным ученым в области физики магнитных явлений и твердотельной электроники сверхвысоких частот. Им создано и активно разрабатывается научное направление «Физика и техника магнитоэлектрических явлений». Он — автор более 300 научных публикаций, среди которых 6 монографий (индекс Хирша по версии Scopus составляет 26). Под руководством Бичурина М. И. подготовлено 10 кандидатов и 2 доктора наук, в настоящее время он является научным руководителем 6 аспирантов и 3 соискателей. Бичурин М. И. является экспертом ряда зарубежных журналов таких как J. Appl. Phys., Appl. Phys. Lett., J. Phys. D: Cond. Matt. и др. С 1990 г. Бичурин М. И. является членом Международного Оргкомитета по проблеме «Магнитоэлектрические явления в кристаллах», с 2007 г. — членом секции «Магнетизм» Научного Совета РАН по проблеме «Физика конденсированных сред». Бичурин М. И. является заслуженным работником Высшей школы РФ и заслуженным деятелем науки РФ. Член Программного комитета КрыМиКо с 2017 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.



БОГДАНОВ Сергей Александрович (род. 4 июля 1982 г.) — кандидат технических наук (2007), доцент (2010). В 2004 г. окончил Таганрогский радиотехнический университет, в 2007 г. — аспирантуру Южного федерального университета (ЮФУ) по специальности 05.27.01 «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника, приборы на квантовых эффектах». В 2008—2016 гг. — научно-педагогическая деятельность в Институте нанотехнологий, электроники и приборостроения ЮФУ. В 2016—2019 гг. — ведущий инженер, с 2019 г. — начальник сектора АО «НПП «Исток» им. Шокина». Автор более 40 научных работ. Область научных интересов: полупроводниковая гетероструктурная наноэлектроника; моделирование электрофизических свойств и характеристик структур твердотельной электроники и приборов на их основе; оптимизация характеристик функциональных узлов аналоговой техники. Член Программного комитета КрыМиКо с 2019 г.



БОГУШ Вадим Анатольевич родился в 1975 году в г. Бобруйске Могилевской области. Доктор физико-математических наук, профессор. Окончил Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР). Аспирант, докторант, доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций и кафедры защиты информации, заведующий кафедрой метрологии и стандартизации БГУИР, проректор по учебной работе, проректор по научной работе Академии управления при Президенте Республики Беларусь, заместитель Председателя Национального статистического комитета Республики Беларусь. С июля 2014 года по май 2018 года — первый заместитель министра образования Республики Беларусь. В мае 2018 г. назначен ректором БГУИР. Область научных интересов связана с исследованием проблем управления безопасностью, электромагнитной и информационной безопасности в технических системах, разработкой теоретических основ и методов создания новых элементов и материалов для электронной техники, включая микро- и наноэлектронику; разработкой и применением информационно-коммуникационных систем, сервисов в системах управления, учебном процессе и научной деятельности. Автор более 140 научных и учебно-методических работ, в том числе 5 монографий, более 40 научных статей в рецензируемых журналах, 4 патентов РБ, 8 учебно-методических пособий. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2018 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. В 1980 г. окончил Даугавпилское высшее военное авиационное инженерное училище ПВО им. Я. Фабрициуса. Направлен на службу в 22-й 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. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2010 г.



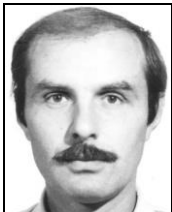
ВЕРТЕГЕЛ Валерий Викторович (род. 6 октября 1961 г.) — кандидат технических наук, директор Инжинирингового центра изделий микро- и нанoeлектроники Севастопольского государственного университета. В 1987 г. окончил радиотехнический факультет Севастопольского приборостроительного института. Диссертацию защитил в 2001 г. Автор и соавтор более 90 научных работ, 3 патентов. Область научных интересов: моделирование и разработка интегральных схем СВЧ; микроволновые измерения, цифровая обработка сигналов. Член Программного комитета КрыМиКо с 2018 г.



ВОЛЬБАЧ Александр Евгеньевич (род. 15 октября 1965 г.) — старший научный сотрудник, доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе Крымской астрофизической обсерватории РАН. 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.



ГИМПЛЕВИЧ Юрий Борисович (род. 16 апреля 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, директор Института радиоэлектроники и информационной безопасности (с 2015 г.) Севастопольского государственного университета, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций (2004—2015), 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). 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.



ГУДКОВ Александр Григорьевич (Москва) — доктор технических наук, профессор кафедры «Технология приборостроения» МГТУ им. Н. Э. Баумана. Член Программного комитета КрыМиКо с 2018 г.



ГУЛЯЕВ Юрий Васильевич (род. 18 сентября 1935 г. в Подмоскowie) — профессор, академик РАН. В 1958 г. окончил Московский физико-технический институт, в 1962 защитил кандидатскую, а в 1970 — докторскую диссертацию. С 1971 — профессор и заведующий 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 настоящего времени — в Институте радиотехники и электроники (в 1988—2015 гг. — директор). В 1992 г. избран членом Президиума РАН. Является специалистом в области физики твердого тела, радиофизики, электроники и информатики. Один из основателей новых научных направлений: акустоэлектроники, акустооптики, спин-волновой электроники. Выдвинул и разработал идею использования поверхностно-акустических волн (ПАВ) в электронике, предсказал и исследовал новый тип ПАВ, известных как волны Гуляева — Блюстейна. В 1979 г. удостоен премии Европейского физического общества, дважды (в 1974 и 1984 гг.) — Государственной премии СССР, в 1993 г. — Государственной премии РФ. Ю. В. Гуляев является председателем Российского научно-технического общества им. А. С. Попова. С 2015 г. — почетный председатель Оргкомитета КрыМиКо.



ЕРМОЛОВ Павел Петрович (род. 28 июля 1950 г. в Донецкой области) — кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» и заведующий базовой кафедрой «Инновационная радиоэлектроника» Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета. В 1973 г. окончил Таганрогский радиотехнический институт. Диссертацию защитил в Московском институте электронного машиностроения в 1986 г. Научные интересы: 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 бо-

лее 100 работ, в том числе монография (2010). Награжден грамотой Министерства образования и науки Украины (2010), медалями «150 лет РТО» (2016) и «За заслуги в развитии радиоэлектроники и связи» (2020). Председатель Крымского региональной организации РНТОРЭС им. А. С. Попова (с 2015 г.), член Президиума РНТОРЭС (с 2016 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 с 2003 г. Заместитель главного редактора журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» (с 2016 г.).



ЗАПЕВАЛОВ Владимир Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией гиротронов для управляемого термоядерного синтеза Института прикладной физики РАН. Родился в 1949 г. в городе Бор (Нижегородская область). Окончил радиофизический факультет Горьковского государственного университета (ГГУ, 1972) по специальности радиофизика. Защитил кандидатскую диссертацию в 1985 г. Докторская диссертация (2008) посвящена проблемам повышения эффективности генерации мощных гиротронов. После окончания ГГУ работал в Горьковском государственном университете, а с 1985 и до текущего момента работает в ИПФ Академии наук СССР (в настоящее время ИПФ РАН). Область научных интересов: теоретических и экспериментальное исследование электронно-волновых процессов в мощных электронных приборах, разработка гиротронов для управляемого термоядерного синтеза, спектроскопии и технологических приложений. Лауреат премии правительства РФ в области науки и техники (2011). Член Программного комитета КрыМиКо с 2018 г.



ИВАНОВ Вячеслав Элизбарович (род. 5 апреля 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 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. Семихотова. 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, приемопередающие устройства и антенны для систем радиолокации и связи. Член Программного комитета КрыМиКо с 2015 г.



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.



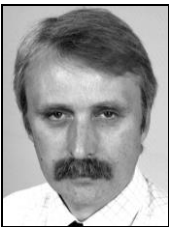
КАЛОШИН Вадим Анатольевич (род. 13 мая 1947 г.) — заведующий лабораторией «Электродинамика композиционных сред и структур» Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры «Радиотехника и системы управления» МФТИ (ГУ), д.ф.-м.н. В 1970 г. окончил радиотехнический факультет МЭИ по специальности «Радиофизика и электроника», в 1976 году защитил кандидатскую, в 1989 — докторскую диссертации. Область научных интересов — электродинамика, в том числе электродинамика антенн и линий передачи, теория дифракции и распространения электромагнитных волн, электродинамические основы радиовидения. Автор и соавтор более 180 печатных работ. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2016 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., сопредседатель — с 2016 г.



КАСЬЯНОВ Александр Олегович (род. 19 ноября 1961 г.) — профессор, доктор технических наук, заместитель начальника тематического отдела ФНПЦ ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи. 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 АО «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.



КОБЕРНИЧЕНКО Виктор Григорьевич (род. 10 декабря 1943 г. в Свердловске) — кандидат технических наук, профессор кафедры теоретических основ радиотехники Института радиоэлектроники и информационных технологий — РтФ Уральского федерального университета. Выпускник радиотехнического факультета Уральского политехнического института. Окончил аспирантуру Московского авиационного института им. С. Орджоникидзе по специальности «Радиолокация и радионавигация». Работает на радиотехническом факультете УГТУ — УПИ с 1965 г. Преподавательскую деятельность начал в должности ассистента кафедры «Электронные приборы». В 1979 г. перешел на кафедру теоретических основ радиотехники, где и работает по настоящее время. С 1999 по 2009 гг. являлся заведующим кафедрой. Под руководством В. Г. Коберниченко и при его активном участии проведена работа по открытию и реализации в УГТУ — УПИ подготовки специалистов по защите информации. Область научных интересов — радиолокационные системы с синтезированной апертурой, цифровая обработка информации в радиоэлектронных системах космического дистанционного зондирования Земли, применение информационных технологий в задачах обеспечения природной и техногенной безопасности. Награжден отраслевыми нагрудными знаками «Почетный работник высшего профессионального образования РФ» (2000 г.), «Почетный радист РФ» (2002 г.) и др. Подготовил трех кандидатов технических наук. Автор свыше 200 научных работ. Член Программного комитета КрыМиКо с 2017 г.



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 нанокompозитных 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.



ЛУКИЧЕВ Владимир Федорович (род. 12 ноября 1954 г.) — специалист в области элементной базы вычислительных, локационных, телекоммуникационных систем, член-корреспондент РАН (2011, Отделение нанотехнологий и информационных технологий, Секция вычислительных, локационных, телекоммуникационных систем и элементной базы). Окончил физический факультет Московского государственного университета им. М. В. Ломоносова (1978). Кандидат физико-математических наук (1983), доктор физико-математических наук (1997). С 1988 г. работает в Физико-техническом институте РАН, с апреля 2005 г. — в должности заместителя директора по научной работе. С 2017 г. — директор института. Основные

научные результаты: разработана многокомпонентная модель реактивно-ионного травления (РИТ) кремниевых микро- и наноструктур, исследованы предельные возможности РИТ; оптимизированы параметры технологического процесса глубокого анизотропного травления кремния, что используется при разработке и создании кремниевых микроэлектромеханических элементов для авиационных навигационных систем; разработана модель плазменно-иммерсионной ионной имплантации для формирования сверхмелкозалегающих р-п переходов. Заведует кафедрой полупроводниковых приборов в Московском институте радиотехники, электроники и автоматики. Ответственный секретарь журнала «Микроэлектроника». Член Оргкомитета КрыМиКо с 2015 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 комитета КрыМиКо с 2014 г.



МАРЧУК Владимир Иванович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные и электротехнические системы и комплексы», главный научный сотрудник Донского государственного технического университета. В 1974 г. окончил Таганрогский радиотехнический институт. Область научных интересов: обработка цифровых одномерных и многомерных сигналов, сжатие видеопотоков, компьютерное зрение, голография. Автор более 600 публикаций, 58 патентов. Подготовил 8 кандидатов наук. Лауреат премии Ленинского комсомола в области науки и техники (1981). Почетный работник науки и техники Российской Федерации (2006). Золотая и бронзовая медали ВДНХ. Член Программного комитета КрыМиКо с 2018 г.



МИХАЙЛЮК Юрий Петрович (род. 13 июля 1957 г.) — кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Электронная техника» Севастопольского государственного университета. 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, радиочастотного мониторинга и идентификации, обработки цифровых изображений. За разработки в области антенной техники награжден двумя серебряными медалями ВДНХ СССР. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2010 г.



НЕЧАЕВ Евгений Евгеньевич (род. в 1952 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры «Радиотехнические устройства» 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 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.



НОСКОВ Владислав Яковлевич (род. 25 января 1948 года в Омской области) — доктор технических наук, профессор департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета. В 1973 г. окончил радиотехнический факультет Томского института систем управления и радиоэлектроники. В 1985 г. в Московском педагогическом институте защитил диссертацию на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук. В 1995 г. в Московском государственном техническом университете гражданской авиации (МГТУ ГА) защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. С 2002 года — главный конструктор в объединении «ОКО» (г. Екатеринбург). Является членом двух докторских диссертационных советов по радиотехническим специальностям при УрФУ. Область научных интересов: системы ближней радиолокации, автоколебательные системы и автодины, теория нелинейных колебаний в радиотехнике, преемопередающие устройства и антенны для систем радиолокации и связи, история радиотехники. Опубликовано более 320 научных работ, получено 17 авторских свидетельств и патентов на изобретения. Награжден знаком «Изобретатель СССР». Член редколлегии журналов: «Техника и приборы СВЧ» (Одесса), «Information and Telecommunication Sciences» (Киев), «Infocommunications and Radio Technologies» (Севастополь), «Вестник МЭИ» (Москва), «Journal of Electronic Research and Application» (Сидней) и «Уральский радиотехнический журнал» (Екатеринбург). Участник КрыМиКо с 1991 г., член Оргкомитета с 2018 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, старший научный сотрудник. С 1987 г., после знакомства с Ю. С. Тиходеевым, начал заниматься проблемами нанoeлектроники. 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 80 публикаций, 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.



ОВЧИННИКОВА Елена Викторовна (род. в 1975 г.) — доктор технических наук, профессор 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.



ПАПУЛОВСКАЯ Наталья Владимировна (род. 28 декабря 1972 г.) — кандидат педагогических наук, директор Инновационного центра Cisco Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, доцент департамента радиоэлектроники и связи Института Радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ. Ответственный секретарь и технический редактор международного научного журнала «Ural Radio Engineering Journal», заведующая редакцией ЖУРНАЛА «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии». Автор и соавтор более 50 научных работ и учебных пособий. Область научных интересов: современные методы обучения в инженерном образовании, цифровая обработка графической информации, технологии интернета вещей. Участник КрыМиКо с 2015 г., член Оргкомитета с 2018 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 30 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 2008 г. председатель секции «История радиотехники, электроники и связи» Санкт-Петербургской организации Общероссийской общественной организации «Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова» (СПБНТОРЭС). С 2009 г. — член Программного комитета КрыМиКо по направлению «История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий». Почетный работник ВПО РФ (2011).



ПЕСТРЯКОВ Александр Валентинович (род. 27 мая 1954 г.) — доктор технических наук, профессор, декан факультета радио и телевидения Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), заведующий кафедрой радиооборудования и схемотехники, руководитель научно-исследовательского отдела «Радиотехнические системы и устройства». В 1976 году окончил Московский электротехнический институт связи. В 1980 г. защитил кандидатскую, в 1993 — докторскую диссертацию. С 1995 года профессор по кафедре радиопередающих устройств. Автор и соавтор более 250 научных публикаций, в том числе монографии и 15 изобретений (включая ряд зарубежных патентов в США, Германии, Евросоюзе, Японии, Китае). На протяжении более 30 лет руководит секцией «Устройства синхронизации» в РНТОРЭС им. А. С. Попова. Область научных интересов: системы синхронизации, синтеза частот, абонентского оборудования систем мобильной связи, цифрового радиовещания, устройств и систем глобального космического

го мониторинга подвижных объектов. Награды и почетные звания: «Мастер связи» (2001 г.), Почетный работник высшего профессионального образования (2016). Член Программного комитета КрыМиКо с 2016 г.



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. 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.



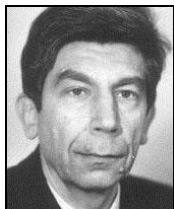
РЕДЬКИНА Елена Александровна (род. 7 июля 1981 г.) — кандидат технических наук (2009), доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета (2012). Научные интересы: проектирование антенных решеток, телекоммуникационного оборудования, вопросы формирования и измерения магнитного поля низкой частоты. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2013 г.



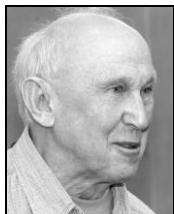
РЖЕВЦЕВА Наталия Леонидовна (род. в 1958 г.) — директор филиала НИЦ «ИНФРА-М» в Республике Крым и г. Севастополе. В 2005—2016 гг. — директор научной библиотеки Севастопольского государственного университета. В 1979 г. окончила Харьковский государственный институт культуры. Область профессиональных интересов — библиотечное дело, новые информационные технологии, история исследований в области радиотехнологий. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2005 г.



САВОЧКИН Александр Анатольевич (род. 3 августа 1963 г.) — кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Инновационные телекоммуникационные технологии» (с 2021 г.) 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.



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.



САМСОНОВ Геннадий Андреевич (род. 5 ноября 1936 г.) — вице-президент Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова (с 2010 г.). В 1960 г. с отличием окончил Радиофакультет Московского авиационного института. Кандидатскую диссертацию защитил в 1967 г., с 1970 г. — доцент. В 1970—2013 гг. — доцент кафедры «Космические информационные технологии» Московского института радиотехники, электроники и автоматики (МИРЭА), в настоящее время — Московский технологический университет. Более 100 печатных работ, 29 авторских свидетельств СССР на изобретения. «Почётный радист» (2002). Член-корреспондент Академии инженерных наук (2012). Член Оргкомитета КрыМиКо с 2018 г.



СОВЛУКОВ Александр Сергеевич (род. 27 мая 1947 г.) — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, г. Москва. Окончил в 1971 г. физический факультет Московского Государственного Университета им. М.В. Ломоносова. С этого же года работает в Институте проблем управления. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию, а 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 9 монографий, более 250 научных работ и более 150 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 Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского (г. Симферополь). В 1966 году окончил радиофизический факультет Харьковского государственного университета. 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.



ЧЕРНЕГА Виктор Степанович (род. 5 октября 1946 г. в Полтавской области) — кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационные системы» Севастопольского государственного университета (СевГУ). В 1969 г. окончил факультет автоматики и вычислительных устройств Севастопольского приборостроительного института. В 1976 г. в Киевском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Системы и средства передачи информации по каналам связи». Область научных интересов: теория и техника систем передачи информации, медицинские информационные системы, применение лазерных технологий в урологии. Автор (соавтор) более 150 публикаций, включая 25 авторских свидетельств СССР, патентов РФ и Украины, 5 учебных пособий с грифом министерств высшего специального образования СССР и Украины.



ЧЕЧЕТИН Анатолий Васильевич (род. 26 ноября 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.



ШИРОКОВ Игорь Борисович (род. 25 июля 1959 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры «Электронная техника» 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 завалами, позиционирование объектов, промышленные контроллеры и датчики технологического оборудования, силовая электроника, энергосберегающие технологии. Автор более 450 научных и методических работ, включая 3 монографии и около 100 патентов и заявок на изобретение. Член Программного комитета КрыМиКо с 2009 г.

Содержание

ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ

INV.1	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ Калошин В. А.	1
INV.2	РЕЛЯТИВИСТСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА: ТЕОРИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТ Гинзбург Н. С., Малкин А. М., Заславский В. Ю., Железнов И. В., Палицин А. В., Сергеев А. С., Федотов А. Э.	3
INV.3	КОГНИТИВНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СВЧ СИСТЕМАХ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОСАДКИ МАНЕВРЕННЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г., Щербаков Е. С.	5

СЕКЦИЯ 1/1: УСТРОЙСТВА ГЕНЕРАЦИИ И УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СВЧ-СИГНАЛОВ

1.1	ИСТОЧНИКИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА НА КРЕМНИЕВЫХ ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫХ ДИОДАХ Карушкин Н. Ф., Обухов И. А.	7
1.2	ГЕНЕРАЦИЯ ШУМА В ОДНОЧАСТОТНОМ ЛПД-ГЕНЕРАТОРЕ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ НИЗКОЧАСТОТНОГО ГАРМОНИЧЕСКОГО КОЛЕБАНИЯ Мясин Е. А.	9
1.3	СИЛОВЫЕ И СВЧ GaN ТРАНЗИСТОРЫ ПРОИЗВОДСТВА АО «ПКК Миландр» И УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НА ИХ ОСНОВЕ Тарасов С. В., Колесников Д. В., Глушков Г. И., Полунин М. М., Ткачев А. Ю. ..	11
1.4	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 70 Вт В ПОЛОСЕ ЧАСТОТ 100—1000 МГц Гармаш С. В.	13
1.5	УСИЛИТЕЛЬ СВЧ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА 1—6 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 30 Вт НА ОСНОВЕ GaN ТРАНЗИСТОРНЫХ БАЛАНСНЫХ СХЕМ Радченко А. В., Гармаш С. В.	15
1.6	УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА 4—18 ГГц Маркелова Т. А., Радченко А. В.	17
1.7p	МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ X-ДИАПАЗОНА С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ БОЛЕЕ 500 мВт Андреев А. С., Кишинский А. А., Радченко А. В.	19
1.8p	СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ Карасев М. С., Далингер А. Г., Адиатулин А. В., Щёголев С. А.	21

СЕКЦИЯ 1/2: ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СВЧ

1.9	РАЗРАБОТКА СЛОЖНО-ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ ДЛЯ ПРИЕМНОГО ТРАКТА Ku-ДИАПАЗОНА Азаренко А. В.	23
1.10	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ 0.1—18 ГГц С КАСКОДНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ Ефимов А. С., Темнов А. М., Дуудинов К. В.	25

1.11	РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ГЕТЕРОБИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ СТРУКТУР InGaP/GaAs Козловский Э. Ю., Захаров С. И., Семенова Л. М., Тейдер А. А.	27
1.12	АВТОНОМНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ МОЩНОСТИ СВЧ Осипов А. М., Рычко А. Р., Тейдер А. А., Семенова Л. М.	30
1.13	МИС СВЧ ОГРАНИЧИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С УРОВНЕМ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ МЕНЕЕ 14 мВт В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 8—12 ГГц Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С.	32
1.14	MEMBRANE-INTEGRATED PLANAR SCHOTTKY DIODES FOR WAVEGUIDE mm-WAVE DETECTORS Shurakov A., Belikov I., Prikhodko A., Mikhailov D., Gol'tsman G.	34

СЕКЦИЯ 2: ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

2.1	НЕЛИНЕЙНОЕ ПОДАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ В ЛАМПЕ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ Гришин С. В., Дмитриев Б. С., Разуваев Ф. П., Скорыходов В. Н., Титов В. Н., Трубецков Д. И.	35
2.2	ВЛИЯНИЕ ПЛОТНОСТИ ТОКА ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА И НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА МОЩНОСТЬ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ЛБВО ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА Нгуен Ч. З., Ковтун Д. Г.	37
2.3p	РАЗРАБОТКА МФС ДЛЯ ПЯТИЛУЧЕВОЙ ЛБВ СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ Медведев М. А., Золотых Д. Н., Афонин И. Н.	39
2.4p	ВЫСШИЕ ТИПЫ КОЛЕБАНИЙ В СПИРАЛЬНОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЕ ЛБВ Золотых Д. Н., Сенчуров В. А., Мучкаев В. Ю.	41
2.5p	УСТРОЙСТВО ВВОДА-ВЫВОДА ЭНЕРГИИ ЛБВ W-ДИАПАЗОНА Золотых Д. Н., Аржанухина Д. С., Навроцкий И. А., Горшкова Е. В.	43
2.6p	ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫВОДОВ ЭНЕРГИИ ЛБВ W-ДИАПАЗОНА Галдецкий А. В., Савин А. Н., Богомолова Е. А., Бакунин Е. А., Коломийцева Н. М.	45
2.7p	АНАЛИЗ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ВЫВОДОВ ЭНЕРГИИ ЛБВ W-ДИАПАЗОНА Галдецкий А. В., Савин А. Н., Богомолова Е. А., Бакунин Г. В., Коломийцева Н. М.	48
2.8p	МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНЫХ КЛИСТРОНОВ С НЕОДНОРОДНЫМ ФОКУСИРУЮЩИМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ Аксенчик А. В., Киринович И. Ф.	51
2.9p	МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ МОЩНОГО НИЗКОВОЛЬТНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КЛИСТРОНА S-ДИАПАЗОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БАК-МЕТОДА ГРУППИРОВКИ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА Голованов Н. А., Галдецкий А. В.	53
2.10p	О ВОЗБУЖДЕНИИ РЕЗОНАТОРОВ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПУЧКАМИ Галдецкий А. В.	55
2.11p	ВЛИЯНИЕ НЕСИММЕТРИИ КОНСТРУКЦИИ ЭКРАНОВ АТОМНО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ С ЛАЗЕРНОЙ НАКАЧКОЙ НА МАГНИТНЫЙ СДВИГ ЧАСТОТЫ Галдецкий А. В., Духина Н. Г., Мирющенко Н. И., Плешанов С. А.	57

2.12p	СПОСОБ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОЭМИССИОННЫХ КАТОДОВ СВЧ ПРИБОРОВ Новиков П. Е., Золотых Д. Н.	59

СЕКЦИЯ 3: СИСТЕМЫ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.1	ЦИФРОВОЕ ПРЕДЫСКАЖЕНИЕ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ МОДЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ С «ЭФФЕКТОМ ПАМЯТИ» Шокиров В. А., Черкашин А. А., Кочемасов В. Н., Сафин А. Р.	61
3.2	КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ПРИЕМНИКА НА БАЗЕ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ Игнатьев М. Н., Боровик И. А.	63
3.3	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОМЕРНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ ВЕСОВЫХ ВЕКТОРОВ АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОТ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ Поповнин Ю. М.	65
3.4	ОБНАРУЖЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА ДЛЯ ЗАДАЧ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ Кузьмин Л. В., Москвина И. Н.	67
3.5	СИСТЕМА МОНИТОРИНГА РАДИО ЭФИРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ SDR Лукьянчиков А. В., Лызлов А. В.	69
3.6p	РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА Гулько В. Л., Мещеряков А. А.	71
3.7p	ОБЗОР РАДИОЧАСТОТНЫХ МЕТОДОВ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ МОБИЛЬНОГО ТЕЛЕФОНА Петров А. С., Поддубный С. С., Аникин К. В., Прохоренко А. Ю.	73
3.8p	СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ВСТРОЕННЫХ В ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ ГЕНЕРАТОРОВ Романов С. К., Леньшин А. В., Тихомиров Н. М., Тихомиров В. Н.	75
3.9p	ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СПОСОБА КОДИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКА ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ МЕТРИЧЕСКИХ ПРОСТРАНСТВ Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю.	77
3.10p	РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ АЗИМУТА И УГЛА МЕСТА ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ Львович И. Я., Преображенский А. П., Чопоров О. Н.	79
3.11p	ПРИЕМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ С БОЛЬШОЙ БАЗОЙ Андреев Ю. В.	81
3.12p	ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОМАЯКОВ В ОДНОПОЗИЦИОННЫХ ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ Петров Ю. В.	83
3.13p	ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ С СИГНАЛОМ QAM-16 Веденькин Д. А., Гильфанова А. Ф.	84

3.14p	СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ Афонин И. Л., Поляков А. Л., Маленко В. А.	86
3.15p	ИЗМЕНЕНИЕ ЗАГРУЖЕННОСТИ КВ РАДИОКАНАЛОВ ПРИ РАСШИРЕНИИ ИХ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ОТ 3 кГц ДО 24 кГц Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Бельгибаев Р. Р.	88
3.16	SNBWAN — синхронная LPWAN-технология интернета вещей с высокой пропускной способностью Зверев Б. В., Сартаков А. Л.	90

СЕКЦИЯ 3а: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

3а.1	ИССЛЕДОВАНИЯ ПРИМЕНЕНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА В ОБЛАСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ С ПОМОЩЬЮ ПЛАТФОРМЫ RTL-SDR Силкин А. В.	92
3а.2	ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ УПРАВЛЕНИЯ ТЕРМИНАЛАМИ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЕ СБОРА ДАННЫХ Гимпилевич Ю. Б., Лукьянчиков А. В., Редькина Е. А.	93
3а.3p	ГРАФОВЫЕ БАЗЫ ДАННЫХ КАК ОСНОВА АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА Батура М. П., Пилецкий И. И., Волорова Н. А.	95
3а.4p	О ФОРМИРОВАНИИ ЦИФРОВЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЕДПРИЯТИЯ В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ Обухов П. А.	97
3а.5p	ОСОБЕННОСТИ АДАПТАЦИИ МОДЕЛЕЙ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ ПЕРВОГО И ВТОРОГО ПОРЯДКА Клевцов С. И.	99
3а.6p	ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ LoRa В IoT СИСТЕМЕ СБОРА КЛИМАТИЧЕСКИХ ДАННЫХ ДЛЯ АГРОБИЗНЕСА РОССИИ Южаков М. С., Берзин А. К., Фильченко Д. И., Бадьин А. В.	101
3а.7p	РАЗРАБОТКА ПЛАТФОРМЫ ТЕСТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ Папуловская Н. В., Изотов И. Н., Блиничкин Д. Ю.	103

СЕКЦИЯ 4/1: АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

4.1	МЕТОД СИНТЕЗА ЛИНЕЙНОЙ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С УГЛОВЫМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ Мищенко С. Е., Шацкий В. В., Винник Л. В.	106
4.2	СПОСОБ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ Ларин А. Ю., Литвинов А. В., Мищенко С. Е., Помысов А. С., Шацкий В. В.	108
4.3	УЗКОНАПРАВЛЕННАЯ ВОЛНОВОДНАЯ АНТЕННА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ОБЗОРА ЛЕТНОГО ПОЛЯ Сучков А. В., Рыжов Д. А.	110
4.4	КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ, ПРИНЯТЫХ ПО БОКОВЫМ ЛЕПЕСТКАМ АНТЕННЫ, В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ Паршина Е. С.	112

4.5	ВОЛНОВОДНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА X-ДИАПАЗОНА С ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ Овчинникова Е. В., Гаджиев Э. В., Нгуен Динь То, Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А.	114
4.6	МОДЕРНИЗАЦИЯ ЭЛЕМЕНТА ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ W-ДИАПАЗОНА Комиссарова Е. В., Крехтунов В. М.	116
4.7p	ЭФФЕКТИВНЫЙ АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ Обуховец В. А.	118
4.8p	МАЛОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА СИСТЕМЫ ЛОКАЛЬНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ Широков И. Б., Сердюк И. В., Овчаров П. П.	120
4.9p	ДИАГРАММООБРАЗУЮЩАЯ СИСТЕМА ДЛЯ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ Царьков А. В., Нечаев В. И.	122
4.10p	АНТЕННЫЙ МОДУЛЬ НА LTCC-КЕРАМИКЕ Ka-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ Царьков А. В., Бочкова Е. Н., Нечаев В. И.	124
4.11p	ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОЛЬЦЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С БАЗОЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ДАННЫХ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ИЗДЕЛИЯ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ Левенков Н. О., Шапошникова Ж. В., Аверина Е. В.	126
4.12p	МЕТОДИКА РАСЧЕТА КАЛИБРОВОЧНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ Шапошникова Ж. В., Левенков Н. О., Аверина Е. В.	128

СЕКЦИЯ 4/2: АНТЕННЫЕ ОБТЕКАТЕЛИ И АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

4.13	МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНО- СЕЛЕКТИВНЫХ ЭКРАНОВ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА ДЛЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ Бузов А. Л., Бузова М. А., Минкин М. А., Шляхов А. В.	130
4.14	ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ АМПЛИФАЗОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ СФЕРИЧЕСКОГО СКАНЕРА Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А., Шубников В. В.	131
4.15	ХАРАКТЕРИСТИКИ РАССЕЯНИЯ АНТЕННЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК Касьянов А. О., Суматохин К. В.	133
4.16	РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА Касьянов А. О., Шишак В. Н.	135
4.17	КОНСТРУКТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АНТЕННЫХ ОБТЕКАТЕЛЕЙ С УГЛОВОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ В НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕШЕТОК Касьянов А. О., Чернышев А. С.	137
4.18	ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИЕ СХЕМЫ ПРОХОДНОГО И ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПОВ ДЛЯ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК Обуховец В. А.	139

СЕКЦИЯ 4/3: ВИБРАТОРНЫЕ, ЩЕЛЕВЫЕ И ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ

4.19	О ФОРМАХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ И ИНТЕГРО-ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН И СХОДИМОСТИ АЛГОРИТМОВ Давидович М. В., Колесов Г. И., Саяпин К. А.	141
4.20	АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ ВИВАЛЬДИ Куприц В. Ю., Мещеряков А. А.	143
4.21	ШИРОКОПОЛОСНАЯ РЕШЕТКА ПЛАНАРНЫХ ДИПОЛЕЙ ДЛЯ АНТЕНН БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ Кобрин К. В., Li Zimeng, Следков В. А., Мануилов М. Б.	145
4.22	ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ ПЕТЛЕВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВАРИАНТАХ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ Бондарь П. И., Карлов Ал. В., Нарышкин М. И., Пестовский К. И.	147
4.23	РАСЧЁТ ИМПЕДАНСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ С РАМОЧНЫМ ИЗЛУЧАТЕЛЕМ, РАСПОЛОЖЕННЫМ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКЕ Клюев Д. С., Коршунов С. А., Нещерет А. М.	149
4.24	ФАЗОВЫЙ ЦЕНТР КОМБИНИРОВАННОЙ АНТЕННЫ Андреев Ю. А., Плиско В. В.	151
4.25p	МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕНН С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ДИАГРАММАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ Слезкин В. Г., Неведров М. Г., Слезкин Г. В.	153
4.26p	ВОЗБУЖДЕНИЕ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ МНОГОПЕТЛЕВЫМ УСТРОЙСТВОМ Жданов Б. В., Войтович Н. И.	155
4.27p	П-ОБРАЗНЫЙ ДИПОЛЬ С КРУГОВОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В ПЛОСКОСТИ ВЕКТОРА E Войтович В. В., Петраш Ю. В., Белоусов М. М., Юнгайтис Е. М., Жданов Б. В., Ершов А. В., Войтович Н. И.	157
4.28p	ОРГАНИЗАЦИЯ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ В ПРОТЯЖЁННЫХ ТОННЕЛЯХ Котков К. В., Моторко А. И., Нарышкин И. М., Пестовский И. Н.	159
4.29p	МУЛЬТИФОКУСИРОВКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ЗОНЕ БЛИЖНЕГО ИЗЛУЧЕННОГО ПОЛЯ Веденькин Д. А.	161
4.30p	ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОЛЕЙ ПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ НА КОНЕЧНОМ РАССТОЯНИИ Бобрешов А. М., Скулкин С. П., Смусева К. В., Кашеев Н. И., Усков Г. К.	163
4.31p	РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА RWG ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН Савочкин А. А., Безгин А. А.	165

СЕКЦИЯ 5: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

5.1	МИКРОПОЛОСКОВЫЕ УСТРОЙСТВА ПЕРЕКРЕСТНОГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ Алыбин В. Г., Семочкин А. С., Зарапин С. А., Яхутин С. А.	167
5.2	БЕСКОРПУСНЫЕ ФИКСИРОВАННЫЕ СВЧ АТТЕНУАТОРЫ С ЗАДАННОЙ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТЬЮ Емельянов Е. В., Кеврух С. Л., Юценко А. Ю.	169

5.3	СИНТЕЗ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА НА ТОНКИХ РЕЗОНАНСНЫХ ДИАФРАГМАХ Черных К. О., Гаптрахманова В. А., Махно П. В., Крутиев С. В.	171
5.4	ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ПОЛОСНО- ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА, ИЗГОТОВЛЕННОГО ПО SIW ТЕХНОЛОГИИ Крутиев С. В., Лонкина Д. В., Махно П. В.	173
5.5	МАЛОГАБАРИТНЫЕ ВЫСОКОДОБРОТНЫЕ СВЧ ПАВ-РЕЗОНАТОРЫ В SMD-КОРПУСАХ Веремеев И. В., Доберштейн С. А.	175
5.6	ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СПИРАЛЬНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ И ФИЛЬТРЫ НА ИХ ОСНОВЕ Тимошенко Т. С., Тюменцев А. И.	177
5.7	ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ Говоров Г. Е., Мануилов М. Б.	179
5.8	МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ТРАНСВЕРСАЛЬНЫЙ АНАЛОГОВЫЙ СВЧ ФИЛЬТР Батин А. Г., Петров Р. В., Хаванова М. А.	181
5.9p	ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ПОЛОСНО- ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА НА ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ СО СЛОЖНЫМИ ТОНКИМИ РЕЗОНАНСНЫМИ ДИАФРАГМАМИ Ефремова С. С., Ипатьев А. С., Крутиев С. В.	183
5.10p	МИНИАТЮРНЫЙ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ ФИЛЬТР НА СПИРАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРАХ Тюменцев А. И., Тимошенко Т. С.	185
5.11p	МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭКРАНА БИОЛОГИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ Страхов С. Ю., Сотникова Н. В., Страхова А. С.	187
5.12p	ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ С РАДИАЛЬНЫМИ ГРЕБНЯМИ И КОЛЬЦЕВЫМИ СЕКМЕНТАМИ КОНЕЧНОЙ ТОЛЩИНЫ Лонкина Д. В., Земляков В. В., Губский Д. С., Крутиев С. В.	189
5.13p	УПРАВЛЯЕМЫЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ В ЗАДАЧАХ ПОВЫШЕНИЯ ЭКРАНИРУЮЩИХ СВОЙСТВ СВЧ ЭКРАНОВ Веденькин Д. А., Шаронов Д. Е.	192
5.14p	МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ НА МНОГОМОДОВОМ РЕЗОНАТОРЕ Ходенков С. А., Шепета Н. А.	194
5.15p	РЕШЕНИЕ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ПРИ СИНТЕЗЕ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С НЕУРАВНОВЕШЕННОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СВЯЗЬЮ Малютин Н. Д., Малютина А. Н., Чинь Т. Т.	196
5.16p	ОПРЕДЕЛЕНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЭПОКСИДНОГО КЛЕЯ ПРИ ПОМОЩИ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА С РАДИАЛЬНЫМ ВОЗБУЖДАЮЩИМ ПОЛЕМ Теплых А. А., Зайцев Б. Д., Семёнов А. П., Бородина И. А.	198
5.17p	ПАССИВНЫЙ КОРРЕКТОР АЧХ СВЧ ДИАПАЗОНА И СПОСОБ ЕГО ИЗГОТОВЛЕНИЯ Белоусов А. А., Старина Т. В.	200

СЕКЦИЯ 5а: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ ПРИБОРОВ

5а.1	ЭЛЕМЕНТЫ ТЕХНИКИ Суб-ТГц ДИАПАЗОНА, ПОЛУЧЕННЫЕ МЕТОДОМ 3D-ПЕЧАТИ Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Симонова К. В., Москаленко В. Д.	201
5а.2	СОЗДАНИЕ КОМПОНЕНТОВ СВЧ-ПРИБОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ 3D-ПЕЧАТИ Морозкин М. В., Проявин М. Д., Котомина В. Е., Зарубин Т. И.	203
5а.3	ВЛИЯНИЕ ТИТАНАТА БАРИЯ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПРОНИЦАЕМОСТЬ ЭПОКСИДНОГО ПРЕСС-МАТЕРИАЛА Кукушина К. Г., Еремин Е. Н., Тищенко Н. М., Кохнюк Д. Д.	205
5а.4р	ПРИМЕНЕНИЕ СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ИМИДЖИНГА ДЛЯ АНАЛИЗА ОДНОРОДНОСТИ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ Бердюгин А. И., Бадьин А. В., Гурский Р. П., Шематило Т. Н.	207
5а.5р	ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ОТКЛИК ОТ ПОЛУЧЕННЫХ 3D ПЕЧАТЬЮ КОМПОЗИЦИОННЫХ СТРУКТУР С РИФЛЕНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ НА КВЧ И ГВЧ Кулешов Г. Е., Трофимов Е. А., Бадьин А. В.	209
5а.6р	ИССЛЕДОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ И ПОГЛОЩЕНИЯ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНОВ В 3D-ПЕЧАТНЫХ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ КОМПОНЕНТАХ Соболев Д. И., Проявин М. Д., Белоусов В. И., Котомина В. Е., Рябов А. В., Зарубин Т. И.	211
5а.7р	ФОРМИРОВАНИЕ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫХ AuNi/n+-Si ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ НА ОСНОВЕ ЭВТЕКТИЧЕСКИХ СПЛАВОВ Ni ₃ Si и Ni ₂ Si Торхов Н. А., Клещенко М. С., Новиков В. А., Зарецкая Т. В.	213
5а.8р	ОСОБЕННОСТИ ЭПИТАКСИАЛЬНОГО НАРАЩИВАНИЯ СТРУКТУР КРЕМНИЯ ДЛЯ СВЧ-ДИОДОВ Дубкова А. С., Рябов В. Н., Тарасов И. В., Хахин Н. Б.	215
5а.9р	ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МНОГОСЛОЙНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ С ПОВЫШЕННЫМИ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ДЕТАЛЕЙ СВЧ-ПРИБОРОВ Ермаков А. В., Костишин В. Г., Жуков Р. А., Романова Ю. В.	217
5а.10р	ТЕХНОЛОГИЯ НАНЕСЕНИЯ ГАЛЬВАНИЧЕСКОГО ПОКРЫТИЯ НА КОМПОЗИЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ С ПОВЫШЕННЫМИ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИМИ СВОЙСТВАМИ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ДЕТАЛЕЙ СВЧ Леонтьев Н. А., Трошин И. Ю., Ревин Е. А., Ермаков А. В., Лихачева И. Е., Курдогло Е. Д.	219
5а.11р	ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ НА ОСНОВЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР И ТЕХНОЛОГИИ БЕЗМАСОЧНОЙ ФОТОЛИТОГРАФИИ Шамсутдинова Е. С., Смирнов А. В., Фионов А. С., Колесов В. В.	221
5а.12р	РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ПРОЗРАЧНЫХ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЁНОК ИТО МЕТОДОМ РЕАКТИВНОГО МАГНЕТРОННОГО РАСПЫЛЕНИЯ ПРИ КОМНАТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ Бурдыкин М. С., Захарченко Р. В., Шостаченко С. А., Каргин Н. И.	223
5а.13р	ОБЗОР НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ И ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОЙ ТЕХНОЛОГИЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ВЫСОКОНАДЕЖНЫХ КОРПУСОВ ДЛЯ СВЧ ЭЛЕКТРОНИКИ. ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ, НА ПРИМЕРЕ НТСС КОРПУСОВ КОМПАНИИ EGIDE (ФРАНЦИЯ) Нестеров Д. Н.	225

5a.14	РАЗРАБОТКА МИНИАТЮРНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФЕРРИТОВЫХ РАЗВЯЗЫВАЮЩИХ ПРИБОРОВ ПОВЫШЕННОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ ДЛЯ АФАР Х-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ Семенов А. С., Алексеев А. А., Цыберт А. В., Безруков А. Ю.	227
5a.15	КРУТИЛЬНАЯ МОДА МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА В ОБЛАСТИ МАГНИТОАКУСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА ДЛЯ ДВУХСЛОЙНОЙ ФЕРРОМАГНЕТИК-ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ, ОСНОВАННОЙ НА БИДОМЕННОМ НИОБАТЕ ЛИТИЯ Соколов О. В., Бичурин М. И., Леонтьев В. С.	229
5a.16	НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ В ПЕРИОДИЧЕСКИХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ СТРУКТУРАХ, УПРАВЛЯЕМЫХ СПИН-ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ ТОКАМИ Матвеев О. В., Морозова М. А.	231
5a.17p	ПРИНЦИП ЗАПИСИ, ХРАНЕНИЯ, СЧИТЫВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МУЛЬТИФЕРРОИДНЫХ СТРУКТУР С СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ГИСТЕРЕЗИСМ Матвеев О. В., Морозова М. А.	232
5a.18p	СПЕКТРЫ МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ЛИТИЙ-ТИТАН-ЦИНКОВОГО ФЕРРИТА С ДОБАВКАМИ ДВУОКСИ ЦИРКОНИЯ Журавлев В. А., Журавлева Е. В.	233
5a.19p	ПРИМЕНЕНИЕ МЕТАСТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ ЧЕТЫРЕХ СПЛИТ-КОЛЬЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРОВ Лобекин В. Н., Татаренко А. С., Бичурин М. И.	235
5a.20p	ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОСТРИКЦИОННО- ПЬЕЗОПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗИСТОРА Петров Д. А., Иванов С. Н., Бичурин М. И.	237
5a.21p	ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ФИЗИЧЕСКИХ ПРИНЦИПОВ СОЗДАНИЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДИОДОВ Иванов С. Н., Семенов Г. А., Петров Д. А., Леонтьев В. С.	239
5a.22p	О НЕКОТОРЫХ ПРОБЛЕМАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ШИРОКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПУЧКОВ С ПЛАНАРНЫМИ СВЧ-СТРУКТУРАМИ НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛЛИЯ Степович М. А., Калманович В. В., Филиппов М. Н.	241
5a.23p	ФОТОСЕНСОРЫ НА ОСНОВЕ МОЛЕКУЛЯРНЫХ ПЛЕНОК ЛЕНГМЮРА — БЛОДЖЕТТ ФТАЛОЦИАНИНА МЕДИ Горбачев И. А., Смирнов А. В., Колесов В. В.	242
5a.24p	АЛМАЗОКАРБИДКРЕМНИЕВЫЙ КОМПОЗИТ В КАЧЕСТВЕ ЭФФЕКТИВНОГО ПОГЛОТИТЕЛЯ МИКРОВОЛН Гордеев С. К., Корчагина С. Б., Запечалов В. Е., Паршин В. В., Серов Е. А.	244
5a.25p	СОГЛАСОВАННАЯ НАГРУЗКА НА ОСНОВЕ БРЭГГОВСКИХ СТРУКТУР СВЧ-ДИАПАЗОНА С КОМПОЗИТНЫМ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЛОЕМ Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Михайленко Д. А., Скрыбин А. А.	246
5a.26p	РАЗМЕЩЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ НА КРИСТАЛЛЕ СБИС НА ОСНОВЕ МНОГОМЕРНОГО ГИБРИДНОГО АЛГОРИТМА Данильченко В. И.	248

СЕКЦИЯ 5b/1: НАНОЭЛЕКТРОНИКА И НАНОМАТЕРИАЛЫ

5b.1	ПЕРСПЕКТИВЫ УЛУЧШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ DA-DpHEMT ТРАНЗИСТОРОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Богданов С. А., Бакаров А. К., Журавлёв К. С., Карпов С. Н., Лапин В. Г., Лукашин В. М., Пашковский А. Б., Рогачёв И. А., Терёшкин Е. В.	250
5b.2	МНОГОКОМПОНЕНТНАЯ МОДЕЛЬ ПЕРЕНОСА ЗАРЯДА Обухов И. А.	252
5b.3	МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ОДНО- И ДВУХСЛОЙНОГО ГРАФЕНА Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.	254
5b.4	ПРИРОДА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ТГц ДИАПАЗОНА В СПИН-ИНЖЕКЦИОННЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЯХ С МАГНИТНЫМИ НАНОПЕРЕХОДАМИ Панас А. И., Чигарев С. Г., Вилков Е. А., Бышевский-Конопко О. А., Загорский Д. Л., Долуденко И. М.	255
5b.5	ЧИСЛЕННОЕ РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЙ МАКСВЕЛЛА ПРИ НАЛИЧИИ СИЛЬНЫХ УГЛОВЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ Семенихин И. А.	257
5b.6	КОМПЕНСАЦИЯ ЕМКОСТИ ЩЕЛИ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ГЕНЕРАТОРА ТГц ДИАПАЗОНА НА ПРОЛЕТНЫХ КАНАЛАХ С ПЕРЕМЕННОЙ ИНЖЕКЦИЕЙ Симонов Н. А., Вьюрков В. В., Руденко К. В., Лукичев В. Ф.	259
5b.7p	О ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ МАТРИЦЫ НАНОПРОВОДОВ Балабанов В. М., Горох Г. Г., Обухов И. А.	261
5b.8p	ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ ГЕТЕРОСТРУКТУР С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ТРАНСПОРТОМ НА ОСНОВЕ ДВУМЕРНЫХ МАТЕРИАЛОВ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.	263
5b.9p	МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДОВ НА ОСНОВЕ GaN/AlGaN С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ТРАНСПОРТОМ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.	264
5b.10p	ПОПЕРЕЧНЫЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫЙ ПЕРЕНОС ГОРЯЧИХ ЭЛЕКТРОНОВ В ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ НА ОСНОВЕ GaN Карпов С. Н., Богданов С. А., Пашковский А. Б.	265
5b.11p	СПЕЦИАЛЬНАЯ РАЗНОСТНАЯ СХЕМА ДЛЯ РЕШЕНИЯ СИСТЕМЫ ЖЕСТКИХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ НЕЛОКАЛЬНЫЙ ТРАНСПОРТ ЭЛЕКТРОНОВ В DA – DpHEMT Пашковский А. Б.	267
5b.12p	АНАЛИЗ ВАКУУМНОГО РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНОГО ДИОДА Давидович М. В., Глухова О. Е., Колесов Г. И., Саяпин К. А.	269

СЕКЦИЯ 5b/2: НАНОТЕХНОЛОГИИ И НАНОМАТЕРИАЛЫ

5b.13	ПОЛУЧЕНИЕ ТОНКИХ ПЛЕНОК ЛЕНГМЮРА — ШЕФФЕРА N,N'-ДИ(3,5-ДИМЕТИЛФЕНИЛ)- И N,N'-ДИ (4-ХЛОРФЕНИЛ)ДИИМИДА 1,1'-БИНАФИЛ—4,4',5,5',8,8'-ГЕКСАКАРБОНОВОЙ КИСЛОТЫ Никитин К. С., Казак А. В., Поленов Ю. В., Егорова Е. В.	271

5b.14	ОПТИЧЕСКАЯ АНИЗОТРОПИЯ И СПЕКТРАЛЬНАЯ ФОТОСЕНСИБИЛИЗАЦИЯ В ПОЛИМЕРНЫХ ПЛЁНКАХ Чаусов Д. Н., Курилов А. Д., Казак А. В., Козенков В. М., Беляев В. В.	273
5b.15	ПРИМЕНЕНИЕ САМООРГАНИЗУЮЩИХСЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР В КОНСТРУКЦИЯХ МЭМС-УСТРОЙСТВ Денисенко М. А., Исаева А. С., Лысенко И. Е.	274
5b.16	ОЦЕНКА ПОЛЯРИЗАЦИИ И ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА В ДЕФОРМИРОВАННЫХ ОРИЕНТИРОВАННЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБКАХ Ильина М. В.	276
5b.17	МЕХАНИЗМЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗВУКА В НАМАГНИЧЕННОЙ МАГНИТНОЙ ЖИДКОСТИ, СОДЕРЖАЩЕЙ ЭЛЛИПСОИДАЛЬНЫЕ АГРЕГАТЫ Курилов А. Д.	278
5b.18p	ПОВЕРХНОСТНЫЕ ПЛАЗМОНЫ В СТРУКТУРАХ С МЕТАЛЛИЧЕСКИМИ ПЛЕНКАМИ И ГРАФЕНОВЫМИ ЛИСТАМИ Давидович М. В., Колесов Г. И., Саяпин К. А.	280
5b.19p	УСЛОВИЯ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ПЛАЗМОН- ПОЛЯРИТОННЫХ ВОЛН В ГЕТЕРОСТРУКТУРЕ «графен/SiO ₂ » Гвоздовский Д. Ч., Баранова М. С., Стемпицкий В. Р.	282
5b.20p	ОДНОМЕРНЫЕ НАНО-КОНТАКТЫ ШОТКИ НА ОСНОВЕ III-НИТРИДНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ Торхов Н. А., Вертегел В. В., Будняев В. А.	284
5b.21p	ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ СВОЙСТВА ГЕТЕРОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ ФУЛЛЕРЕНА C ₆₀ И ОРГАНИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ Мазинов А. С., Тютюник А. С., Гурченко В. С., Карпенко Н. И.	286
5b.22p	ДЕТЕКТОР ДНК НА ОСНОВЕ НАНОАНТЕННЫХ СТРУКТУР Полетаев Д. А., Соколенко Б. В., Нудьга А. А., Старосек А. В.	288
СЕКЦИЯ 6: СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХБОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ И ЭФФЕКТЫ		
6.1	ГЕНЕРАЦИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СУБНАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ Ка-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ВИНТОВОЙ ГИРО-ЛБВ С ПРОСВЕТЛЯЮЩИМСЯ ЦИКЛОТРОННЫМ ПОГЛОТИТЕЛЕМ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ Гинзбург Н. С., Самсонов С. В., Денисов Г. Г., Вилков М. Н., Зотова И. В., Богдашов А. А., Гачев И. Г., Сергеев А. С., Розенталь А. М.	290
6.2	ВЫСОКООРБИТНАЯ ГИРО-ЛБВ НА ВОЛНЕ TE ₂₁ Колосов С. В., Шатилова О. О.	292
6.3	ПОДАВЛЕНИЕ ГЕНЕРАЦИИ ВЧ-МОД В РОС-ЛАЗЕРЕ С БРЭГГОВСКОЙ РЕШЕТКОЙ КОНЕЧНОЙ ШИРИНЫ Гинзбург Н. С., Сергеев А. С., Кочаровская Е. Р., Малкин А. М., Заславский В. Ю.	294
6.4	ТЕРАГЕРЦОВАЯ ЛБВ НА СВЕРЗНУТОМ ПО КРУГОВОЙ СПИРАЛИ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ Кураев А. А., Матвеев В. В.	295
6.5	ВИЗУАЛИЗАЦИИ ПУЧКА МОЩНОГО МИЛЛИМЕТРОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОБОЯ ГАЗА, ИНИЦИИРОВАННОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЭКРАНОМ Буланова С. А., Гитлин М. С., Глявин М. Ю., Орловский А. А., Фокин А. П., Цветков А. И.	297

6.6	ПОВЫШЕНИЕ МОЩНОСТИ В РЕЛЯТИВИСТСКОМ ГИРОТРОНЕ НА ВТОРОЙ ЦИКЛОТРОННОЙ ГАРМОНИКЕ В БЛИЗКИХ К СВЧ ПРОБОЮ УСЛОВИЯХ Завольский Н. А., Иляков Е. В., Кулагин И. С., Шевченко А. С.	299
6.7p	ВЛИЯНИЕ ПРОДОЛЬНОЙ НЕОДНОРОДНОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ГЕНЕРАЦИЮ ВОЛН-УБИЙЦ В ГИРОТРОНАХ Гинзбург Н. С., Зотова И. В., Морозкин М. В., Розенталь Р. М., Розенталь С. Р., Сергеев А. С.	301
6.8p	КВАЗИЛИНЕЙНАЯ ТЕОРИЯ ЛСЭ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА Гинзбург Н. С., Кочаровская Е. Р., Сергеев А. С., Фильченков С. Е.	303
6.9p	ОПТИМИЗАЦИЯ ГИРОТРОННОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ЭКСПЕДИЦИОННОЙ ЛАБОРАТОРИИ Гафуров М. Р., Запевалов В. Е., Паршин В. В.	305
6.10p	СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ УЛЬТРАКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В ГЕНЕРАТОРНЫХ СХЕМАХ С ТРЕХВОЛНОВЫМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ Гришин С. В., Бир А. С., Романенко Д. В.	307
6.11p	ОБОСТРЕНИЕ СВЕРХКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ НЕЛИНЕЙНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ Бобрешов А. М., Жабин А. С., Рязанцев А. Д., Степкин В. А., Усков Г. К.	309
СЕКЦИЯ 6а: РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ		
6a.1	СВЧ-ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПОКАЗАТЕЛИ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ БАЗОВОГО ЭЛЕМЕНТА БИБЛИОТЕКИ ОТЕЧЕСТВЕННОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА КМОП 90 нм МОП-ТРАНЗИСТОРА Жидков Н. М., Сотсков Д. И., Котов В. Н., Елесин В. В., Усачев Н. А., Кузнецов А. Г.	311
6a.2	SiGe БИКМОП ГЕНЕРАТОР УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ К-ДИАПАЗОНА ДЛЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ Селищев И. А., Сотсков Д. И., Усачев Н. А., Елесин В. В., Жидков Н. М.	313
6a.3	МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ РАДИАЦИИ Громов Д. В., Полевич С. А.	315
6a.4	УЧЕТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРОНИКАЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ АНАЛИЗЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА Ловшенко И. Ю., Стемпичский В. Р.	317
6a.5	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОБЛУЧЕНИЯ НЕЙТРОНАМИ НА СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОЩНЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ p-i-n ДИОДОВ НА ОСНОВЕ GaAs Солдатенков Ф. Ю., Козлов В. А., Соболев М. М.	319
6a.6	СТОЙКОСТЬ СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ОДИНОЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ Полевич С. А., Дудинов К. В., Ефимов А. С.	321
6a.7p	СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО КОРПУСА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ С УЗКОЙ ЩЕЛЬЮ Г-ОБРАЗНОГО ТИПА РАЗЛИЧНОЙ ДЛИНЫ В РЕЗОНАНСНОМ РЕЖИМЕ Бутин В. И., Кундышев П. Я., Руденко Ю. А.	323

6а.8р	ДВУХСТОРОННИЙ КРЕМНИЕВЫЙ МИКРОСТРИПОВЫЙ ДЕТЕКТОР ТЯЖЕЛЫХ ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ Роценко П. С., Ловшенко И. Ю.	325

СЕКЦИЯ 7: СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ

7.1	МЕТОДИКА ДИНАМИЧЕСКОЙ КОРРЕКТИРОВКИ ОШИБОК ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СТЕНДА Снастин М. В., Добычина Е. М.	326
7.2	ВЛИЯНИЕ УДАЛЁННЫХ ПОМЕХ НА ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЯ ЧАСТОТНОГО ДАЛЬНОМЕРА БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ С ВЕСОВЫМ МЕТОДОМ ОЦЕНКИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ Баранов И. В., Езерский В. В.	328
7.3	ПРОБЛЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ СВЧ-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ 0.01—6 ГГц Курбанов А. Х., Хеглунд И. Л.	330
7.4	ИЗМЕРЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ОПОРНЫХ ШАЙБ КОАКСИАЛЬНЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ Коренев А. В., Гошин Г. Г.	332
7.5	АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ СВЧ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СОВРЕМЕННЫХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ Щёголев С. А., Карасев М. С., Далингер А. Г., Жерновенков В. А., Адиатулин А. В., Путилин А. П., Астахов А. Д.	334
7.6	АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СТЕНД ДЛЯ ЦИФРОВОЙ КАЛИБРОВКИ АНАЛОГОВОГО УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ФИЛЬТРОВ НА МСВ В ДЕЦИМЕТРОВЫЙ И САНТИМЕТРОВЫЙ ДИАПАЗОНАХ И ШИРОКОМ ИНТЕРВАЛЕ РАБОЧИХ ТЕМПЕРАТУР Перевощиков В. И., Попова С. М., Куденко А. С., Четчин А. В.	336
7.7р	LTR МЕТОД КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ В КОАКСИАЛЬНОМ И П-ОБРАЗНОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ Лупанова Е. А., Никулин С. М.	338
7.8р	ОСОБЕННОСТИ ВОЛНОВОДНЫХ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР Фитаев И. Ш., Старостенко В. В., Мазинев А. С., Падалинский М. М., Арсеничев С. П., Григорьев Е. В.	340
7.9р	ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ПОГРЕШНОСТИ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ СВЧ УСТРОЙСТВ НА ПОДЛОЖКАХ Бондаренко А. С., Савочкин А. К.	342
7.10р	ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА МОИС МШУ СВЧ ДИАПАЗОНА МЕТОДАМИ «ГОРЯЧЕГО» И «ХОЛОДНОГО» ИСТОЧНИКА Ворожцов А. Л.	345
7.11р	РАЗРАБОТКА И СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ БЛОКА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПРИБОРА ВСТРОЕННОГО МИКРОВОЛНОВОГО КОНТРОЛЯ Гимпилевич Ю. Б., Никифоров С. М., Овчаров П. П.	347
7.12р	РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ СЕНСОРА, ПОСТРОЕННОГО НА ОСНОВЕ СИММЕТРИЧНОЙ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л., Тыщук Ю. Н., Дидус В. Т.	349

7.13р	РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО КОАКСИАЛЬНОГО СВЧ СЕНСОРА ДЛЯ ПРИБОРА ВСТРОЕННОГО МИКРОВОЛНОВОГО КОНТРОЛЯ Гимпилевич Ю. Б., Вертегел В. В., Тыщук Ю. Н., Травкина М. Д.	351
7.14р	СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЙ В ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ТОМОГРАФИИ С ДАТЧИКАМИ НА ОТРЕЗКАХ ДВУХПРОВОДНОЙ ЛИНИИ Гайкович К. П., Смирнов А. И.	353

СЕКЦИЯ 8/1: РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ

8.1	КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОТКАЗОВ И РЕКОНФИГУРАЦИИ Паршина Е. С., Соколова Ю. С.	355
8.2	ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ РАДИОЛОКАТОРА ПРОФИЛЯ ВЕТРА В ДИАПАЗОНЕ 1680 МГц Иванов В. Э., Кудинов С. И., Букрин И. В., Ширшов Н. В.	357
8.3	РАДИОЛОКАТОР СИСТЕМЫ АЭРОЛОГИЧЕСКОГО РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ НА БАЗЕ SDR ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА Плохих О. В., Гусев А. В.	359
8.4	ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПОЧВЫ ПО ИСКАЖЕНИЮ ИМПУЛЬСА, ФОРМИРУЕМОГО ОДНОПРОВОДНОЙ ЛИНИЕЙ Колесов Г. Н., Андриянов В. Г.	361
8.5	РАЗРАБОТКА НАСТРАИВАЕМОГО ВОЛНОВОДНОГО ПОЛОСНО- ПРОПУСКАЮЩЕГО ФИЛЬТРА СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ СОСТАВА ВОЗДУШНОЙ СРЕДЫ Широков И. Б., Евдокимов П. А., Широкова Е. И.	363
8.6	УЧЕТ НЕЛИНЕЙНОСТИ МОДУЛЯЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ В МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АВТОДИНА С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.	365
8.7р	АВТОДИННЫЙ ОТКЛИК ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СВЧ ГЕНЕРАТОРА ПРИ НАЛИЧИИ НЕЛИНЕЙНОСТИ МОДУЛЯЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.	367
8.8р	МЕТОД ЛИНЕАРИЗАЦИИ МОДУЛЯЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ ГЕНЕРАТОРА И ПРИНЦИП ОБРАБОТКИ СИГНАЛА АВТОДИННОГО ДАТЧИКА С ПОМОЩЬЮ ЦИФРОВОГО СИГНАЛЬНОГО ПРОЦЕССОРА Носков В. Я., Богатырев Е. В., Ермак Г. П., Васильев А. С.	369
8.9р	РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ АВТОДИННОЙ СБРЛ С ЦИФРОВЫМ СИГНАЛЬНЫМ ПРОЦЕССОРОМ В БЛОКЕ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Ермак Г. П., Васильев А. С.	371
8.10р	ГОМОДИННЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ МИКРОВОЛНОВОГО ОПОРНОГО СИГНАЛА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЙ Широков И. Б., Скорик И. В., Покровский В. А.	373
8.11р	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЦ Андриянов Н. А., Андриянов Д. А.	375

СЕКЦИЯ 8/2: СВЧ-ТЕХНИКА В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

8.12	МЕХАНИЗМЫ ПЕРВИЧНОГО ТЕПЛОВОГО ЭФФЕКТА ОТ СВЧ И ВЧ ВОЛН ВО ВЛАГОСОДЕРЖАЩИХ ГЕТЕРОГЕННЫХ МАТЕРИАЛАХ Махмудов Х. Ф.	377

8.13	МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД В ЕМКОСТИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОТРЕЗКОВ ДЛИННОЙ ЛИНИИ Совлуков А. С.	379
8.14	СИСТЕМА СВЧ ПЕРЕРАБОТКИ ТВЕРДОГО ОРГАНИЧЕСКОГО СЫРЬЯ Крапивницкая Т. О., Буланова С. А., Денисенко А. Н., Соболев Д. И., Песков Н. Ю.	380
8.15	ИССЛЕДОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПЛЕНОК ХИТОЗАНА К АММИАКУ С ПОМОЩЬЮ СВЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА Зайцев Б. Д., Бородина И. А., Семенов А. П., Теплых А. А.	382
8.16	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СДВИГОВ СТРУКТУР СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ УВЕЛИЧЕННОГО РАССТОЯНИЯ Широков И. Б., Сердюк И. В., Азаров А. А., Широкова Е. И.	384
8.17	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭНЕРГИИ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ НА РЕОЛОГИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПОЛИМЕРНОГО ПОКРЫТИЯ НА ОСНОВЕ ЭПОКСИДНОЙ СМОЛЫ Абуталипова Е. М., Склюев П. В., Пережогин Д. Ю., Трошина О. С.	386
8.18p	МОБИЛЬНАЯ СВЧ УСТАНОВКА ДЛЯ ОБРАБОТКИ ПОЛИМЕРНЫХ ИЗОЛЯЦИОННЫХ ПОКРЫТИЙ ТРУБОПРОВОДОВ Абуталипова Е. М., Шулаев Н. С., Кац Н. Г., Пережогин Д. Ю.	388
8.19p	ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРООБРАЗОВАНИЯ ЦЕМЕНТНО-ПЕСЧАНЫХ РАСТВОРОВ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ПОЛЕ СВЧ ДИАПАЗОНА Абуталипова Е. М., Авренюк А. Н., Кац Н. Г., Пережогин Д. Ю.	390
8.20p	ЖИДКОСТНЫЙ СЕНСОР НА ОСНОВЕ РЕЗОНАТОРА С РАДИАЛЬНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ Семёнов А. П., Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Бородина И. А.	392
8.21p	МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕПЛОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ БОЛОМЕТРИЧЕСКОГО ТИПА Ловшенко И. Ю., Садченко В. В., Стемпицкий В. Р., Чан Ван Чиеу	394
8.22p	ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗОНАНСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ КРАСОК Полетаев Д. А., Дичка А. Г.	396
8.23p	БИОСЕНСОРНЫЕ ПОКРЫТИЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫХ ДАТЧИКОВ НА ОСНОВЕ МИЦЕЛИЯ БАЗИДИАЛЬНЫХ ГРИБОВ Смирнов А. В., Кузнецова И. Е., Анисимкин В. И., Краснопольская Л. М., Голышкин А. В.	398

СЕКЦИЯ 8a: МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

8a.1	НАНО-МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КЛЕТОК БУККАЛЬНОГО ЭПИТЕЛИЯ ЧЕЛОВЕКА Торхов Н. А., Евстигнеев М. П., Бучельникова В. А.	400
8a.2	ОСОБЕННОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ВОЛОКОННЫХ ТУЛИЕВЫХ ЛАЗЕРОВ ДЛЯ ДЕЗИНТЕГРАЦИИ МОЧЕВЫХ КОНКРЕМЕНТОВ Чернега В. С., Арбузов И. А.	402
8a.3	ДАТЧИК НА ОСНОВЕ ЩЕЛЕВОЙ МОДЫ В АКУСТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ ДЛЯ БЫСТРОГО ОБНАРУЖЕНИЯ КОРОНАВИРУСОВ Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Староверов С. А., Фомин А. С., Гулий О. И.	404
8a.4p	О ЗАДАЧЕ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ВНУТРЕННЕЙ ТЕМПЕРАТУРЫ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ Убайчин А. В., Абдирасул уулу Т., Щегляков А. В., Жук Г. Г., Кречетов Д. В.	406

8a.5p	ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С БИОЛОГИЧЕСКИМИ И СОЦИАЛЬНЫМИ ОБЪЕКТАМИ Дмитриев А. С., Рыжов А. И.	407

СЕКЦИЯ 8b: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА

8b.1	PHOTOCONDUCTIVE DIPOLE ANTENNAS BASED ON SEMICONDUCTORS WITH LONG AND SHORT CHARGE CARRIER LIFETIMES FOR PULSED AND CW TERAHERTZ GENERATION AND DETECTION Bereznaya S. A., Kobtsev D. A., Sarkisov S. Yu.	409
8b.2	РАДИОФОТОННАЯ МНОГОКАНАЛЬНАЯ ПРИЕМНАЯ СИСТЕМА ИОНОЗОНДА Андреев В. Д., Лустина А. А., Денисенко Е. П., Иванов А. А., Денисенко П. Е.	411
8b.3	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ПРИЕМНИКА НА ОСНОВЕ КРЕМНИЕВОЙ ТЕХНОЛОГИИ Коколов А. А., Коряковцев А. С., Бабак Л. И., Шеерман Ф. И., Конкин Д. А.	413
8b.4	РАДИОФОТОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ УГЛА ПРИХОДА ОТРАЖЕННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА Денисенко Е. П., Лустина А. А., Андреев В. Д., Иванов А. А., Денисенко П. Е.	415
8b.5	РАДИОФОТОННОЕ ФОРМИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СВЧ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАДАРОВ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ Кулагин В. В., Валуев В. В., Корниенко В. Н., Прохоров Д. А., Черепенин В. А.	417
8b.6p	РАДИОФОТОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ОТРАЖЕННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА Лустина А. А., Андреев В. Д., Денисенко Е. П., Иванов А. А., Денисенко П. Е.	419
8b.7p	OPTOELECTRONIC CHARACTERIZATION OF GALLIUM NITRIDE AND SILICON NEAR-ULTRAVIOLET p-i-n PHOTODIODES Volcheck V. S., Stempitsky V. R.	421
8b.8p	ОПТИЧЕСКИЕ БЛОХОВСКИЕ ОСЦИЛЛЯЦИИ В СИСТЕМЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ С ПОСТОЯННЫМ ГРАДИЕНТОМ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ Анастасиев А. А., Гозман М. И., Полищук И. Я., Полищук Ю. И.	423
8b.9p	О ВОЗМОЖНОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ ПОЛОЖИТЕЛЬНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ В РАДИОФОТОННЫХ ТРАКТАХ ДИАПАЗОНА СВЧ Белоусов А. А., Вольхин Ю. Н., Гамиловская А. В., Дубровская А. А.	425
8b.10p	ИСТОЧНИКИ ШУМА В ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРАХ Лучинин А. С., Малыгин И. В., Журавлев А. А., Струк В. К.	427
8b.11p	РАДИОФОТОННЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н.	429

СЕКЦИЯ 9/1: РАДИОАСТРОНОМИЯ, РРВ, РАДИОМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

9.1	ВОЗМОЖНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАВИТАЦИОННЫХ ВОЛН ОТ МАССИВНЫХ ТЕСНЫХ ДВОЙНЫХ СИСТЕМ Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Бурдин Д. В.	431

9.2	НАБЛЮДЕНИЯ АКТИВНОСТИ РЕГИОНА NOAA 2665 ОРБИТАЛЬНЫМИ И НАЗЕМНЫМИ ИНСТРУМЕНТАМИ Вольвач А. Е., Якубовская И. В.	433
9.3	ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ НУЛЕВОГО РАДИОМЕТРА С УПРОЩЕННОЙ КОНСТРУКЦИЕЙ ВХОДНОГО СВЧ-БЛОКА Жук Г. Г., Убайчин А. В., Щегляков А. В., Абдирасул уулу Т., Кречетов Д. С.	436
9.4	РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ДИСТАНЦИОННОМУ ИЗМЕРЕНИЮ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ РАДИОМЕТРОМ НА ПОЛЯХ ДЛЯ ВЫРАЩИВАНИЯ МИСКАНТУСА Сидоров И. А., Хохлов Н. Ф., Новичихин Е. П., Леушин В. Ю.	438
9.5p	ВСПЫШКИ ВОДЯНОГО МАЗЕРА В МОЛОДОЙ ДВОЙНОЙ СИСТЕМЕ IRAS 16293-2422 Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Орленсон В. Б.	440
9.6p	АНАЛИЗ ДВИЖЕНИЯ СЕВЕРНОГО ГЕОГРАФИЧЕСКОГО ПОЛЮСА Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И.	442
9.7p	АНАЛИЗ СРЕДНЕГОДОВОЙ ПРИЗЕМНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ВОЗДУХА В ПУНКТАХ КАРА-ДАГ И КРАСНОДАР Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И.	444
9.8p	ПРИМЕНЕНИЕ СВЧ РАДИОЛОКАЦИИ ДЛЯ ЗАГОРИЗОНТНОГО МОНИТОРИНГА НАДВОДНОЙ ОБСТАНОВКИ Михайлов М. С.	446
9.9p	ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК ИМПУЛЬСОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ, ПРИ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ Денисов В. П., Мещеряков А. А., Крутиков М. В., Полянских П. А.	447
9.10p	КОМПЕНСАЦИОННЫЙ РАДИОМЕТР Афонин И. Л., Поляков А. Л.	449
9.11p	ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ НА ОСНОВЕ УНИВЕРСАЛЬНОГО ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКА USRP 2953-R И ПРОГРАММНОЙ СРЕДЫ LabVIEW Щегляков А. В., Убайчин А. В., Абдирасул уулу Т., Жук Г. Г., Кречетов Д. С.	451
9.12p	РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ И ОДНОЗНАЧНОСТИ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЙ ФРЕНЕЛЯ В ЗАДАЧАХ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ Сидоров И. А.	452
9.13p	СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ ПРИ МАЛЫХ УГЛАХ ОБЛУЧЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛИРОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ Шошин Е. Л.	454
9.14p	ОБРАБОТКА СЛОЖНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ УЧЁТЕ ФЛУКТУАЦИЙ ЭПР ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ И УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН Фридман Л. Б., Синицын Е. А.	456
СЕКЦИЯ 9/2: СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ		
9.15	РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ МИНИ- И МИКРОСПУТНИКИ: СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ Коберниченко В. Г.	458

9.16	ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ НА ОСНОВЕ МНОГОЛУЧЕВОГО ПОДХОДА С УЧЕТОМ НАЛИЧИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ТЕНЕЙ Потапов А. А., Кузнецов В. А., Аликулов Е. А.	460
9.17	ИМИТАЦИЯ СИГНАЛОВ АНТИПОДОВ ЦЕЛЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РАБОТЫ ПЕРСПЕКТИВНОГО БОРТОВОГО РАДИОЛОКАТОРА Боков А. С., Дурнаков А. А., Слиской В. К.	462
9.18	ОБНАРУЖЕНИЕ И РАСПОЗНАВАНИЕ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ, ПОЛУЧЕННОМ С ПОМОЩЬЮ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ Вебер В. И., Кабиров А. А., Куприц В. Ю., Мещеряков А. А.	464
9.19	ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НАЗЕМНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОСТЕЙШИХ КАЛИБРОВОЧНЫХ ФУНКЦИЙ Исаев И. Д., Савельев А. Н., Семенов А. Н.	466
9.20p	ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПОСАДКИ Синицын Е. А., Фридман Л. Б.	468
9.21p	ПЕЛЕНГАЦИЯ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ПУТЕМ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ДОПЛЕРА ПРИНИМАЕМЫХ РАДИОСИГНАЛОВ Синицын Е. А., Фридман Л. Б.	470
9.22p	ОСОБЕННОСТИ КОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКИ ПАЧЕК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В ПЕРВИЧНОМ РАДИОЛОКАТОРЕ Фридман Л. Б., Синицын Е. А.	472
9.23p	РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОГО ФОРМИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА ИМИТАЦИИ ОТРАЖЕНИЯ СИГНАЛА РАДИОВЫСОТОМЕРА ОТ ПОВЕРХНОСТИ Слизкой В. К., Боков А. С., Гусев А. В.	474
9.24p	НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ АППРОКСИМАЦИИ ГИСТОГРАММЫ ДЛЯ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ Сорокин А. К.	476
9.25p	ВЛИЯНИЕ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ НА ПОВЕДЕНИЕ ГЛИССАДЫ Юнгайтис Е. М., Войтович Н. И.	478
СЕКЦИЯ Н: ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ		
Н.1	НАЧАЛО ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОНИКИ В ПЕРВОМ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОМ ВУЗЕ РОССИИ Золотинкина Л. И.	480
Н.2	ИСТОРИЯ СТАНОВЛЕНИЯ ТЕОРИИ СФОКУСИРОВАННЫХ ПОЛЕЙ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ Веденькин Д. А.	482
Н.3	ТРУДНЫЙ ПУТЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ НАУКИ И ПРОМЫШЛЕННОСТИ В ТОМСКЕ Шарыгина Л. И.	484
Н.4	ИСТОРИЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКОГО ДВИЖЕНИЯ В СЕВАСТОПОЛЕ Пузанков Л. А.	486
Н.5	НАЗЕМНЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС «ПЛУТОН» (к 60-летию запуска межпланетной станции «Венера-1») Афонин И. Л., Поляков А. Л., Дидус В. Т.	487

Н.6	ОГНЕННЫЕ ДЕТЕКТОРЫ БЕСПРОВОЛОЧНОЙ ТЕЛЕГРАФИИ	
	Пестриков В. М.	489
Н.7р	СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ТОПОНИМ «РАДИОГОРКА»: МИФЫ И ФАКТЫ	
	Ермолов П. П., Яковлева Т. В.	491
Н.8р	ГЛАВНЫЙ ТЕОРЕТИК «ИСТОКА» ВИЛИОР ПАВЛОВИЧ САЗОНОВ (1931—2014)	
	Ермолов П. П.	493
Н.9р	ОБ АВТОРАХ ДОКЛАДОВ ПО ИСТОРИИ РАДИОТЕХНИКИ, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ НА XIII МЕЖДУНАРОДНОМ КОНГРЕССЕ ПО ИСТОРИИ НАУКИ (к 50-летию конгресса)	
	Ермолов П. П.	495
ХРОНИКА		
	Памяти Марины Всеволодовны Глумовой	499
	К 75-летию профессора Обуховца Виктора Александровича	500

Авторы

- Абдирасул уулу Т. 406, 436, 451
 Абрамов И. И. 254, 263, 264
 Абуталипова Е. М. 386, 388, 390
 Аверина Е. В. 126, 128
 Авренюк А. Н. 390
 Аджемов А. С. 77
 Адиатулин А. В. 21, 334
 Азаренко А. В. 23
 Азаров А. А. 384
 Аксенчик А. В. 51
 Алексеев А. А. 227
 Аликулов Е. А. 460
 Алыбин В. Г. 167
 Анастасиев А. А. 423
 Андреев А. С. 19
 Андреев В. Д. 411, 415, 419
 Андреев Ю. А. 151
 Андреев Ю. В. 81
 Андрианов В. Г. 361
 Андриянов Д. А. 375
 Андриянов Н. А. 375
 Аникин К. В. 73
 Анисимкин В. И. 398
 Арбузов И. А. 402
 Аржанухина Д. С. 43
 Арсеничев С. П. 340
 Астахов А. Д. 334
 Афонин И. Л. 86, 349, 449, 487
 Афонин И. Н. 39
 Бабак Л. И. 413
 Бадьян А. В. 101, 201, 207, 209
 Бакаров А. К. 250
 Бакунин Г. В. 48
 Бакунин Е. А. 45
 Балабанов В. М. 261
 Баранов И. В. 328
 Баранова М. С. 282
 Батин А. Г. 181
 Батура М. П. 95
 Безгин А. А. 165
 Безруков А. Ю. 227
 Белкин М. Е. 429
 Белоусов А. А. 200, 425
 Белоусов В. И. 211
 Белоусов М. М. 157
 Бельгибаев Р. Р. 88
 Беляев В. В. 273
 Бердюгин А. И. 207
 Берзин А. К. 101
 Бир А. С. 307
 Бичурин М. И. 229, 235, 237
 Блиничкин Д. Ю. 103
 Бобрешов А. М. 163, 309
 Богатырев Е. В. 365, 367, 369, 371
 Богданов С. А. 250, 265
 Богдашов А. А. 290
 Богомоллова Е. А. 45, 48
 Боков А. С. 462, 474
 Бондаренко А. С. 342
 Бондарь П. И. 147
 Боровик И. А. 63
 Бородин И. А. 198, 382, 392, 404
 Бочкова Е. Н. 124
 Будняев В. А. 284
 Бузов А. Л. 130
 Бузова М. А. 130
 Букрин И. В. 357
 Буланова С. А. 297, 380
 Бурдин Д. В. 431
 Бурдыкин М. С. 223
 Бутин В. И. 323
 Бучельникова В. А. 400
 Бышевский-Конопко О. А. 255
 Валуев В. В. 417
 Васильев А. С. 369, 371
 Вебер В. И. 464
 Веденькин Д. А. 84, 161, 192, 482
 Веремеев И. В. 175
 Вертегел В. В. 284, 351
 Вилков Е. А. 255
 Вилков М. Н. 290
 Винник Л. В. 106
 Войтович В. В. 157
 Войтович Н. И. 155, 157, 478
 Волорова Н. А. 95
 Вольвач А. Е. 431, 433, 440, 442, 444
 Вольвач Л. Н. 431, 440
 Вольхин Ю. Н. 425
 Ворожцов А. Л. 345
 Вьюрков В. В. 259
 Гаджиев Э. В. 114
 Гайкович К. П. 353
 Галдецкий А. В. 45, 48, 53, 55, 57
 Гамиловская А. В. 425
 Гаптрахманова В. А. 171
 Гармаш С. В. 13, 15
 Гафуров М. Р. 305
 Гачев И. Г. 290
 Гвоздовский Д. Ч. 282
 Гильфанова А. Ф. 84
 Гимпилевич Ю. Б. 93, 347, 349, 351
 Гинзбург Н. С. 3, 290, 294, 301, 303
 Гитлин М. С. 297
 Глухова О. Е. 269
 Глушков Г. И. 11
 Глявин М. Ю. 297
 Говоров Г. Е. 179
 Гозман М. И. 423
 Голованов Н. А. 53
 Головин В. В. 429
 Голышкин А. В. 398
 Горбачев И. А. 242
 Гордеев С. К. 244
 Горох Г. Г. 261
 Горшкова Е. В. 43
 Гошин Г. Г. 332
 Григорьев Е. В. 340
 Гришин С. В. 35, 307
 Громов Д. В. 315
 Груша А. В. 32
 Губский Д. С. 189
 Гулий О. И. 404
 Гулько В. Л. 71
 Гурский Р. П. 207
 Гурченко В. С. 286
 Гусев А. В. 359, 474
 Давидович М. В. 141, 269, 280
 Далингер А. Г. 21, 334
 Данильченко В. И. 248
 Денисенко А. Н. 380
 Денисенко Е. П. 411, 415, 419
 Денисенко М. А. 274
 Денисенко П. Е. 411, 415, 419
 Денисов В. П. 447
 Денисов Г. Г. 290
 Дидус В. Т. 349, 487
 Дичка А. Г. 396
 Дмитриев А. С. 407
 Дмитриев Б. С. 35
 Дмитроца А. И. 442, 444
 Доберштейн С. А. 175

- Добычина Е. М. 326
 Долуденко И. М. 255
 Дорожкин К. В. 201
 Дубкова А. С. 215
 Дубровская А. А. 425
 Дудинов К. В. 25, 321
 Дурнаков А. А. 462
 Духина Н. Г. 57
 Евдокимов П. А. 363
 Евстигнеев М. П. 400
 Егорова Е. В. 271
 Езерский В. В. 328
 Елесин В. В. 311, 313
 Емельянов Е. В. 169
 Еремин Е. Н. 205
 Ермак Г. П. 369, 371
 Ермаков А. В. 217, 219
 Ермолов П. П. 491, 493, 495
 Ершов А. В. 157
 Ефимов А. С. 25, 321
 Ефремова С. С. 183
 Жабин А. С. 309
 Жданов Б. В. 155, 157
 Железнов И. В. 3
 Жерновенков В. А. 334
 Жидков Н. М. 311, 313
 Жук Г. Г. 406, 436, 451
 Жуков Р. А. 217
 Журавлев А. А. 427
 Журавлев В. А. 233
 Журавлёв К. С. 250
 Журавлева Е. В. 233
 Завольский Н. А. 299
 Загорский Д. Л. 255
 Зайцев Б. Д. 198, 382, 392, 404
 Запёвалов В. Е. 244, 305
 Зарапин С. А. 167
 Зарецкая Т. В. 213
 Зарубин Т. И. 203, 211
 Заславский В. Ю. 3, 294
 Захаров С. И. 27
 Захарченко Р. В. 223
 Зверев Б. В. 90
 Земляков В. В. 189
 Золотинкина Л. И. 480
 Золотых Д. Н. 39, 41, 43, 59
 Зотова И. В. 290, 301
 Иванов А. А. 411, 415, 419
 Иванов В. А. 88
 Иванов В. Э. 357
 Иванов Д. В. 88
 Иванов С. Н. 237, 239
 Игнатков К. А. 365, 367
 Игнатьев М. Н. 63
 Изотов И. Н. 103
 Ильина М. В. 276
 Иляков Е. В. 299
 Ипатьев А. С. 183
 Исаев И. Д. 466
 Исаева А. С. 274
 Кабилов А. А. 464
 Казак А. В. 271, 273
 Калманович В. В. 241
 Калошин В. А. 1
 Карасев М. С. 21, 334
 Каргин Н. И. 223
 Карлов Ал. В. 147
 Карпенко Н. И. 286
 Карпов С. Н. 250, 265
 Карушкин Н. Ф. 7
 Касьянов А. О. 133, 135, 137
 Кац Н. Г. 388, 390
 Кашеев Н. И. 163
 Кеврух С. Л. 169
 Киринович И. Ф. 51
 Кирпанев А. В. 131
 Кирпанев Н. А. 131
 Кишинский А. А. 19
 Клевцов С. И. 99
 Клещенко М. С. 213
 Ключев Д. С. 149
 Коберниченко В. Г. 458
 Кобрин К. В. 145
 Ковтун Д. Г. 37
 Козенков В. М. 273
 Козлов В. А. 319
 Козловский Э. Ю. 27
 Коколов А. А. 413
 Колесников Д. В. 11
 Колесов В. В. 221, 242
 Колесов Г. И. 141, 269, 280
 Колесов Г. Н. 361
 Коломейцева Н. В. 254, 263, 264
 Коломийцева Н. М. 45, 48
 Колосов С. В. 292
 Комиссарова Е. В. 116
 Кондратьева С. Г. 114
 Конкин Д. А. 413
 Коренев А. В. 332
 Корниенко В. Н. 417
 Корчагина С. Б. 244
 Коршунов С. А. 149
 Коржавцев А. С. 413
 Костишин В. Г. 217
 Котков К. В. 159
 Котов В. Н. 311
 Котомина В. Е. 203, 211
 Кохнюк Д. Д. 205
 Кочаровская Е. Р. 294, 303
 Кочемасов В. Н. 61
 Крапивницкая Т. О. 380
 Краснопольская Л. М. 398
 Крехтунов В. М. 116
 Кречетов Д. В. 406
 Кречетов Д. С. 436, 451
 Криворучко Ю. Т. 5
 Крутиев С. В. 171, 173, 183, 189
 Крутиков М. В. 447
 Крутов А. В. 32
 Куденко А. С. 336
 Кудинов С. И. 357
 Кудряшова А. Ю. 77
 Кузнецов А. Г. 311
 Кузнецов В. А. 460
 Кузнецова И. Е. 398
 Кузьмин Л. В. 67
 Кукушина К. Г. 205
 Кулагин В. В. 417
 Кулагин И. С. 299
 Кулешов Г. Е. 209
 Кундышев П. Я. 323
 Куприц В. Ю. 143, 464
 Кураев А. А. 295
 Курбанов А. Х. 330
 Курбасова Г. С. 442, 444
 Курдогло Е. Д. 219
 Курилов А. Д. 273, 278
 Лабунов В. А. 254, 263, 264
 Лапин В. Г. 250
 Ларин А. Ю. 108
 Ларионов М. Г. 431, 440
 Левенков Н. О. 126, 128
 Леньшин А. В. 75
 Леонтьев В. С. 229, 239
 Леонтьев Н. А. 219
 Леушин В. Ю. 438
 Литвинов А. В. 108
 Лихачева И. Е. 219
 Лобекин В. Н. 235
 Ловшенко И. Ю. 317, 325, 394
 Лонкина Д. В. 173, 189
 Лукашин В. М. 250
 Лукичев В. Ф. 259
 Лукьянчиков А. В. 69, 93
 Лупанова Е. А. 338
 Лустина А. А. 411, 415, 419
 Лучинин А. С. 427
 Лызлов А. В. 69

- Лысенко И. Е. 274
 Львович И. Я. 79
 Мазинев А. С. 286, 340
 Маленко В. А. 86
 Малкин А. М. 3, 294
 Малыгин И. В. 427
 Малютин Н. Д. 196
 Малютина А. Н. 196
 Мануилов М. Б. 145, 179
 Маркелова Т. А. 17
 Матвеев О. В. 231, 232
 Матвеев В. В. 295
 Махмудов Х. Ф. 377
 Махно П. В. 171, 173
 Медведев М. А. 39
 Мещеряков А. А. 71, 143, 447, 464
 Минкин М. А. 130
 Мирющенко Н. И. 57
 Михайленко Д. А. 246
 Михайлов М. С. 446
 Мищенко С. Е. 106, 108
 Морозкин М. В. 203, 301
 Морозова М. А. 231, 232
 Москаленко В. Д. 201
 Москвина И. Н. 67
 Моторко А. И. 159
 Мучкаев В. Ю. 41
 Мясин Е. А. 9
 Навроцкий И. А. 43
 Нарышкин И. М. 159
 Нарышкин М. И. 147
 Нгуен Динь То 114
 Нгуен Ч. З. 37
 Неведров М. Г. 153
 Нестеров Д. Н. 225
 Нечаев В. И. 122, 124
 Нещерет А. М. 149
 Неяченко Д. И. 442, 444
 Никитин К. С. 271
 Никифоров С. М. 347
 Никулин С. М. 338
 Новиков В. А. 213
 Новиков П. Е. 59
 Новичихин Е. П. 438
 Носков В. Я. 365, 367, 369, 371
 Нудьга А. А. 288
 Обухов И. А. 7, 252, 261
 Обухов П. А. 97
 Обуховец В. А. 118, 139
 Овчаров П. П. 120, 347
 Овчинникова Е. В. 114
 Орленсон В. Б. 440
 Орловский А. А. 297
 Осипов А. М. 30
 Падалинский М. М. 340
 Палицин А. В. 3
 Панас А. И. 255
 Папуловская Н. В. 103
 Паршин В. В. 244, 305
 Паршина Е. С. 112, 355
 Пашковский А. Б. 250, 265, 267
 Перевошиков В. И. 336
 Пережогин Д. Ю. 386, 388, 390
 Песков Н. Ю. 380
 Пестовский И. Н. 159
 Пестовский К. И. 147
 Пестриков В. М. 489
 Петраш Ю. В. 157
 Петров А. С. 73
 Петров Д. А. 237, 239
 Петров Р. В. 181
 Петров Ю. В. 83
 Пилецкий И. И. 95
 Плешанов С. А. 57
 Плиско В. В. 151
 Плохих О. В. 359
 Поддубный С. С. 73
 Покровский В. А. 373
 Полевич С. А. 315, 321
 Поленов В. Ю. 271
 Полетаев Д. А. 288, 396
 Полищук И. Я. 423
 Полищук Ю. И. 423
 Полунин М. М. 11
 Поляков А. Л. 86, 449, 487
 Полянских П. А. 447
 Помысов А. С. 108
 Пономарев Д. В. 246
 Попова С. М. 336
 Поповнин Ю. М. 65
 Потапов А. А. 460
 Преображенский А. П. 79
 Прохоренко А. Ю. 73
 Прохоров Д. А. 417
 Проявин М. Д. 203, 211
 Пузанков Л. А. 486
 Путилин А. П. 334
 Радченко А. В. 15, 17, 19
 Разуваев Ф. П. 35
 Ребров А. С. 32
 Ревин Е. А. 219
 Редькина Е. А. 93
 Рогачёв И. А. 250
 Розенталь А. М. 290
 Розенталь Р. М. 301
 Розенталь С. Р. 301
 Романенко Д. В. 307
 Романов С. К. 75
 Романова И. А. 254, 263, 264
 Романова Ю. В. 217
 Рощенко П. С. 325
 Руденко К. В. 259
 Руденко Ю. А. 323
 Рыжов А. И. 407
 Рыжов Д. А. 110
 Рычко А. Р. 30
 Рябов А. В. 211
 Рябов В. Н. 215
 Рябова Н. В. 88
 Рязанцев А. Д. 309
 Савельев А. Н. 466
 Савин А. Н. 45, 48
 Савочкин А. А. 165
 Савочкин А. К. 342
 Садченко В. В. 394
 Самсонов С. В. 290
 Сартаков А. Л. 90
 Сафин А. Р. 61
 Саяпин К. А. 141, 269, 280
 Селищев И. А. 313
 Семенихин И. А. 257
 Семенов А. Н. 466
 Семёнов А. П. 198, 382, 392
 Семенов А. С. 227
 Семенов Г. А. 239
 Семенова Л. М. 27, 30
 Семочкин А. С. 167
 Сенчугов В. А. 41
 Сергеев А. С. 3, 290, 294, 301, 303
 Сердюк И. В. 120, 384
 Серов Е. А. 244
 Сидоров И. А. 438, 452
 Силкин А. В. 92
 Симонов Н. А. 259
 Симонова К. В. 201
 Синоцын Е. А. 456, 468, 470, 472
 Склюев П. В. 386
 Скорик И. В. 373
 Скороходов В. Н. 35
 Скрипаль А. В. 246
 Скрыбин А. А. 246
 Скулкин С. П. 163
 Следков В. А. 145
 Слезкин В. Г. 153
 Слезкин Г. В. 153
 Слизкой В. К. 462, 474

- Смирнов А. В. 221, 242, 398
 Смирнов А. И. 353
 Смусева К. В. 163
 Снастин М. В. 326
 Соболев Д. И. 211, 380
 Соболев М. М. 319
 Совлуков А. С. 379
 Соколенко Б. В. 288
 Соколов О. В. 229
 Соколова Ю. С. 355
 Солдатенков Ф. Ю. 319
 Сорокин А. К. 476
 Сотникова Н. В. 187
 Сотсков Д. И. 311, 313
 Старинова Т. В. 200
 Староверов С. А. 404
 Старосек А. В. 288
 Старостенко В. В. 340
 Стемпицкий В. Р. 282, 317, 394, 421
 Степкин В. А. 309
 Степович М. А. 241
 Страхов С. Ю. 187
 Страхова А. С. 187
 Струк В. К. 427
 Суматохин К. В. 133
 Сучков А. В. 110
 Тарасов И. В. 215
 Тарасов С. В. 11
 Татаренко А. С. 235
 Тейдер А. А. 27, 30
 Темнов А. М. 25
 Теплых А. А. 198, 382, 392, 404
 Терёшкин Е. В. 250
 Тимошенко Т. С. 177, 185
 Титов В. Н. 35
 Тихомиров В. Н. 75
 Тихомиров Н. М. 75
 Тищенко Н. М. 205
 Ткачев А. Ю. 11
 Торхов Н. А. 213, 284, 400
 Травкина М. Д. 351
 Трофимов Е. А. 209
 Трошин И. Ю. 219
 Трошина О. С. 386
 Трубецков Д. И. 35
 Тыщук Ю. Н. 349, 351, 429
 Тюменцев А. И. 177, 185
 Тютюник А. С. 286
 Убайчин А. В. 406, 436, 451
 Усачев Н. А. 311, 313
 Усков Г. К. 163, 309
 Федотов А. Э. 3
- Филиппов М. Н. 241
 Фильченко Д. И. 101
 Фильченков С. Е. 303
 Фионов А. С. 221
 Фитаев И. Ш. 340
 Фокин А. П. 297
 Фомин А. С. 404
 Фридман Л. Б. 456, 468, 470, 472
 Хаванова М. А. 181
 Хахин Н. Б. 215
 Хеглунд И. Л. 330
 Ходенков С. А. 194
 Хохлов Н. Ф. 438
 Царьков А. В. 122, 124
 Цветков А. И. 297
 Цыберт А. В. 227
 Чан Ван Чиеу 394
 Чаусов Д. Н. 273
 Черепенин В. А. 417
 Черкашин А. А. 61
 Чернега В. С. 402
 Черных К. О. 171
 Чернышев А. С. 137
 Чечетин А. В. 336
 Чигарев С. Г. 255
 Чинь Т. Т. 196
 Чопоров О. Н. 79
 Шайдулов К. Д. 365, 367
 Шамсутдинова Е. С. 221
 Шапошникова Ж. В. 126, 128
 Шаронов Д. Е. 192
 Шарыгина Л. И. 484
 Шатилова О. О. 292
 Шатраков Ю. Г. 5
 Шацкий В. В. 106, 108
 Шевченко А. С. 299
 Шеерман Ф. И. 413
 Шематило Т. Н. 207
 Шепета Н. А. 194
 Широков И. Б. 120, 363, 373, 384
 Широкова Е. И. 363, 384
 Ширшов Н. В. 357
 Шишак В. Н. 135
 Шляхов А. В. 130
 Шмачилин П. А. 114
 Шокиров В. А. 61
 Шостаченко С. А. 223
 Шошин Е. Л. 454
 Шубников В. В. 131
 Шулаев Н. С. 388
 Щегляков А. В. 406, 436, 451
- Щёголев С. А. 21, 334
 Щербаков Е. С. 5
 Щербакова И. Ю. 254, 263, 264
 Южаков М. С. 101
 Юнгайтис Е. М. 157, 478
 Ющенко А. Ю. 169
 Яковлева Т. В. 491
 Якубовская И. В. 433
 Яхутин С. А. 167
- Belikov I. 34
 Bereznaya S. A. 409
 Gol'tsman G. 34
 Kobtsev D. A. 409
 Li Zimeng 145
 Mikhailov D. 34
 Prikhodko A. 34
 Sarkisov S. Yu. 409
 Shurakov A. 34
 Volcheck V. S. 421

Организации

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники	Минск	Беларусь	51, 95, 254, 261, 263, 264, 282, 292, 295, 317, 325, 394, 421
		Вьетнам	196
Guangzhou Compass Technology Co. Ltd.	Guangzhou	Китай	145
Новгородский государственный ун-т им. Ярослава Мудрого	Великий Новгород	Россия	181, 229, 235, 237, 239
ОКБ «Планета», АО	Великий Новгород	Россия	330
Планета-Аргалл, НПП, ЗАО	Великий Новгород	Россия	27, 30
ЦНИИ Циклон, АО	Великий Новгород	Россия	181
Волгоградский государственный технический университет	Волгоград	Россия	37
Военно-воздушная инженерная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина	Воронеж	Россия	75, 460
Воронежский государственный технический университет	Воронеж	Россия	79
Воронежский государственный университет	Воронеж	Россия	163, 309
Воронежский институт высоких технологий, АНОО ВО	Воронеж	Россия	79
Концерн «Созвездие», АО	Воронеж	Россия	75, 126, 128
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина	Екатеринбург	Россия	103, 357, 359, 365, 367, 369, 371, 427, 458, 462, 474, 476
Ивановский государственный университет	Иваново	Россия	271
Ивановский государственный химико-технологический университет	Иваново	Россия	271
Поволжский государственный технологический университет	Йошкар-Ола	Россия	88
Иркутский релейный завод	Иркутск	Россия	332
Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева	Казань	Россия	84, 161, 192, 411, 415, 419, 482
Казанский федеральный университет	Казань	Россия	305
Калужский государственный ун-т им. К. Э. Циолковского	Калуга	Россия	241
Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь», АО	Каменск-Уральский	Россия	23
НПО измерительной техники, АО	Королев	Россия	334
Сибирский государственный университет науки и технологий им. акад. М. Ф. Решетнева	Красноярск	Россия	194

Сибирский федеральный университет	Красноярск	Россия	365, 367, 369, 371
Крымская астрофизическая обсерватория, ФГБУН	Крым, Ялта	Россия	431, 433, 440, 442, 444
ВНИИФТРИ, ФГУП	Менделеево	Россия	342
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал	Моск. обл. Фрязино	Россия	9, 255, 438
Исток им. Шокина, НПП, АО	Моск. обл. Фрязино	Россия	21, 25, 32, 45, 48, 53, 55, 57, 215, 217, 219, 227, 250, 265, 267, 315, 321, 334
Базовые технологии, ООО	Москва	Россия	122, 124
ВНИИА им. Н. Л. Духова, ФГУП	Москва	Россия	323
Гиперион, ООО	Москва	Россия	438
Государственный астрономический институт им. П. К. Штернберга МГУ им. М. В. Ломоносова	Москва	Россия	417
Институт общей и неорганической химии им. Н. С. Курнакова РАН	Москва	Россия	241
Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН	Москва	Россия	379
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Москва	Россия	1, 61, 67, 81, 221, 242, 398, 407, 417, 460
Кристаллография и фотоника, ФНИЦ РАН	Москва	Россия	255, 271
Курчатовский институт, НИЦ	Москва	Россия	423
Микроволновые системы, АО	Москва	Россия	13, 15, 17, 19
МИСиС, национальный исследовательский технологический университет	Москва	Россия	273
Модуль, НТЦ, ЗАО	Москва	Россия	417
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) — МАИ	Москва	Россия	114, 326
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана	Москва	Россия	67, 116, 217, 438, 452, 466
Московский педагогический государственный университет	Москва	Россия	34
Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ)	Москва	Россия	77
Московский технологический университет (МИРЭА)	Москва	Россия	97, 429
Московский физико-технический институт (МФТИ)	Москва	Россия	81, 232, 301, 423
Московский энергетический институт «МЭИ» (национальный исследовательский университет)	Москва	Россия	61, 446
Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»	Москва	Россия	34

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»	Москва	Россия	223, 311, 313, 315, 417
НИИ по изысканию новых антибиотиков имени Г. Ф. Гаузе РАН	Москва	Россия	398
Первый Московский государственный медицинский университет им. И. М. Сеченова	Москва	Россия	269
Радиокомп, ООО	Москва	Россия	61, 446
Радиотехника, НПП	Москва	Россия	7, 252, 261
РГАУ — МСХА им. К. А. Тимирязева	Москва	Россия	438
Российские космические системы, АО	Москва	Россия	167
СПЭЛС, ЭНПО, АО	Москва	Россия	311, 313, 315
Физико-технологический институт им. К. А. Валиева РАН	Москва	Россия	257, 259
Физический институт им. П. Н. Лебедева РАН	Москва	Россия	431, 440
Финансовый университет при Правительстве РФ	Москва	Россия	375
Центр эксплуатации объектов наземной космической инфраструктуры (ЦЭНКИ), АО	Москва	Россия	357
Миландр, ПКК, АО	Москва, Зеленоград	Россия	11
Московский государственный областной университет	Мытищи	Россия	271, 273, 278
Институт прикладной физики (ИПФ) РАН (Федеральный исследовательский центр)	Нижний Новгород	Россия	3, 203, 211, 244, 290, 294, 297, 299, 301, 303, 305, 353, 380
Институт физики микроструктур (ИФМ) РАН	Нижний Новгород	Россия	353
Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»	Нижний Новгород	Россия	163
Нижегородский государственный технич. ун-т им. Р. Е. Алексеева	Нижний Новгород	Россия	338
«ЭсЭнБиУАН», ООО	Новосибирск	Россия	90
Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН	Новосибирск	Россия	250
Омский государственный технический университет	Омск	Россия	205
Омский НИИ приборостроения	Омск	Россия	175, 177, 185
Центральное конструкторское бюро автоматики	Омск	Россия	63, 200, 205, 345, 425
Пермская научно-производственная приборостроительная компания, ПАО	Пермь	Россия	427
КБ «ФАРВАТЕР, АО	Ростов-на-Дону	Россия	336
РНИИРС, ФНПЦ	Ростов-на-Дону	Россия	106, 108, 133, 135, 137

РТИ имени академика А. Л. Минца, АО	Ростов-на-Дону	Россия	179
Фаза, НПП, АО	Ростов-на-Дону	Россия	336
Южный федеральный университет	Ростов-на-Дону, Таганрог	Россия	99, 118, 133, 135, 137, 139, 145, 171, 173, 179, 183, 189, 248, 274, 276
КОНТАКТ-1, ООО	Рязань	Россия	328
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики	Самара	Россия	130, 147, 149, 159
Самарский государственный технический университет	Самара	Россия	386, 388, 390
Самарское инновационное предприятие радиосистем, АО	Самара	Россия	130, 147, 149, 159
Алмаз, НПП, АО	Саратов	Россия	39, 41, 43, 59, 110
Институт биохимии и физиологии растений и микроорганизмов РАН	Саратов	Россия	404
Саратовский государственный технический университет им. Ю. А. Гагарина	Саратов	Россия	41
Саратовский государственный ун-т им. Н. Г. Чернышевского	Саратов	Россия	35, 141, 231, 232, 246, 269, 280, 307, 361
Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Саратов	Россия	198, 382, 392, 404
Городская больница № 9	Севастополь	Россия	402
Севастопольский государственный университет	Севастополь	Россия	69, 86, 93, 120, 153, 165, 213, 284, 347, 349, 351, 363, 373, 384, 400, 402, 429, 449, 487, 491, 493, 495
Черноморское высшее военное училище им. П. С. Нахимова	Севастополь	Россия	65
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского	Симферополь	Россия	286, 288, 340, 396, 431
Российский телеграфный клуб	Симферополь	Россия	486
ВОЕНМЕХ — Балтийский государственный технический университет им. Д. Ф. Устинова	СПб	Россия	83, 187
Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры (ВНИРА), АО	СПб	Россия	5, 131
НПК «ТИМ», ООО	СПб	Россия	456, 468, 470, 472
НТЦ Челябинского радиозавода «Полет», АО	СПб	Россия	456, 468, 470, 472
Радар ммс, НПП, АО	СПб	Россия	112, 131, 355
Санкт-Петербургский государств. электротехнический ун-т «ЛЭТИ»	СПб	Россия	187, 480
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения	СПб	Россия	489

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого	СПб	Россия	131
Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения	СПб	Россия	73
СД Солюшнс, ООО	СПб	Россия	225
ФИД-Техника, ПК, АО	СПб	Россия	319
Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН	СПб	Россия	319, 377
Центральный научно-исследовательский институт материалов, АО	СПб	Россия	244
Уфимский государственный нефтяной технический университет	Стерлитамак	Россия	388, 390
Сургутский государственный университет ХМАО-Югры	Сургут	Россия	454
Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ	Тамбов	Россия	92
Институт оптики атмосферы им. В. Е. Зуева СО РАН	Томск	Россия	413
Институт сильноточной электроники СО РАН	Томск	Россия	151
Национальный исследовательский Томский государственный университет	Томск	Россия	101, 196, 201, 207, 209, 213, 233, 409
Национальный исследовательский Томский политехнический университет	Томск	Россия	413
НИИ полупроводниковых приборов, АО	Томск	Россия	169, 213
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)	Томск	Россия	71, 143, 151, 196, 284, 332, 406, 413, 436, 447, 451, 464, 484
Ульяновский государственный технический университет	Ульяновск	Россия	375
Южно-Уральский государственный университет, НИУ	Челябинск	Россия	155, 157, 478
Орион, НИИ	Киев	Украина	7
Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАНУ	Харьков	Украина	369, 371

Сверхширокополосные антенные системы

Калошин В. А.

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

125007, г. Москва, ул. Моховая, д. 11, стр.7, Российская Федерация

vak@cplire.ru

Аннотация: Рассмотрены основные направления и перспективы развития сверхширокополосных антенных систем. Проведен анализ полученных результатов в области сверхширокополосных фазированных антенных решеток и многолучевых антенных систем, а также систем с гибридными методами обзора пространства, в том числе сверхширокополосных планарных многолучевых антенн с частотным сканированием.

1. Введение

Полоса рабочих частот является одним из параметров антенных систем, являющихся частью радиотехнических систем, который определяет их важнейшие характеристики: точность определения дальности до цели, скорость передачи и получения информации и т.д. Развитие сверхширокополосных (СШП) антенных систем в настоящее время связано с одной стороны с расширением рабочей полосы частот систем радиолокации, радиосвязи, радиомониторинга и радиоизмерений, а с другой стороны - возможностью реализации на их базе многодиапазонных многофункциональных радиотехнических систем, что, в первую очередь, представляет интерес для размещения на мобильных объектах.

Следует отметить, что полоса частот согласования СШП антенны ограничивается снизу пределом Чу, связанным с максимальным размером антенны [1], а сверху - пределом, связанным с диаметром коаксиальной линии, являющейся, как правило, питающей линией СШП антенн. Поскольку в случае одиночного излучателя эти размеры не связаны и могут быть формально любыми, полоса согласования такой антенны может быть как угодно большой. Отношение верхней частоты полосы согласования к нижней в наиболее широкополосных экспериментальных образцах превышает 100:1[2,3].

В случае СШП антенных систем (зеркальных, линзовых, антенных решеток) ситуация другая. Верхняя частота антенных решеток определяется периодом решетки, при котором возникают высшие пространственные гармоники, приводящие к резкому росту боковых лепестков. Период, в свою очередь, определяет размер элемента решетки, от которого зависит нижняя частота согласования. В одноперiodических решетках (линейных, кольцевых) период ограничивает размер элемента только по одной координате, поэтому возможно уменьшение нижней частоты согласования за счет увеличения размера по другой координате. В результате удается реализовать полосу согласования близкую к максимальной для отдельного излучателя [4,5]. В случае двухперiodических антенных решеток (плоских, цилиндрических) период ограничивает размер элемента по двум координатам, поэтому реализованные полосы частот согласования существенно меньше. При этом рабочая полоса антенной системы определяется не только согласованием, но и другими параметрами: коэффициентом усиления, использованием поверхности, уровнем боковых лепестков, уровнем паразитной поляризации и т.д. В результате, полоса частот фазированных антенных решеток зависит от полосы частот используемых фазовращателей, а многолучевой антенной решетки – от полосы частот диаграммообразующей матрицы и ее элементов.

В случае зеркальных и линзовых систем рабочая полоса частот определяется облучающей системой (облучателем – для однолучевых антенных систем). К облучающей системе, кроме заданной полосы согласования предъявляются требования стабильности по частоте ширины амплитудной диаграммы направленности, положения фазового центра и фазовой диаграммы направленности, что существенно усложняет задачу в силу противоречивости указанных требований.

В случае многолучевых зеркальных и линзовых систем возникает требование заданного и стабильного в полосе частот уровня пересечения лучей.

В случае СШП планарных антенных решеток с частотным сканированием основная проблема – реализации полосы согласования элемента решетки – линейной антенны вытекающей волны.

Целью данной работы является обзор последних достижений в области разработки и исследования характеристик СШП антенных систем различных типов, их анализ и обсуждение перспектив развития.

2. Характеристики СШП антенных систем

Наибольшая полоса согласования двумерно-периодических двухполяризационных решеток реализована в цифровых фазированных решетках. В синфазном режиме полоса согласования решетки сантиметрового диапазона [6] 12:1, а миллиметрового диапазона - 9:1[7]. Полоса согласования синфазной двумерно-периодической решетки для передачи видеоимпульсов с одной линейной поляризацией (7:1) реализована в работе [8], а решетки с круговой поляризацией (10:1) – в работе [9]. Максимальная полоса согласования двумерно-периодической фазированной антенной решетки с одной линейной поляризацией реализована в работе [10] (15:1 - в синфазном режиме). В работах [11,12] в результате численного моделирования показаны возможности реализации еще большей полосы двухполяризационной плоской и цилиндрической решеток, соответственно. В работах [13, 14] рассмотрены многолучевые планарные широкополосные решетки с частотным сканированием, в работе [15] – СШП двухзеркальная антенна.

В докладе будет сделан более подробный анализ характеристик, а также перспективы развития СШП антенных систем, в том числе планарных решеток с гибридным двухмерным обзором пространства, а также СШП зеркальных и линзовых антенн.

Список литературы

1. Chu L.J. Physical limitations of omnidirectional antennas // Journal of Applied Physics. 1948. P. 1163-1175.
2. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Исследование характеристик поликонической антенны в широкой полосе частот // РЭ. 2011. Т.56. № 9. С.1094–1098.
3. Mehrdadian A., Forooghali K. Design and fabrication of a novel ultrawideband combined antenna // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2014. Vol. 13. P. 95-98.
4. Бирюков В.Л., Ефимова Н.А., Калинин В.И., Калошин В.А., Пангонис Л.И. Исследование сверхширокополосной кольцевой антенной решетки // Журнал радиоэлектроники. 2013. №1. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan13/20/text.pdf>
5. Elmansouri M.A., Ha J., Filipovic D.S. Ultrawideband TEM horn circular array // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65. No 3. P. 1374 – 1379.
6. Kindt R.W., Pickles W.R. Ultrawideband all-metal flared-notch array radiator // IEEE Trans. Antennas Propag. 2010. Vol. 58. No 11. P. 3568–3575.
7. Yan J., Gogineni S., Camps-Raga B., Brozena J. A dual-polarized 2-18 GHz Vivaldi array for airborne radar measurements of snow // IEEE Trans. Antennas Propag. 2016. V. 64. No 2. P. 781–785.
8. Беличенко В.П., Буянов В.И., Кошелев В.И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы // под ред. В.И.Кошелева // Новосибирск "Наука" 2015. С. 385.
9. Tzanidis I., Sertel K., Volakis J.L. Interwoven Spiral Array (ISPA) with a 10:1 Bandwidth on a Ground Plane // IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett. 2011. V.10. P.115-118.
10. Калошин В.А., Ле Н.Т. Двумерно – периодическая сверхдиапазонная антенная решетка TEM – рупоров с системой питания // РЭ. 2020. Т. 65. № 10. С. 979 – 986.
11. Калошин В.А., Ле Н.Т., Фролова Е.В. Сверхдиапазонная цилиндрическая антенная решетка TEM рупоров. Журнал радиоэлектроники. 2020. № 4. [Электронный ресурс]. <http://jre.cplire.ru/jre/apr20/2/text.pdf>.
12. Калошин В.А., Ле Н.Т. Двумерно – периодическая двух - поляризационная сверхдиапазонная антенная решетка // РЭ. 2019. Т. 64. №11. С.1126-1137
13. Банков С. Е., Грачев Г. Г., Дупленкова М. Д., Фролова Е. В. Проектирование и экспериментальное исследование интегральной зеркальной многолучевой антенны миллиметрового диапазона // РЭ. 2014. Т. 59. № 6. С. 552–571.
14. Kaloshin V.A., Le D.T. Multi-beam trifocal waveguide-slot antenna arrays. Conf. «Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», Moscow. March. 2020. DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078643
15. Bin Dong, Jian Yang , Jens Dahlström, Jonas Flygare, Miroslav Pantaleev, Bhushan Billade. Communication Optimization and Realization of Quadruple-Ridge Flared Horn With New Spline-Defined Profiles as a High-Efficiency Feed From 4.6 GHz to 24 GHz // IEEE Trans. Antennas Propag. 2019. Vol. 67. No. 1, P.585-590.

Релятивистские генераторы поверхностной волны миллиметрового диапазона: теория и эксперимент¹

Гинзбург Н.С., Малкин А.М., Заславский В.Ю., Железнов И.В.,
Палицин А.В., Сергеев А.С., Федотов А.Э.

*Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
ginzburg@ipfran.ru*

В настоящий момент накоплен значительный опыт экспериментального исследования релятивистских черенковских генераторов поверхностной волны (ГПВ) [1-5]. В таких источниках прямолинейный электронный пучок синхронно взаимодействует с замедленной основной гармоникой электромагнитного поля, распространяющегося в волноводе с периодической гофрировкой боковых стенок. Амплитуда этой гармоники падает при удалении от гофрировки, формируя поверхностную волну, что открывает возможность использования электродинамических систем с существенно большей сверхразмерностью по сравнению с традиционными релятивистскими генераторами типа ЛОВ [6, 7], работающими на низших модах гофрированных волноводов. Поверхностная волна представляет собой, фактически, супермоду, состоящую из мод регулярного волновода с коррелированными фазами; таким образом, в ГПВ частично решается проблема обеспечения пространственной когерентности излучения.

В работах [8 – 10] развита квазиоптическая теория генераторов указанного типа, основанная на представлении поля поверхностной волны в виде совокупности волновых пучков, связанных на гофрированной поверхности. Такая теория позволила не только описать предшествующие эксперименты по реализации ГПВ, но и показать перспективность указанного класса источников для генерации излучения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов на высоком уровне мощности до 10-100 МВт. При этом наряду с традиционными однопериодическими конфигурациями замедляющих систем цилиндрической и планарной геометрии был предложен ряд новых схем, к числу которых можно отнести ГПВ с двумерно-периодическими зам. системами, а также планарные ГПВ с поперечным по отношению к плоскости пучка выводом энергии (Рис. 1-2).

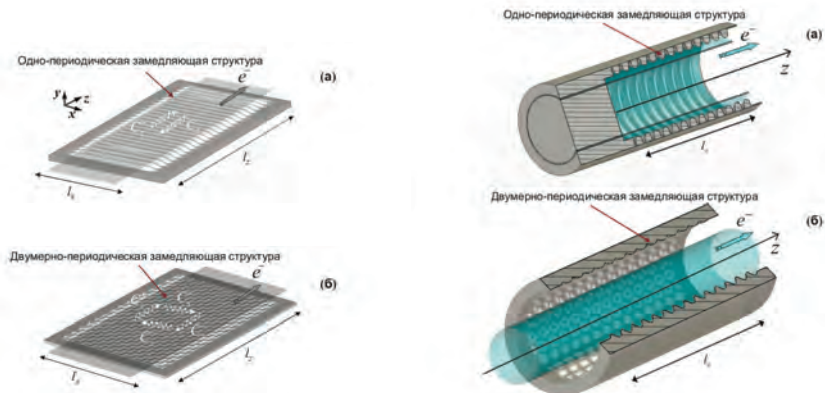


Рис 1. Генераторы поверхностной волны с (а) одно- и (б) двумерно-периодическими структурами планарной геометрии. Стрелками показаны направления распространения парциальных квазиоптических волновых пучков, связывающихся на гофрированной поверхности.

Рис 2. Генераторы поверхностной волны с (а) одно- и (б) двумерно-периодическими структурами цилиндрической геометрии.

В последнем случае может быть реализован не только эффективный вывод энергии, но и возбуждение поверхностной волны внешним источником. Соответственно при секционировании зам.

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках госзадания (тема № 0035-2019-0001).

системы может быть реализованы аналоги схем клистронов с распределенным взаимодействием (КРВ) с поперечным вводом и выводом излучения. Возбуждение поверхностных волн может быть также использовано для генерации импульсов сверхизлучения протяженными электронными пучками в коротковолновой части миллиметрового диапазона [11 – 13].

В докладе проведен обзор теоретических и экспериментальных исследований генераторов поверхностной волны в коротковолновой части миллиметрового диапазона.

Список литературы

1. Бугаев С.П., Канавец В.И., Кошелев В.И., Черепенин В.А. Релятивистские многоволновые СВЧ-генераторы. Новосибирск : Наука. Сиб. Отд. 1991. 296 с.
2. Bratman V.L., Denisov G.G., Korovin S.D., et al. Millimeter-wave HF relativistic electron oscillators // IEEE Trans. on Plasma Science. 1987. V. PS-15, №1, P. 2-15.
3. Vlasov A.N., Shkvarunets A.G., Rodgers J.C. et.al. Overmoded GW-class surface-wave microwave oscillator // IEEE Trans. on Plasma Science. 2000. V. 28, №3. P. 550-560.
4. Wang, G., Wang, J., Zeng et al. Overmoded Subterahertz Surface Wave Oscillator With Pure TM_{01} Mode Output // Phys. Plasmas. 2016. V. 23. P. 023104.
5. Ковалев Н.Ф., Петелин М.И., Райзер М.Д., и др. Генерация мощных импульсов электромагнитного излучения потоком релятивистских электронов // Письма в ЖЭТФ. 1973. Т. 18, № 4. С. 232-235.
6. Gunin A.V., Klimov A.I., Korovin S.D. et al. Relativistic X-band BWO with 3-GW output power // IEEE Trans. on Plasma Science. 1998. V. 26, № 3. P. 326-331.
7. Гойхман М.Б., Громов А.В., Кладухин В.В. и др. Низкоимпедансная релятивистская лампа обратной волны // Письма в ЖТФ. 2011. Т. 37, № 7. С. 87-93.
8. Ginzburg N.S., Malkin A.M., Sergeev A.S., Zaslavsky V.Yu. Quasi-optical theory of relativistic submillimeter surface-wave oscillators // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 99. P. 121505.
9. Ginzburg N.S., Malkin A.M., Sergeev A.S., Zaslavsky V.Yu. Powerful surface-wave oscillators with two-dimensional periodic structures // Appl. Phys. Lett. 2012. V. 100. P. 143510.
10. Гинзбург Н.С., Малкин А.М., Железнов И.В. и др. Стимулированное черенковское излучение релятивистского электронного пучка, движущегося над периодически-гофрированной поверхностью (квазиоптическая теория) // ЖЭТФ. 2013. Т. 144, № 6, С. 1115-1128.
11. Ginzburg N. S., Malkin A. M., Sergeev A. S. et al. Generation of Subterahertz Superradiance Pulses Based on Excitation of a Surface Wave by Relativistic Electron Bunches Moving in Oversized Corrugated Waveguides // Phys. Rev. Lett.. 2016. V. 117. P. 204801.
12. Ginzburg N. S., Zaslavsky V. Yu., Malkin A. M. et al. Generation of intense spatially coherent superradiant pulses in strongly oversized 2D periodical surface-wave structure // Appl. Phys. Lett.. 2020. V. 117. P. 183505.
13. Malkin A. M., Fedotov A. E., Zaslavsky V. Yu. et al. Relativistic Sub-THz Surface-Wave Oscillators With Transverse Gaussian-Like Radiation Output // IEEE Electron Device Lett. 2021. V. 42, № 5. P. 751-754.

Когнитивная обработка сигналов в СВЧ системах инструментальной посадки маневренных летательных аппаратов

Криворучко Ю.Т., Шатраков Ю.Г., Щербаков Е.С.

ВНИИРА

192012, г. Санкт-Петербург, пр. Обуховской Обороны, 120

krivoruchko.yuri@mail.ru

Аннотация: Предлагается новый подход к архитектуре обработки сигналов СВЧ систем инструментальной посадки международного диапазона для маневренных самолетов. Подход основан на принципах когнитивной технологии, включающей совокупность процессов приобретения, преобразования и использования накопленных знаний, реализуемой на основе доверенных вычислительных СНК платформ.

На рубеже XXI века были заявлены когнитивные технологии (латинский корень *cognito* состоит из двух частей “со-“ (вместе) и “*gnoscerе*” (знаю), что и дало название новому научному направлению когнитивность, то есть принципу построения систем на основе совокупности процессов приобретения, преобразования и использования накопленных знаний с использованием вычислительных платформ.

В СВЧ системах инструментальной посадки международных диапазонов типа ПРМГ-ОМД и МЛС-2020 когнитивный принцип осуществляется в части обработки радионавигационных сигналов на основе когнитивного предпроцессора. В состав предпроцессора навигации и посадки введен когнитивный модуль для осуществления связи с внешней средой, предусматривающий анализ и оценку функционирования, в том числе оценку помех и оптимизации алгоритмов обработки. Обратная связь осуществляется через интерфейс радиопараметров.

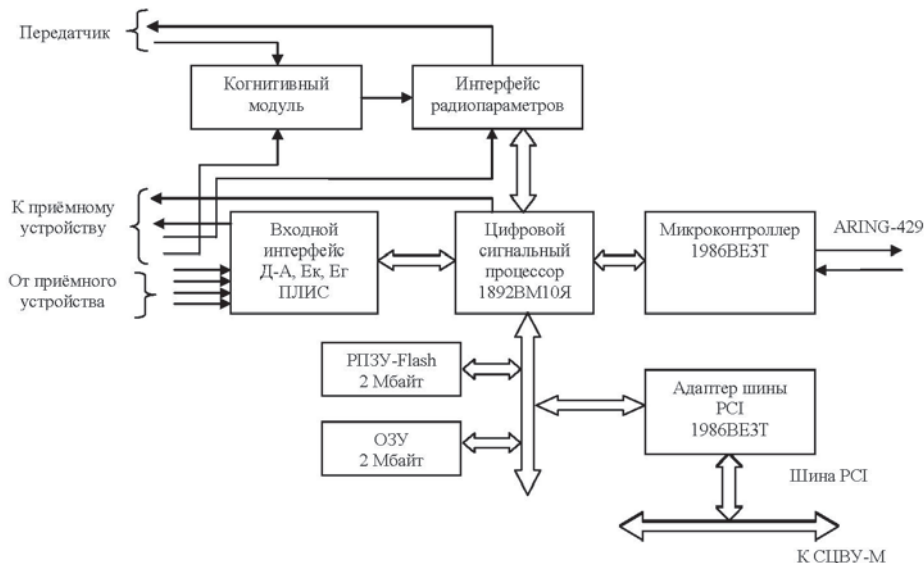


Рис. 1. Когнитивный предпроцессор навигации и посадки

В составе системы инструментальной посадки предложен комплексный стенд испытаний (КСИ) для проведения отладочных, сертификационных и диагностических испытаний наземного и бортового оборудования системы посадки. В КСИ входят специальный персональный компьютер со встроенными каналами информационного обмена, бортовые комплексы навигации и посадки и контрольно-поверочная аппаратура. Комплекс размещен на шасси «КАМАЗ» с установленной телескопической мачтой для бортовой антенны. Мачта обеспечивает подъем антенны на высоту 18 метров.

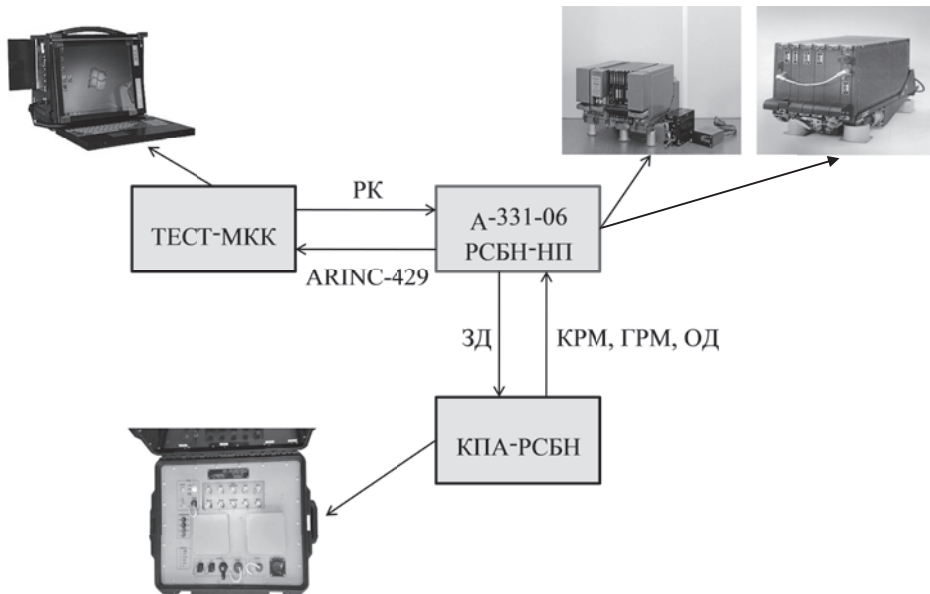


Рис. 2. Структура комплексного стенда испытаний

Заключение

Предложены архитектура новой обработки сигналов в СВЧ систем ПРМГ-ОМД, МЛС-2020 и БНПК, работающие в международных диапазонах, на основе когнитивных алгоритмов обработки и новых отечественных СНК платформ, включая «Мультикор», «Мультифлекс», «Миландр» и оригинальный комплексный стенд испытаний.

Литература

1. Пахолков Г.А., Збрицкая Г.Е., Криворучко Ю.Т., Пономаренко Б.В., Шатраков Ю.Г. Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации. - М.: Радио и связь, 1992. 256 с.
2. Ершов Г.А., Король В.М., Криворучко Ю.Т., Максименко М.Д., Переломов В.Н., Силицын Е.А., Шатраков Ю.Г. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку категории II для работы в дециметровом отечественном и международном диапазонах волн ПРМГ-ОМД- «Новости навигации», № 1, 2017, с. 16-19.
3. Криворучко Ю.Т. Методы модернизации БРНК для ЛА поколений 4+ и 5 / Ю.Т. Криворучко, Ю.Н. Музелин // Новые технологии. Том 1.- Материалы XI Всероссийской конференции. М.: РАН, 2014. С. 109-120.
4. Криворучко Ю.Т., Музелин Ю.Н., Пономаренко Б.В. Совершенствование систем и средств посадки высокоманевренных летательных аппаратов классов 4++ и 5.- «Новости навигации», №3, 2018., с.17-26.

Источники СВЧ - излучения терагерцового диапазона на кремниевых лавинно-пролетных диодах

¹Карушкин Н.Ф., ²Обухов И.А.

¹АО НПП «Радиотехника» ГП «НИИ «Орион»
г. Киев, 03680, ул. Э. Потье, 8А, Украина
nkarushkin001@gmail.com

²АО НПП «Радиотехника»
г. Москва, 125040, ул. Скаковая 36, Российская Федерация
iao001@mail.ru

Аннотация: Обсуждаются результаты работ по созданию источников СВЧ-излучения в длинноволновой части терагерцового диапазона (100 – 400 ГГц) с использованием кремниевых лавинно-пролетных диодов (ЛПД). Рассмотрены эквивалентные схемы генераторов, радиоимпульсных преобразователей частоты высокой кратности (больше 15), а также электрофизические параметры лавинно-пролетных структур. Приводятся схемы конструкций источников СВЧ излучения и их основные параметры в интервале температур от 77° К до 300° К.

1. Введение

Твердотельные СВЧ генераторы преобразуют энергию источника питания в энергию высокочастотных колебаний путем нелинейного взаимодействия колебательной системы с активными полупроводниковыми элементами [1]. В коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн размеры колебательной системы (резонатора) становятся настолько малыми, что получение низких контурных потерь затруднено [1,2,3]. Одной из основных задач создания колебательных систем источников излучения на ЛПД с максимальными энергетическими характеристиками в рассматриваемой области длин волн становится обеспечение высоких коэффициентов трансформации импедансов диодов при включении их в СВЧ-цепь [4].

2. Конструкция и характеристики источника СВЧ излучения

В известных конструкциях источников излучения миллиметрового диапазона широко применяется включение диода с использованием волноводно-коаксиального сечения (рис. 1 а). Схема генератора на ЛПД содержит волноводный канал (1), резонатор радиального типа (2), ЛПД (3), радиальный фильтр (4), поглощающую нагрузку (5), штырь питания (6), короткозамыкающий поршень (7). В связи с тем, что ЛПД обладает отрицательным сопротивлением (-1 Ом - -3 Ом) в широкой полосе частот, в цепи смещения устанавливается фильтр, запирающий колебания с частотами вблизи рабочей частоты. За фильтром устанавливается резисторная нагрузка (см. рис. 1 б).

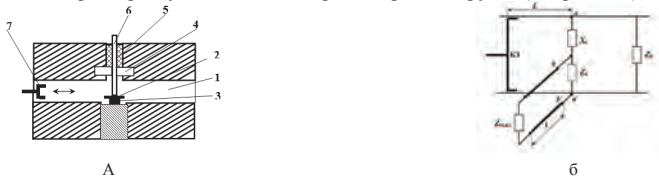


Рис. 1. Схема конструкции генератора на ЛПД с радиальным резонатором (а) и эквивалентная схема генератора с радиальным резонатором (б)

На рис. 2 а представлена конструкция диода, обеспечивающая упрощение согласования импедансов. Диод (1) содержит полупроводниковую структуру и рубиновую втулку на металлическом основании (2) (теплоотводе). Электрический контакт с крышкой корпуса диода выполнен с помощью ввода питания, состоящего из тонкого металлического штыря (3), который изолирован от основания (2) и расположен от крышки на расстоянии равном $\lambda/8$. Крышка и основание корпуса образуют радиальный резонатор. Металлический проводник представляет индуктивную нагрузку, и его сопротивление существенно больше волнового сопротивления радиального резонатора. С целью исключения колебаний в цепи питания диода включен распределенный поглотитель (4). Металлическое основание с диодом вставляется в отверстие волноводной конструкции перпендикулярно широкой стенке волновода, как показано на рис. 2 б.

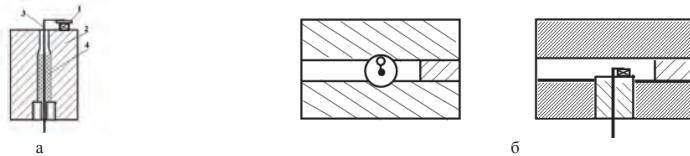


Рис. 2. Конструкция для согласований импеданса ЛПД с линией передачи (а) и волноводная конструкция включения ЛПД в генератор (б)

Создание источников излучения на корпусированных ЛПД в диапазоне 60 – 160 ГГц может быть обеспечено применением диэлектрических втулок корпусов на основе промышленных часовых камней рубина [5] с размерами, приведенными в Таблице 1.

Таблица 1

Диапазон, ГГц	Внешний диаметр, мм	Внутренний диаметр, мм	Высота, мм
50 - 70	0,8	0,5	0,3
70 - 100	0,5	0,3	0,2 – 0,15
100 - 160	0,4	0,2	0,15

В области частот 160 – 400 ГГц необходимо применение специальных решений, обеспечивающих достижение резонансных частот в этом диапазоне. В ряде случаев можно применять корпуса с увеличенным диаметром рубиновой втулки, благодаря чему включается параллельное индуктивное сопротивление, увеличивающее собственную частоту корпуса [6]. Проведенные исследования показали, что для достижения максимальной выходной СВЧ мощности и КПД значения параметров активных слоев диодной структуры должны быть близкими к значениям, приведенным в Таблице 2.

Таблица 2

№ пп	f, ГГц	$N_A, \text{см}^{-3}$	$N_D, \text{см}^{-3}$	$\ell_n, \text{мкм}$	$\ell_p, \text{мкм}$
1	60	$6,0 \cdot 10^{16}$	$6,0 \cdot 10^{16}$	0,5	0,5
2	100	$1,3 \cdot 10^{17}$	$1,3 \cdot 10^{17}$	0,3	0,3
3	150	$2 \cdot 10^{17}$	$2 \cdot 10^{17}$	0,25	0,25
4	200	$4 \cdot 10^{17}$	$4 \cdot 10^{17}$	0,15	0,15
5	300	$6 \cdot 10^{17}$	$6 \cdot 10^{17}$	0,12	0,12
6	400	$8 \cdot 10^{17}$	$8 \cdot 10^{17}$	0,08-0,1	0,08-0,1

3. Заключение

Методы создания корпусированных ЛПД на основе резонансной трансформации импеданса полупроводниковой структуры при использовании монтажных элементов корпуса решают задачу согласования импеданса диода и нагрузки в широком частотном диапазоне при минимальных энергетических потерях. Охлаждении генераторов позволяет увеличить токи управления; повысить уровень выходной СВЧ мощности более, чем на порядок (от 50 мкВт до 2 мВт на частоте 320 ГГц); а частоту генерации смещает в область высоких частот приблизительно на 10%.

Для частот 160 - 400 ГГц также необходимо применять трансформацию импеданса ЛПД. Однако конструктивное исполнение ЛПД требует применения специальных решений, обеспечивающих достижение резонансных частот в этом диапазоне. При разработке и производстве лавинно-пролетных структур с оптимальными параметрами целесообразно использовать молекулярно-лучевую эпитаксию, позволяющую создавать резкие профили легирования активных пролетных слоев.

Список литературы

1. Касаткин Л.В., Чайка В.Е. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь. Вебер. 2006. 319 С.
2. Othman M. A., Arshad N.S.M., Hussain M.N. and Ranim Y.A. Si IMPATT Diode Optimization for Performance Analysis: an Overview // Journal of Engineering and Applied Sciences. 2014. Vol. 9. No. 7. P. 1140-1148.
3. Балабанов В.М., Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Смирнова Е.А. Источники СВЧ-мощности на лавинно-пролетных диодах в коротковолновой части миллиметрового диапазона. В сб. 27-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» - КрыМиКо'2017, (Севастополь, 10 - 16 сент. 2017). 2017. Т.1. С. 109 – 117.
4. Белоусов Н.П., Гудзь И.А., Новожилов В.В., Чайка В.Е. Исследование характеристик кремниевых ЛПД в коротковолновой части миллиметрового диапазона // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. 1979. Вып. 2. С. 55-63.
5. Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Смирнова Е.А. Пат. 2657324(РФ). Применение промышленного часового камня в качестве корпуса полупроводникового устройства миллиметрового диапазона длин волн. Оpubл. в Б. И., 2018. № 17.
6. Карушкин Н.Ф. Умножители частоты миллиметрового диапазона на основе полупроводниковых диодных структур. // Техника и конструирование в электронной аппаратуре. 2018. №13. С. 22-37.

Генерация шума в одночастотном ЛПД-генераторе миллиметрового диапазона волн под воздействием низкочастотного гармонического колебания

Мясин Е.А.

ФГБУН Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, (Фрязинский филиал), Фрязино, Московская обл., Россия

E-mail: eam168@ms.ire.rssi.ru

Аннотация: Продолжено экспериментальное исследование воздействия низкочастотного (3 МГц) колебания на цепь питания одночастотного СВЧ генератора на ЛПД (ГЛПД). Впервые показано, что возбуждение СВЧ шумовых колебаний и максимальное расширение спектра высокочастотного шума при увеличении амплитуды низкочастотных колебаний связано с кратковременным уменьшением тока диода ниже пускового тока СВЧ генерации в ГЛПД.

1. Введение

В работе [1] было обнаружено неизвестное ранее явление – трансформация спектра одночастотного ЛПД - генератора (ГЛПД) 3см диапазона длин волн в непрерывный спектр шумового сигнала при воздействии на его цепь питания гармоническим колебанием частотой от 150кГц до 1МГц. В недавней работе [2] это явление было детально исследовано при воздействии на ГЛПД 7мм диапазона гармоническим колебанием частотой 3МГц, а именно, исследовано изменение спектра высокочастотного сигнала при изменении амплитуды низкочастотного (НЧ) колебания воздействия на цепь питания ЛПД. В работе [2] была также предложена гипотеза относительно причины такой трансформации спектра одночастотного сигнала 7мм диапазона. Однако для подтверждения этой гипотезы необходимо было исследовать причину этих изменений во временной области. В работе [3] было частично проведено такое исследование развития процесса хаотизации колебаний в ГЛПД при воздействии на цепь питания ЛПД гармонического колебания при той же частоте 3МГц не только в спектральной области [2], но и во временной области. Отметим, что для экспериментов в этом ГЛПД использовалась много - резонансная волноводно – коаксиальная генераторная камера [4,5], специально изготовленная для реализации в ней режима хаотических колебаний.

2. Объект исследования и методика эксперимента

В данной работе эксперименты по воздействию внешнего гармонического низкочастотного (3МГц) колебания на ГЛПД также 7мм диапазона проводились для того, чтобы зафиксировать одновременно реализации с детектора и реализации воздействующего НЧ регулярного колебания. Кроме того, решено было исключить возможное влияние автономных режимов генерации шума, которые имели место в волноводно - коаксиальной камере [4, 5] при увеличении рабочего тока диода. Поэтому была использована волноводная камера, в которой генерация хаотических колебаний не возбуждалась при увеличении рабочего тока диода от пускового тока (40мА) до максимального тока (100мА) при работе в непрерывном режиме. При токе диода 41.мА и частоте генерации 40.22 ГГц при увеличении амплитуды НЧ колебания регистрировались как спектр СВЧ сигнала на анализаторе спектра С4-60, так и временные реализации входного НЧ сигнала на диоде и сигнала с амплитудного детектора одновременно на двух лучах осциллографа АСК – 2104.

3. Экспериментальные результаты

По мере увеличения амплитуды НЧ колебания происходила трансформация спектра СВЧ сигнала, как и в работах [2,3]: от многочастотного к непрерывному спектру шумового сигнала. Однако, уже при генерации шумового СВЧ сигнала на анализаторе спектра С4-60 сигнал с детектора, даже при нулевом ослаблении аттенуатора ДЗ - 36А, включённом между выходом ГЛПД и детекторной секцией, не мог быть зарегистрирован из-за его малой величины. Это стало возможно на пределе чувствительности осциллографа АСК -2104 при генерации шумового сигнала только при амплитуде входного НЧ колебания на диоде $\approx 1В$. Поэтому никаких особенностей обнаружить в сигнале с детектора, кроме того, что синусоидальная модуляция на диоде трансформировалась в неравнобедренную треугольную модуляцию, обнаружить не удалось.

Дальнейшее увеличение амплитуды НЧ входного колебания даёт возможность увидеть эти особенности, представленные на Рис.1.

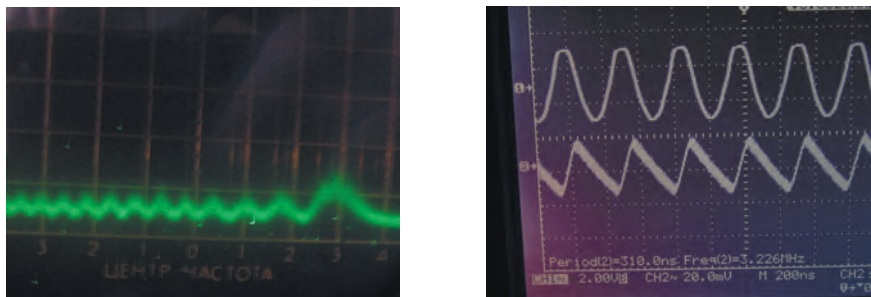


Рис. 1. Спектр СВЧ сигнала (а) масштаб 20МГц/дел и реализации (б) НЧ колебания воздействия (амплитуда $\approx 2\text{В}$) и сигнала с детектора (амплитуда $\approx 10\text{мВ}$)

Как видно на рисунке 1а, ширина спектра СВЧ сигнала составляет величину порядка 200МГц. Характер входного сигнала на диоде (Рис. 1б), – это почти синусоида, а сигнал с детектора не только имеет форму неравнобедренного треугольника, но, кроме того, на длинной стороне этого треугольника наблюдаются высокочастотные шумовые колебания в виде импульсов со случайной амплитудой и частотой повторения, как и в работе [3]. На Рис.1 видно, что генерация шумового сигнала на длинной стороне модуляции прекращается, когда положительное значение амплитуды воздействующего НЧ гармонического колебания достигает величины, при которой ток диода, уменьшаясь, становится меньше пускового тока [3]. Дальнейшее увеличение напряжения воздействия в положительную сторону приводит к прекращению генерации. Она возникает только тогда, когда, уменьшаясь, положительное значение амплитуды напряжения вновь достигает значения, соответствующего пусковому току.

4. Заключение

На основе результатов экспериментов можно сделать следующие выводы. Во-первых, гипотеза о том, что процесс генерации шума носит импульсный характер [2] полностью подтвердилась ещё в работе [3]. Подтвердились выводы, сделанные в работе [3] о причине неравнобедренной треугольной модуляции. Подтвердилось (и это главное) предположение о том, что причиной, приводящей ГЛПД к генерации шума при воздействии НЧ гармонического колебания на его цепь питания, является прерывание генерации и возбуждение её вновь при новых начальных условиях.

Список литературы

1. Кокорин И. А. Особенности режима глубокой модуляции тока питания генераторов на ЛПД //Электронная техника. Сер. 1. Вып. 2. 1984.
2. Мясин Е. А., Котов В. Д. Хаотизация колебаний в одночастотном генераторе на лавинно-пролетном диоде миллиметрового диапазона волн под воздействием низкочастотного гармонического колебания//РЭ. 2018. Т. 63. № 9.
3. Мясин Е. А., Котов В. Д. Генерация шума в одночастотном генераторе миллиметрового диапазона волн под воздействием низкочастотного гармонического колебания//СВЧ ЭЛЕКТРОНИКА. 2020. № 2.
4. Мясин Е. А., Котов В. Д. Широкополосные диодные генераторы шума миллиметрового диапазона волн//Радиотехника. 2005. № 3.
5. Мясин Е. А., Котов В. Д. Генератор СВЧ шумовых колебаний // Патент № 2614925 РФ. Оpubл. 30.03.2017. Бюл. № 10 с приоритетом от 17.12.2015.

Силовые и СВЧ GaN транзисторы производства АО «ПКК Миландр» и усилители мощности на их основе

Тарасов С.В., Колесников Д.В., Глушков Г.И., Полунин М.М., Ткачев А.Ю.

АО «ПКК Миландр»

г. Москва, Зеленоград, Георгиевский проспект, дом 5, 124498, Российская Федерация
tarasov.s@milandr.ru

Аннотация: Представлены уникальные разработки СВЧ нитрид-галлиевых транзисторов с рабочим напряжением питания 50 В для L-, S-диапазонов частот, а также силовые транзисторы на основе GaN и их основные параметры. Разработаны усилители мощности с выходной мощностью 5 Вт, 10 Вт и 25 Вт с тестовой частотой 3,1 ГГц. Разработан усилитель мощности с выходной мощностью 25 Вт для диапазона частот 3,4...3,8 ГГц, работающий в непрерывном режиме.

1. Введение

В последние годы рынок мощных СВЧ и силовых GaN-транзисторов активно развивается, и сфера применения широкополосных приборов данного типа только увеличивается. Наиболее широкое применение эти изделия находят в таких областях, как мобильные телекоммуникации, радарные комплексы, 5G, Wi-Fi, беспилотные летательные аппараты, спутниковые системы связи, автоэлектроника, высокоэффективные малогабаритные ИВЭП для жестких условий эксплуатации, системы электропитания телекоммуникационного оборудования, и др. Поэтому мировые компании активно разрабатывают и развивают линейки силовых и СВЧ GaN транзисторов. В радиолокационном оборудовании из-за требований к мощности и тенденции уменьшения массо-габаритных характеристик изделий СВЧ GaN транзисторы являются безусловными лидерами. Транзисторы нового типа всё чаще применяются зарубежными компаниями при разработке и изготовлении как узкополосных, так и широкополосных устройств. Наибольший вклад в увеличении спроса и серийного выпуска СВЧ GaN устройств вносит постоянно растущий рынок компонентов для радиолокационных систем на базе активных фазированных антенных решеток. Ключевым элементом в данных системах является приемопередающий модуль ППМ, включающий мощные транзисторы, от характеристик которых зависит функциональность, характеристики и возможности модуля в целом.

Силовые GaN транзисторы существенно превосходят по параметрам широко применяемые в настоящее время Si MOS транзисторы, и постепенно вытесняют последние из их традиционных сфер применения – ИВЭП, особенно источников питания серверного и телекоммуникационного оборудования, инверторов питания электроприводов, аудиоусилителей D-класса и многих других сфер. Спрос на силовые GaN транзисторы непрерывно растет, и этот рост будет только усиливаться в ближайшие 10-20 лет. В связи с крайне высоким быстродействием и наличием ряда конструктивно-обусловленных ограничений электрических режимов, силовые GaN транзисторы в общем случае требуют существенного изменения схемотехнических решений конечной аппаратуры, поэтому непосредственная замена Si MOSFET транзисторов на GaN транзисторы затруднительна и с большой вероятностью приведет к ускоренной деградации GaN транзисторов. Для минимизации необходимых схемотехнических изменений и обеспечения длительной безотказной работы GaN транзисторов необходима замена используемых в аппаратуре традиционных драйверов затворов MOSFET транзисторов на специализированные драйверы GaN транзисторов. Специализированные драйверы GaN транзисторов только начинают появляться на рынке, и пока их параметры не оптимальны. В РФ такие драйверы в настоящий момент не производятся.

2. Эксперимент

В рамках внутренних работ была разработана линейка СВЧ GaN транзисторов с выходной импульсной мощностью от 5 Вт до 1200 Вт и рабочим напряжением 50 В, а также силовые GaN кристаллы с максимально допустимым напряжением сток-исток 100 В и 250 В. Основная цель данных работ заключалась в разработке и изготовлении устройств на основе GaN для L-, S- и C-диапазонов частот, которые по своим характеристикам не уступали бы импортным аналогам. Кроме того, была поставлена задача проверки работоспособности изготовленных СВЧ GaN транзисторов в непрерывном режиме и возможности замены импортных аналогов методом pin-to-pin. В качестве аналогов при разработке СВЧ GaN транзисторов были выбраны CGHV40030F (ф. Wolfspeed), CLF1G0060-10 (Ampleon), CLF1G006-30 (Ampleon), QPD1015L (Qorvo), CLF1G0035-100 (Ampleon),

CLF1G0035-200P(Ampleon) и другие транзисторы от известных мировых производителей СВЧ изделий.¹²³ В таблице 1 представлены результаты измерения 200 Вт СВЧ GaN транзисторов производства АО «ПКК Миландр». Измерения динамических характеристик проводились в импульсном режиме в L-диапазоне частот.

Таблица 1. Результаты измерения 200Вт СВЧ GaN транзистора в L-диапазоне частот производства АО «ПКК Миландр»

Тестовая частота	Выходная мощность	Коэффициент усиления по мощности	Коэффициент полезного действия стока
$f_1 = 1,03$ ГГц	$P_{\text{ВЫХ И(1дБ)}} = 208,9$ Вт	$K_{\text{УР(1дБ)}} = 23,9$ дБ	$\eta_{\text{C(1дБ)}} = 62,4$ %
$f_2 = 1,09$ ГГц	$P_{\text{ВЫХ И(1дБ)}} = 206,5$ Вт	$K_{\text{УР(1дБ)}} = 23,4$ дБ	$\eta_{\text{C(1дБ)}} = 64$ %
$f_3 = 1,42$ ГГц	$P_{\text{ВЫХ И(1дБ)}} = 208,9$ Вт	$K_{\text{УР(1дБ)}} = 21,3$ дБ	$\eta_{\text{C(1дБ)}} = 65,4$ %
$f_4 = 1,465$ ГГц	$P_{\text{ВЫХ И(1дБ)}} = 213,8$ Вт	$K_{\text{УР(1дБ)}} = 20,6$ дБ	$\eta_{\text{C(1дБ)}} = 67,9$ %
$f_5 = 1,53$ ГГц	$P_{\text{ВЫХ И(1дБ)}} = 199,5$ Вт	$K_{\text{УР(1дБ)}} = 20,7$ дБ	$\eta_{\text{C(1дБ)}} = 65,4$ %
$f_6 = 1,55$ ГГц	$P_{\text{ВЫХ И(1дБ)}} = 204,2$ Вт	$K_{\text{УР(1дБ)}} = 20,6$ дБ	$\eta_{\text{C(1дБ)}} = 64,7$ %

Для подтверждения возможности применения разработанных транзисторов в непрерывном режиме был разработан и изготовлен усилитель мощности для диапазона частот 3,4...3,8 ГГц [1]. На рисунке 1 представлена выходная мощность усилителя (а) и коэффициент полезного действия стока (б) в непрерывном режиме при разных уровнях возбуждения.



Рис. 1. Выходная мощность усилителя мощности и КПД в непрерывном режиме

В таблице 2 представлены основные параметры силовых GaN транзисторов.

Таблица 2. Силовые GaN транзисторы

Параметр	60 В	250 В	650 В
Режим	Нормально-закрытый		
Максимально допустимое напряжение затвор-исток	7 В		
Сопротивление сток-исток в открытом состоянии	5...50 мОм	10...80 мОм	40...200 мОм
Максимальный ток стока	30...90 А	25...70 А	15...50 А

В настоящее время проходят исследования транзисторов с выходной импульсной мощностью 1000 Вт и 1200 Вт, а также исследования силовых GaN транзисторов и их характеристик [2].

3. Заключение

Разработаны СВЧ GaN транзисторы для разного диапазона частот как для импульсного режима работы, так и непрерывного. Полученные характеристики транзисторов находятся на уровне лучших мировых образцов. Ведутся работы по дальнейшему расширению линейки разрабатываемых транзисторов и их применению на частотах более 6 ГГц.

Список литературы

1. Тарасов С., Колесников Д., Глушков Г., Полунин М., Рябыкин С., Ткачев А. «ВОЗМОЖНА ЛИ ЗАМЕНА ИМПОРТНЫХ СВЧ GAN-ТРАНЗИСТОРОВ ОТ ИЗВЕСТНЫХ МИРОВЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ НА ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ АНАЛОГИ?» ЭЛЕКТРОНИКА: НАУКА, ТЕХНОЛОГИЯ, БИЗНЕС, №10 (201), 2020 г. С 100-105
2. Колесников Д.В., Тарасов С.В., Ткачев А.Ю. «АКТУАЛЬНЫЕ РАЗРАБОТКИ АО «ПКК МИЛАНДР» В ОБЛАСТИ СВЧ-И СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ШИРОКОЗОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВ» Наноиндустрия. 2020. Т. 13. № 54 (99). С. 407-410

¹ <https://www.ampleon.com/products/general-purpose-wideband/50-v/#/>

² <https://www.wolfsspeed.com/rf/products/l-band>

³ <https://www.qorvo.com/products/p/QPD1015L>

Сверхширокополосный усилитель с выходной мощностью 70 Вт в полосе частот 100—1000 МГц

Гармаш С. В.

АО «Микроволновые системы»

Щёлковское шоссе, д. 5, стр.1, г. Москва, 105122, Российская Федерация
sg@mwsystems.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки и исследования параметров сверхширокополосного усилителя мощности с декадной полосой частот 100 – 1000 МГц с выходной мощностью 70 – 85 Вт. Приведена схема построения и электрические характеристики усилителя. Обсуждаются особенности электрической схемы и конструкции, а также параметры выходного транзисторного парафазного каскада усилителя.

1. Введение

Как один из путей оптимизации массогабаритных параметров и энергопотребления передающих устройств можно рассматривать расширение рабочего диапазона частот усилителей мощности передающего тракта, т.к. это позволяет уменьшить количество поддиапазонов (частотных литер) системы. В данном докладе рассмотрены результаты разработки усилителя мощности с декадной полосой частот 100 – 1000 МГц. Выходная мощность усилительного модуля составляет 70 – 85 Вт.

2. Выходной транзисторный каскад усилителя

Выходной каскад усилителя мощности построен на двух GaN транзисторах. Транзисторы во фланцевых корпусах, номинальная выходная мощность каждого транзистора согласно документации составляет не менее 47 Вт, КПД не менее 52% в диапазоне частот от 0 до 4 ГГц.

Упрощенная схема построения выходного каскада представлена на рисунке.

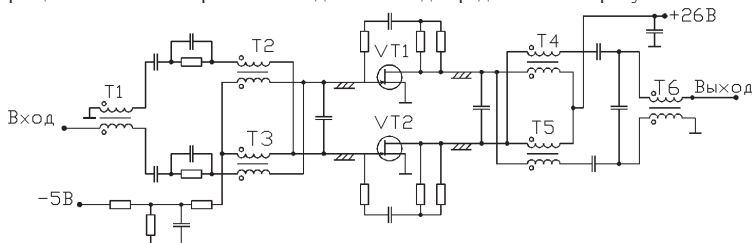


Рис. 1. Схема построения выходного каскада

Исследование нагрузочных характеристик по нелинейной модели данного транзистора показывает, что оптимальный нагрузочный импеданс для получения максимальной выходной мощности составляет около 6 Ом как по входу, так и по выходу транзистора. На входе и на выходе усилительного каскада включены симметрирующие трансформаторы с коэффициентом трансформации 8:1, что позволяет получить нагрузочный импеданс для каждого транзистора, равный $50 : 8 = 6,25$ Ом. Каждый трансформатор состоит из парафазного делителя/сумматора мощности (T1 и T6) и токового трансформатора Гуанеллы [1, 2] (T2, T3 и T4, T5 на рисунке 1) с коэффициентом трансформации 4:1. Схема с использованием парафазных делителей/сумматоров (T1 и T6) мощности облегчает широкополосное согласование входа и выхода транзисторов за счет возможности получения пониженного волнового сопротивления (около 25 Ом) выходных плеч парафазного моста и, кроме того, позволяет добиться подавления уровня второй гармоники до уровня минус 30 дБ за счет компенсации четных гармоник.

Для стабилизации коэффициента усиления и выравнивания АЧХ входная согласующе-трансформирующая цепь содержит параллельные RC цепи, а каждый транзистор охвачен параллельной отрицательной обратной связью.

Конструктивно парафазный делитель и трансформатор Гуанеллы реализованы на коаксиальных кабелях с волновыми сопротивлениями 50 Ом и 25 Ом соответственно. Кабели продеты сквозь ферритовый сердечник с двумя отверстиями. Ферритовый сердечник предназначен для снижения паразитных токов, текущих по внешней поверхности экрана и улучшения фазового и амплитудного ба-

ланс плеч на нижнем краю рабочего диапазона частот. Напряжение смещения (-5 В) и питания (+26 В) подключаются к средней точке трансформаторов Гуанеллы. Цепь, подключенная к этой точке, не оказывает влияния на работу схемы, т.к. высокочастотные токи, текущие по поверхности коаксиального кабеля в ней находятся в противофазе.

Конструкция выходного каскада усилителя приведена на рисунке 2. Основные электрические характеристики приведены на рисунке 3.



Рис. 2. Конструкция выходного каскада усилителя

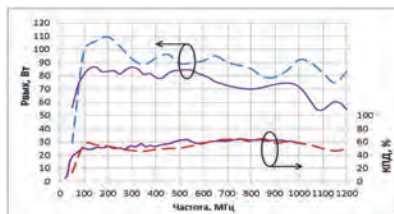


Рис. 3. Выходная мощность и КПД выходного каскада (пунктирная линия – расчет, сплошная – эксперимент)

3. Схема построения и характеристики усилительного модуля

Схема построения усилительного модуля приведена на рисунке 4. Усилительный модуль содержит:

- защитное устройство (ЗУ) - ограничитель мощности входного сигнала до уровня 10 мВт;
- цифровой 5-разрядный аттенуатор для регулировки коэффициента усиления (ЦАТ);
- корректор АЧХ и ФЧХ усилителя (АФК);
- каскады предварительного усиления;
- выходной усилительный каскад, описанный выше;
- направленный ответвитель (НО) и детектор (ДЕТ) для контроля уровня выходной мощности.

УСП содержит преобразователи и стабилизаторы напряжений питания, модулятор напряжения питания, схемы управления. Принимает сигналы управления и передает сигналы состояния по линии передачи данных RS485.

Усилительный модуль обеспечивает в диапазоне частот от 100 МГц до 1000 МГц выходную мощность в непрерывном режиме 70 – 85 Вт (не менее 50 Вт в рабочем диапазоне температур корпуса от минус 60°C до +75°C), КПД от 45 до 55% и уровень второй гармоники не более минус 30 дБс. Питание двуполярное +26...30/-9 В, ток потребления не более 8 А.

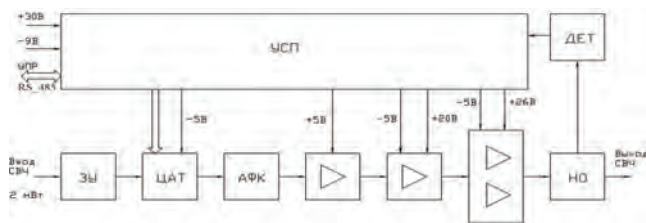


Рис. 4. Схема построения усилительного модуля.

3. Заключение

Разработан усилительный модуль с выходной мощностью 70 – 85 Вт в непрерывном режиме для передающих устройств с декадной полосой частот 100 – 1000 МГц.

Список литературы

1. Guanella, G., "New Method of Impedance Matching in Radio Frequency Circuits", Brown-Boveri Review, Vol. 31, September 1944, pp. 327-329.
2. Smith R., Lees, J.; Tasker, P.J.; Benedikt, J.; Cripps, S.C., "A Design Methodology for the Realization of Multi-Decade Baluns at Microwave Frequencies", in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., 2011, June 2011.

Усилитель СВЧ мощности диапазона 1—6 ГГц с выходной мощностью 30 Вт на основе GaN транзисторных балансных схем

Радченко А. В., Гармаш С. В.

АО «Микроволновые системы»

г. Москва, 105122, Щелковское шоссе, 5 стр. 1, Российская Федерация,
ar@mwsystems.ru

Аннотация: В докладе приведена конструкция и представлены характеристики усилителя СВЧ мощности диапазона 1 – 6 ГГц на основе нитрид-галлиевых балансных схем с выходной мощностью более 30 Вт и КПД от 23 до 35% с однополярным питанием 27 В.

1. Введение

Бурное развитие сотовых сетей пятого поколения 5G, сетей Wi-Fi 6, дронов с управлением на частотах GPS L1, GPS L2-L5, 5,2G, 5,8G, аппаратуры антитеррора и др. толкают разработчиков к поиску универсального сверхширокополосного усилителя мощности, который будет перекрывать частотный диапазон от нескольких сотен МГц до 6 ГГц. Другими требованиями могут являться: малое количество источников питания, всепогодное исполнение, встроенные аттенуаторы и детектор уровня выходного сигнала, встроенный температурный датчик, высокий КПД. Разработанный усилитель позволяет выполнить предъявленные требования и, при этом, сохранить сравнительно невысокую стоимость, благодаря использованию дискретных GaN транзисторов.

2. Конструкция разработанного усилителя

На рисунке 1, показана структурная схема разработанного авторами сверхширокополосного усилителя мощности MS010620 с перекрытием по частоте 6:1.

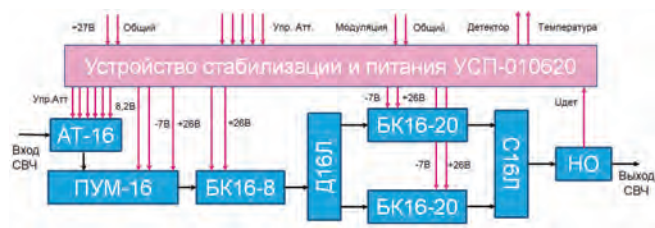


Рис. 1. Структурная схема усилителя

Усилитель состоит из:

- входного маломощного усилительного каскада с цифровым 5-разрядным аттенуатором и устройством компенсации температурного дрейфа коэффициента усиления в диапазоне температур от минус 60 до +75 °С (АТ-16);
- предварительного усилителя мощности и корректора амплитудной и фазовой характеристик усилительного тракта с выходной мощностью 3 Вт (ПУМ-16);
- балансного усилительного каскада с квадратурными мостами на дискретных GaN транзисторах с шириной затвора 800 мкм и выходной мощностью более 10 Вт (БК16-8);
- выходного усилительного каскада, состоящего из двух балансных каскадов на дискретных GaN транзисторах с шириной затвора 1200 мкм, просуммированных при помощи квадратурных мостов Ланге на подвешенной подложке с дополнительными областями связи;
- направленного детектора выходной мощности (НО);
- преобразователей DC-DC, стабилизаторов питания, быстродействующего модулятора питания; буферных ТТЛ-логических элементов управления цифровым аттенуатором, датчика температуры, устройства защиты (Устройство стабилизации и питания УСП-010620).

На рисунке 2 показана фотография СВЧ-отсека разработанного усилителя. Корпус усилителя герметичный, устройство питания и управления находится с нижней стороны корпуса, при этом ввод питания осуществляется через фильтры. Габаритные размеры усилителя составляют 154 x 75,8 x 22 мм³, масса 500 г.

Конструкции предварительного балансного каскада (драйвера) и двух выходных каскадов идентичны – транзисторы устанавливаются на раму из медно-молибденового псевдосплава, согласующе-трансформирующие цепи выполнены на поликоре толщиной 0,25мм по технологии тонких пленок. Параметры каскадов БК16-8 и БК16-20, и прибора в целом показаны на рисунке 3.

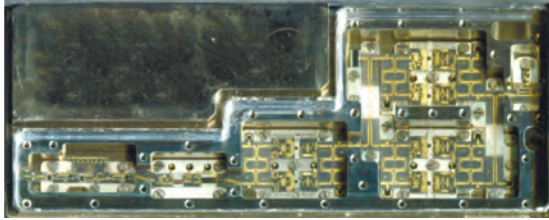


Рис. 2. Конструкция СВЧ-тракта усилителя

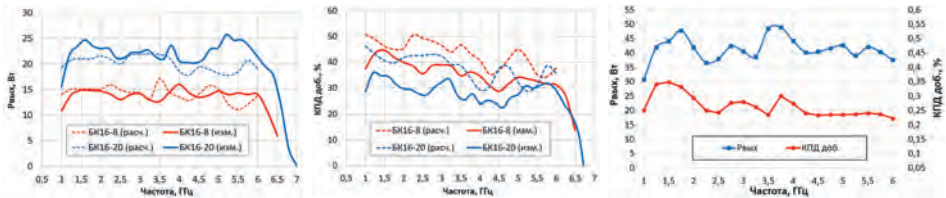


Рис. 3. Параметры балансных каскадов: выходная мощность (первый график), КПД по добавленной мощности (второй график), а также выходная мощность и КПД прибора в целом (третий график)

Для минимизации габаритов усилителя в балансных каскадах разработаны и применены компактные тандемные мосты (сумматоры) с дополнительными областями связи [1]. Мосты выполнены по технологии тонких пленок на подложке из поликора и имеют размер $14 \times 8 \times 0,5$ мм³. Суммирование двух выходных усилительных каскадов выполнено при помощи мостов Ланге с подвешенной центральной частью [2]. Изображение и параметры квадратурных мостов приведены на рисунке 4.

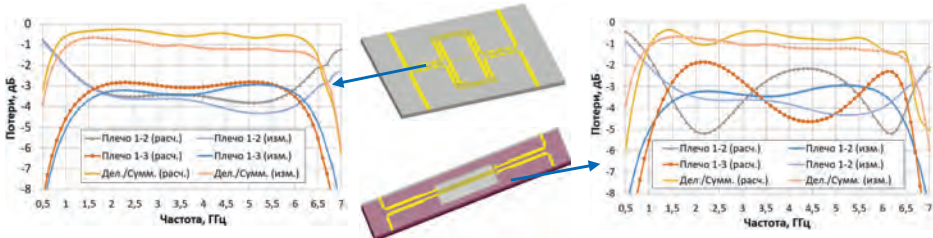


Рис. 4. Изображение и параметры разработанных квадратурных мостов диапазона 1 – 6 ГГц

КСВН выхода, разработанного усилителя составил менее 1,4, неравномерность малосигнальной АЧХ менее 2 дБ, при этом мощность потребления находится в диапазоне от 120 до 180 Вт.

3. Заключение

В работе приведены результаты разработки сверхширокополосного усилителя мощности с рабочей полосой от 1 до 6 ГГц, обладающего высокой выходной мощностью (более 30 Вт) и высоким (для данного диапазона) КПД. Применение GaN-дискретных транзисторов и согласующих цепей на поликоре позволяет существенно сократить стоимость усилителей в сравнении с решениями на основе GaN монолитных интегральных схем.

Список литературы

1. Патент РФ номер 2743248, МПК H01P5/18. Микрополосковый тандемный направленный ответвитель/ Радченко А.В., Радченко В.В. Заявитель и патентообладатель АО "Микроволновые системы". Заявка номер 2020120478 от 19.06.2020, опубликована 16.02.2021 бюлл.номер 5.
2. Кишинский А.А., Радченко В.В., Радченко А.В. Широкополосные квадратурные делители/сумматоры мощности для применения в усилителях СВЧ мощности. Материалы 19-й Международной Крымской конференции "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии", 2013, том 1, стр. 6–10.

Усилители мощности диапазона 4—18 ГГц

Маркелова Т. А., Радченко А. В.

АО «Микроволновые системы»

г. Москва, 105122, Щелковское шоссе, 5 стр. 1, Российская Федерация,
tm@mwsystems.ru

Аннотация: В докладе приведены конструкция, технология сборки и представлены основные характеристики базового элемента на основе современных GaN монолитных интегральных схем, послужившего основой для построения выходных каскадов широкополосных усилителей мощности. Приведена конструкция усилителей мощности с выходными мощностями 10, 25 и 50 Вт в диапазоне частот от 4 до 18 ГГц.

1. Введение

Необходимость реализации ряда широкополосных усилителей с выходными мощностями 10, 25 и 50 Вт в непрерывном режиме в диапазоне частот от 4 до 18 ГГц заставляет разработчиков искать новые подходы к суммированию больших мощностей выходных каскадов с малыми потерями, а также искать способы для отвода тепла от элементов конструкций.

2. Конструкция разработанных усилителей

Для получения требуемой выходной мощности был разработан гибридно-интегральный узел ВКМ-418, построенный по балансной схеме, который является базовым элементом разработанного ряда усилителей. Балансный каскад состоит из двух GaN усилителей с распределенным усилением (УРУ) с выходной мощностью 1,5 – 2,5 Вт и двух GaN УРУ с выходной мощностью 7 – 8 Вт. Для суммирования мощностей двух каналов применяется квадратурный сумматор с тремя областями связи [1] для обеспечения необходимого перекрытия по частоте. Сумматор выполнен на подложке из поликора толщиной 500 мкм по технологии тонких пленок. Выходная мощность разработанного узла ВКМ-418 составила 10 – 15 Вт, коэффициент усиления 19 – 23 дБ, потребляемый ток составил не более 3,5 А. Элементы узла устанавливаются на раму из сплава МД-40 на припой Sn62, активные элементы устанавливаются на эвтектический припой. Применение балансных каскадов на выходе усилителя упрощает их согласование, суммирование и упрощает сборку.

Конструкция и основные параметры разработанного узла ВКМ-418 приведены на рисунке 1.

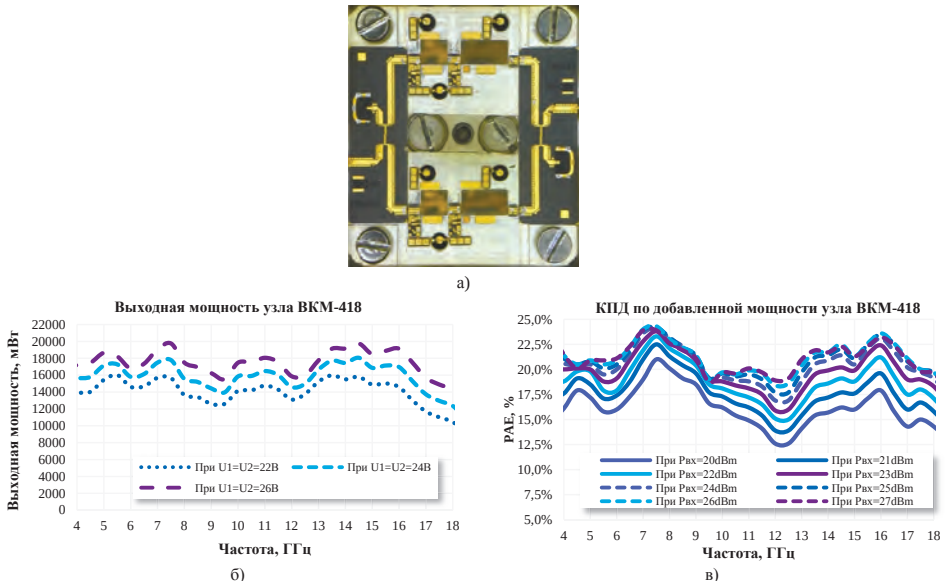


Рис. 1. Конструкция (а) и основные параметры (б, в) разработанного узла ВКМ-418

На основе описанного технического решения были разработаны усилители с выходными мощностями 10, 25 и 50 Вт. Конструкция разработанных усилителей показана на рисунке 2.

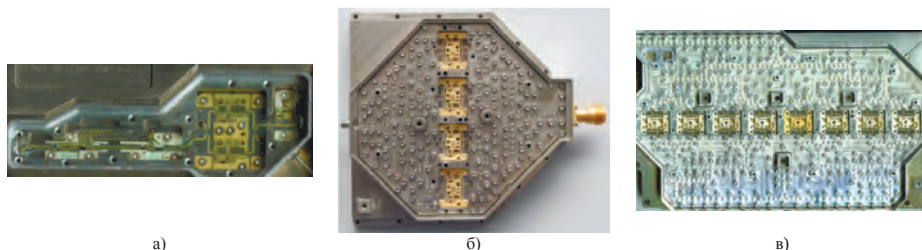


Рис. 2. Конструкция разработанных усилителей мощности диапазона 4 – 18 ГГц с выходной мощностью более 10 Вт (а), более 25 Вт (б) и более 50 Вт (в)

На базе одного узла ВКМ-418 разработан усилитель с выходной мощностью более 10 Вт, усилитель с выходной мощностью более 25 Вт разработан на основе четырех узлов, более 50 Вт – на основе восьми узлов. Каждый узел устанавливается в отдельный отсек и закрываются общей крышкой. Для суммирования мощностей в усилителях с выходными мощностями более 25 и 50 Вт разработаны синфазные сумматоры мощности с двумя и тремя ступенями суммирования. Сумматоры выполнены по технологии печатных плат на основе «встроенной» симметричной линии передачи, конструкция которых описана ранее в [2]. Для согласования и подстройки плеч сумматоров используются специальные настроечные винты с шагом резьбы 0,25 мм и внутренним шестигранником. Потери на каждой ступени суммирования составляют не более 0,5 дБ. Результаты измерений коэффициентов передачи 8-миканального делителя/сумматора показаны на рис.3 без учета потерь в измерительной оснастке. Частотные характеристики выходной мощности в режиме насыщения и КПД усилителя, показанного на рис.2,б, измеренные в нормальных климатических условиях, приведены на рис.4.

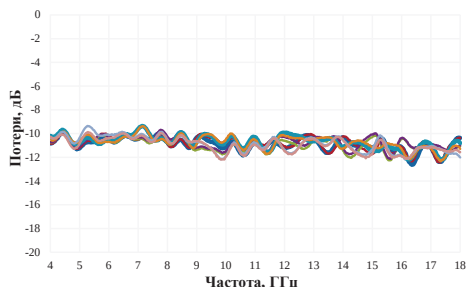


Рис. 3. Результаты измерений коэффициентов передачи плеч делителя/сумматора

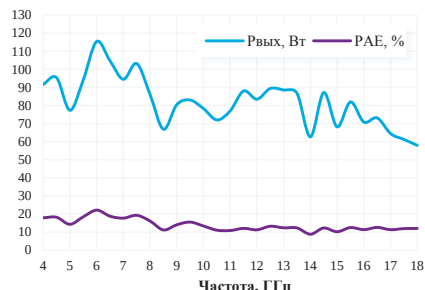


Рис. 4. Результаты измерений параметров усилителя с выходной мощностью более 50 Вт

3. Заключение

В работе приведены результаты разработки сверхширокополосных усилителей мощности диапазона частот от 4 до 18 ГГц с выходной мощностью 10, 25 и 50 Вт на основе GaN монолитных интегральных схем, предназначенных для работы в составе измерительных систем. Получена выходная мощность от 58 до 115 Вт при КПД более 10% в полосе частот с перекрытием 4,5:1.

Список литературы

1. Кишинский А.А., Радченко В.В., Радченко А.В. Широкополосные квадратурные делители/сумматоры мощности для применения в усилителях СВЧ мощности// Материалы 19-й Международной Крымской конференции “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”, 2013, том 1, стр. 6–10.
2. Кишинский А.А., Суханов Д.А. Широкополосный усилитель мощности S-диапазона с выходной мощностью 300 Вт в непрерывном режиме. Материалы 26-й Международной Крымской конференции “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”, 2016, том 1, стр. 175–179.

Малошумящий усилитель X-диапазона с выходной мощностью более 500 мВт

Андреев А.С., Кишинский А.А., Радченко А. В.

АО «Микроволновые системы»

г. Москва, 105122, Щелковское шоссе, 5 стр. 1, Российская Федерация,
andreev@mwsystems.ru

Аннотация: В докладе приведена конструкция и представлены характеристики малошумящего усилителя мощности в диапазоне частот 8-11 ГГц с коэффициентом шума не более 2 дБ и выходной мощностью более 500 мВт.

1. Введение

Целью данной работы была разработка малогабаритного высокодинамичного малошумящего усилителя X-диапазона с однополярным питанием (+12...15 В). К усилителю предъявлялись следующие основные требования: коэффициент шума не более 2 дБ, выходная мощность в режиме компрессии 1 дБ не менее 300 мВт, точка пересечения третьего порядка по выходу не менее 33 дБ/мВт, коэффициент усиления в линейном режиме от 27 до 31 дБ при малой неравномерности АЧХ. Усилитель может найти многочисленные применения в различных сегментах российского и зарубежного рынков.

2. Схема построения усилителя

Для реализации требований, предъявленных к усилителю, была выбрана следующая архитектура:

- малошумящий балансный входной каскад;
- каскад промежуточного усиления на основе МИС усилителя с распределенным усилением;
- выходной балансный усилительный каскад повышенной мощности;
- стабилизатор напряжения.

В качестве активных усилительных элементов СВЧ тракта были выбраны GaAs pHEMT транзисторы повышенной мощности с длиной затвора 0,25 мкм и шириной затвора 250 мкм (входной каскад) и 400 мкм (выходной каскад), имеющие рабочее напряжение стока до 8В. Было разработано два типа усилительных каскадов. Усилительные каскады выполнены по одинаковой схеме с автосмещением, согласующе-трансформирующие цепи выполнены на поликоре толщиной 0,25мм по технологии тонких пленок, деление и суммирование мощности обеспечивают мосты Ланге.

3. Конструкция разработанного усилителя

На рисунке 1, показана структурная схема разработанного малошумящего усилителя мощности.

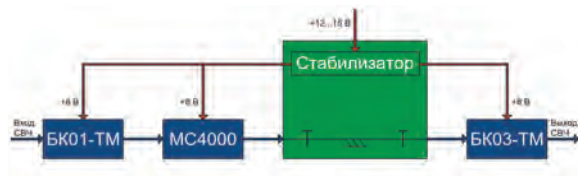


Рис. 1. Структурная схема усилителя TM811MC

Усилитель состоит из:

- входного малошумящего балансного усилительного каскада с мостами Ланге на дискретных GaAs транзисторах с шириной затвора 250 мкм (БК01-ТМ);
- каскада промежуточного усиления на основе монолитного усилителя с распределенным усилением (МС4000);
- выходного балансного усилительного каскада с мостами Ланге на дискретных GaAs транзисторах с шириной затвора 400 мкм (БК03-ТМ);
- стабилизатора питания с защитой от переплюсовки, переходного отрезка СВЧ тракта с межслойными переходными отверстиями (Стабилизатор).

На рисунке 2 показана фотография разработанного усилителя. Подача напряжения питания осуществляется через коаксиальный фильтр с емкостью 5000 пФ. Габаритные размеры усилителя составляют 73,9 x 28,4 x 8,9 мм³.

Особенностью конструкции является то, что передача мощности от каскада промежуточного усиления к выходному осуществляется через переходной отрезок СВЧ тракта в виде «перевернутой» микрополосковой линии с обратной стороны многослойной печатной платы стабилизатора. Металлическая крышка-экран, устанавливаемая на узел стабилизатора (на рисунке не показана) позволяет разделить входную и выходную части усилителя, улучшая устойчивость и снижая неравномерность АЧХ. Результаты измерения параметров усилителя приведены на рисунке 3.

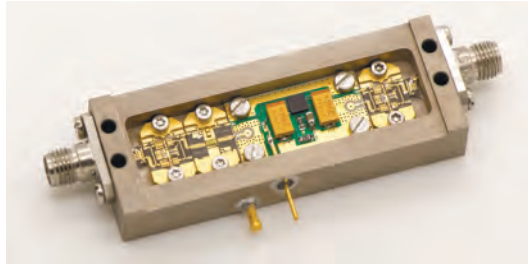
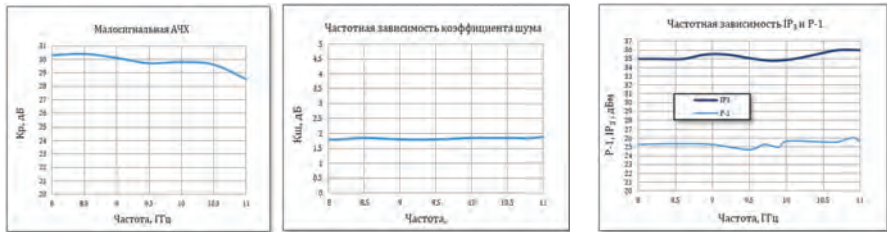
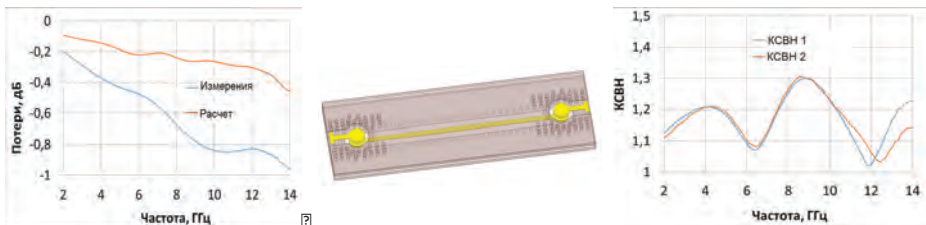


Рис. 2. Конструкция усилителя



Конструкция и параметры переходного отрезка СВЧ тракта с межслойными переходными отверстиями приведены на рисунке 4.



КСВН входа/выхода, разработанного усилителя составил менее 1,8, неравномерность малосигнальной АЧХ менее 2 дБ, при этом ток потребления не выше 430 мА.

4. Заключение

В работе приведены результаты разработки маломощного усилителя мощности X-диапазона, с выходной мощностью более 500 мВт. Разработанная конструкция позволяет легко применить в усилителе низкочастотные схемы на основе распространенных элементов питания и управления в корпусах поверхностного монтажа и улучшить экранирование СВЧ каскадов между собой.

Система контроля выходной мощности приемо-передающего модуля X-диапазона частот

¹Карасев М.С., ¹Далингер А.Г., ¹Адиатулин А.В., ¹Щёголев С.А.

¹АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2А, Российская Федерация, info@istokmw.ru

Аннотация: Представлена структурная схема системы контроля выходной мощности. Описаны основные элементы входящие в состав схемы. Представлен приемо-передающий модуль с системой контроля выходной мощности, а также амплитудно-частотная характеристика работы схемы в X-диапазоне частот. Представлена формула для расчета времени затраченного на проверку работоспособности каналов в составе блока подрешетки.

1. Введение

Основными элементами современных многофункциональных активных фазированных антенных решеток являются приемо-передающие модули (ППМ). С помощью ППМ, можно изменять амплитуду и фазу передаваемого/принимаемого сигнала для формирования диаграммы направленности антенны [1].

В составе ППМ применяется множество активных и пассивных элементов, которые в процессе своей эксплуатации могут выйти из строя, что приводит к ухудшению электрических характеристик канала и искажению формы диаграммы направленности антенны. В связи с этим, в каждом из ППМ по отдельности, необходимо обеспечение контроля электрических параметров с целью подтверждения работоспособности в конкретный момент времени, что является актуальной задачей современной гражданской и военной техники [2].

2. Система контроля выходной мощности

Выполнение требований, связанных с обеспечением контроля выходной мощности ППМ, можно добиться за счет ввода в состав передающего тракта дополнительных элементов, формирующих цепи взаимодействия с СВЧ-трактом. При превышении заданного (рассчитанного) порогового значения выходной мощности, на контрольном выходе системы контроля выходной мощности (СКВМ) должен возникать контрольный сигнал (КС), сигнализирующий, что на выходе передающего канала ППМ имеется достаточный уровень амплитуды СВЧ-сигнала для дальнейшей штатной работы системы.

На рисунке 1 изображена структурная схема системы контроля выходной мощности.

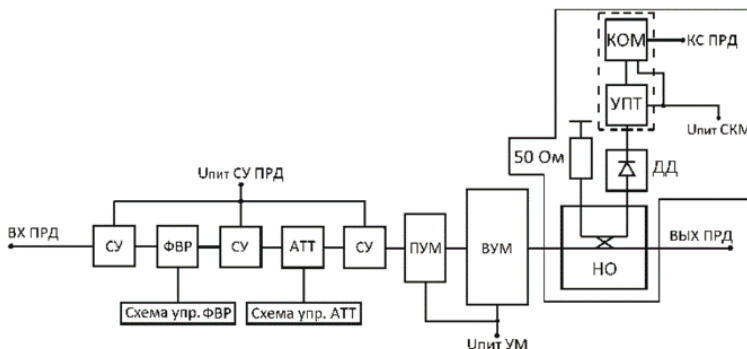


Рис. 1. Структурная схема системы контроль выходной мощности приемо-передающего модуля

В состав схемы СКВМ входят: направленный ответвитель (НО), детекторный диод (ДД), усилитель постоянного тока (УПТ) и компаратор (КОМ).

Чтобы получить КС работоспособности ППМ по выходной мощности (КС ПРД), требуется включить передающий канал в штатный режим работы, ответить рассчитанное значение мощности через НО, продетектировать сигнал через ДД, усилить напряжение с ДД УПТ до порогового значения

КОМ. При вышеперечисленных действиях при достаточной мощности в передающем канале на выходе КОМ будет возникать уровень логической «1» сигнализирующий о работоспособности передающего канала приемо-передающего модуля.

СКВМ была реализована в составе современного многофункционального приемо-передающего модуля (рис. 2) для изделий нового поколения [3,4].



Рис. 2. Современный многофункциональный приемо-передающий модуль для изделий нового поколения

Экспериментальная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) такого модуля при пороговом значении работоспособности равного 5 Вт, показана на рисунке 3.

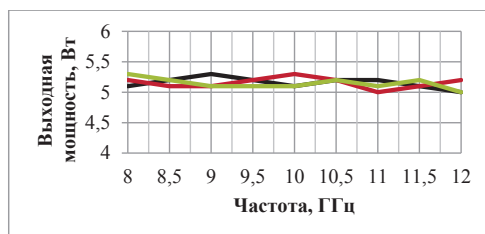


Рис. 3. АЧХ мощности ППМ при срабатывании СКВМ в рабочем диапазоне частот

Задержка реагирования СКВМ для данного типа ППМ, составляет менее 250 нс.

Проверка работоспособности ППМ на N количестве частотных точек, будет рассчитываться по формуле:

$$\tau_{\text{общ}} = (\tau_{\text{перекл. F}} + \tau_{\text{СКВМ}}) \times N \quad (1)$$

где $\tau_{\text{общ}}$ - общее затраченное время на проверку работоспособности, $\tau_{\text{перекл. F}}$ - время переключения гетеродина на следующую частотную точку, $\tau_{\text{СКВМ}}$ - задержка реагирования СКВМ, N - количество проверяемых каналов.

В формуле (1) не учтены задержки обработки КС с СКВМ, поэтому при расчете проверки работоспособности ППМ в составе подрешетки, требуется добавить задержки обработки КС на блоке управления системы.

3. Заключение

Рассмотренная структурная схема системы контроля выходной мощности позволяет выявить неработоспособные приемо-передающие модули в составе блока подрешетки и произвести их отключение до начала формирования диаграммы направленности антенны.

Список литературы

1. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки // Радиотехника. - 2011. - 304 с.
2. Малахов Р.Ю. Антенные решетки современных радиоэлектронных систем // М.: Доброе слово. - 2015. - 208 с.
3. Далингер А.Г., Шацкий С.В., Иовдальский В.А., Карасев М.С. Приемопередающий модуль активной фазированной антенной решетки СВЧ-диапазона // Патент РФ на изобретение №2713079.
4. Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Щеголев С.А., Адиатулин А.В. Многофункциональный приемо-передающий модуль X-диапазона частот // Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1 «СВЧ-техника», Выпуск 3(542) – 2019г., стр. 51-54.

Разработка сложно-функциональной монолитной интегральной схемы для приемного тракта Ку-диапазона

Азаренко А.В.

АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь»
г. Каменск-Уральский, ул. Пионерская, 8, 423409, Российская Федерация
azarenko_av@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки сложно-функциональной СВЧ монолитной интегральной схемы для приемного тракта Ку-диапазона. СВЧ МИС изготовлена по технологическому процессу 0,15 мкм InGaAs pHEMT.

1. Введение

Одной из важных проблем построения СВЧ приемных и передающих устройств является разработка монолитных интегральных схем (МИС), которые могут включать как отдельные узлы СВЧ тракта (усилители, смесители, переключатели, фазовращатели и т.д.), так и целые системы на кристалле (приемники, передатчики и т.п.).

СВЧ МИС стали принципиально новой электронной компонентной базой (ЭКБ) для радиоэлектронных устройств и систем. Они могут производиться в больших объемах, имеют малые массогабаритные показатели и низкую стоимость изготовления, хорошую воспроизводимость параметров, высокую надежность [1].

2. Теория

Актуальность развития технологии СВЧ МИС для предприятия определяется тем, что их использование позволяет выйти из тупика дефицита отечественной ЭКБ по многим позициям. Особенно, если речь идет о сложно-функциональных (СФ) СВЧ МИС узконаправленного применения.

Целью данной работы являлась разработка малогабаритного приемного тракта в виде единой монолитной интегральной схемы для удовлетворения жестких требований к массогабаритным характеристикам приемопередающего модуля на ряду с требованиями к электрическим параметрам. В результате была разработана СФ МИС, структурная схема которой приведена на рис.1.

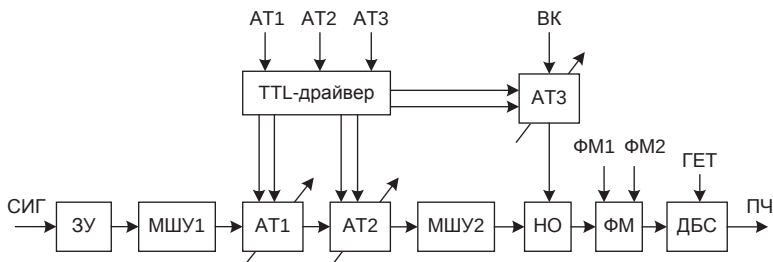


Рис.1. Структурная схема СФ СВЧ МИС

СФ СВЧ МИС предназначена для усиления принятого радиосигнала, регулировки уровня сигнала, защиты от мощных помех, ввода в приемный тракт сигнала встроенного контроля, фазовой манипуляции проходящего сигнала и преобразования его в сигнал промежуточной частоты.

СФ СВЧ МИС состоит из: защитного устройства (ЗУ), предназначенного для защиты приемного тракта от мощных помех; первого двухкаскадного малошумящего усилителя (МШУ1), обеспечивающего заданный коэффициент шума и чувствительность приемного тракта в целом; регулируемых аттенуаторов (АТ1, АТ2, АТ3), обеспечивающих регулировку коэффициента передачи и динамический диапазон приемного тракта; TTL-драйвера управления аттенуаторами,

необходимого для преобразования положительного TTL-сигнала управления в дифференциальный сигнал отрицательной полярности; второго однокаскадного малошумящего усилителя (МШУ2), обеспечивающий необходимый коэффициент передачи приемного тракта; направленного ответвителя (НО) с величиной связи 10 дБ; фазового манипулятора (ФМ) с величиной фазового сдвига 180 градусов; двойного балансного смесителя (ДБС), обеспечивающего перенос сигнала в диапазон промежуточных частот.

При разработке СВЧ МИС был выбран технологический процесс 0,15 мкм InGaAs Low Noise pHEMT. Основные технические характеристики СФ СВЧ МИС приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Основные технические характеристики СФ СВЧ МИС

Наименование параметра	Значение
Диапазон рабочих частот сигнала и гетеродина	Ку-диапазон
Диапазон промежуточных частот, ГГц	DC...1
Коэффициент передачи СИГ-ПЧ, дБ, не менее	12
Коэффициент передачи ВК-ПЧ, дБ	-22±1
Коэффициент шума, дБ, не более	3
Глубина регулировки аттенюатора АТ1, дБ	20±1
Глубина регулировки аттенюатора АТ2, дБ	10±0,5
Глубина регулировки аттенюатора АТ3, дБ	3±0,2
Максимально допустимая входная мощность, Вт, не более	4
Мощность гетеродинного сигнала, дБм, не менее	10
Верхняя граница линейности по входу, дБм, не менее	-10
Разность фаз между сигналами при переключении каналов ФМ, град.	180±5
Время включения и выключения каналов ФМ, нс, не более	5
Развязка ГЕТ-СИГ, дБ, не менее	80
Развязка ГЕТ-ПЧ, дБ, не менее	40
Развязка СИГ-ПЧ, дБ, не менее	20
Ослабление ПАМ гетеродинного сигнала, дБ, не менее	40
КСВН входов СИГ/ГЕТ/ВК, ед., не более	1,5
Напряжение управления аттенюаторами, В	
- логический «0»	0...0,8
- логическая «1»	2,8...5
Ток потребления по цепи +5 В, мА, не более	100
Ток потребления по цепи -5 В, мА, не более	5
Габаритные размеры, мм	4,5×1,5×0,1

3. Заключение

Представлены результаты разработки приемного тракта в виде единой монолитной интегральной схемы. Измеренные характеристики СФ СВЧ МИС полностью соответствуют требованиям предъявляемым к приемному тракту. Разработанная СФ СВЧ МИС прошла все необходимые испытания и в настоящее время успешно внедрена в одно из изделий, выпускаемых предприятием АО «УПКБ «Деталь».

Список литературы

1. Сальников А.С. Автоматизация измерений, построение моделей и библиотек элементов СВЧ монолитных интегральных схем на базе отечественных GaAs и GaN технологий: дис. на соиск. уч. степ. канд. тех. наук. - Томск, 2014. 274 с.

Сверхширокополосный маломощный усилитель 0.1—18 ГГц с каскодным включением

Ефимов А. С., Темнов А. М., Дудинов К. В.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

ул. Вокзальная, 2А, г. Фрязино, Московская область, 141190, Российская Федерация
asefimov@istokmw.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки монолитной интегральной схемы (МИС) сверхширокополосного маломощного усилителя (МШУ) диапазона частот 0,1 – 18 ГГц. Каскодная схема на входе МШУ применена для расширения рабочей полосы частот при сохранении низкого коэффициента шума. МИС МШУ выполнена на основе технологии 0,1 мкм GaAs pHEMT АО «НПП «Исток» им. Шокина». Коэффициент усиления в заданной полосе составляет 18 дБ, а коэффициент шума не превышает 2,4 дБ.

1. Введение

При разработке сверхширокополосных усилителей 2-18 ГГц преимущественно применяется структура с распределенным усилением. Использование резистора в затворной цепи существенно увеличивает коэффициент шума в диапазоне рабочих частот.

В данной работе представлены результаты разработки МИС СВЧ сверхширокополосного МШУ с низким коэффициентом шума и ровной амплитудно-частотной характеристикой в диапазоне частот 0,1-18 ГГц. Представлена принципиальная схема МШУ и результаты измерений электрических параметров.

2. Конструкция и экспериментальные результаты

Принципиальная схема маломощного усилителя представлена на рисунке 1. Схема реализована на технологической линейке GaAs pHEMT с длиной затвора 0.1 мкм, реализованной в АО «НПП «Исток» им. Шокина».

Схема МШУ представляет собой двухкаскадный усилитель. Первый каскад состоит из двух транзисторов VT1 и VT2, с общей шириной затвора 540 и 300 мкм соответственно. Транзистор VT1 включен по схеме с общим истоком. Транзистор VT2 включен по схеме с общим затвором и вместе с первым транзистором образуют каскодное включение. Каскодное включение транзисторов расширяет рабочую полосу частот, повышает выходной импеданс, что упрощает согласование по выходу, повышает коэффициент усиления. Применение параллельной и последовательной обратных связей в первом каскаде позволяет обеспечить безусловную стабильность каскада, коррекцию амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Выбор ширины затвора транзисторов и согласование каскада определяется необходимостью достижения наименьшего коэффициента шума в полосе частот и обеспечения входного согласования МШУ. Второй каскад, являющийся выходным, состоит из одного транзистора VT3 с общей шириной затвора 200 мкм, включенного по схеме с общим истоком. Для коррекции АЧХ, согласования МШУ по выходу и стабильности каскада применены параллельная и последовательная обратные связи.

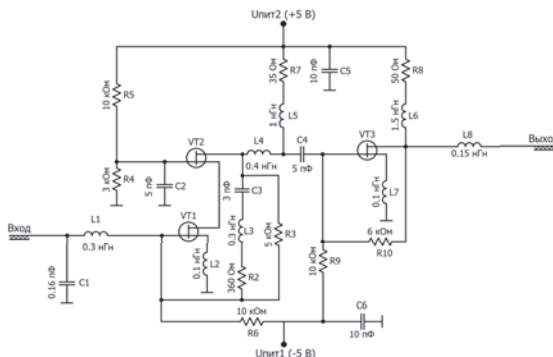


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема МШУ

Габаритные размеры кристалла – 1.3×1.1 мм. МИС МШУ согласован для работы в 50-омном тракте. Кристалл изготовлен в АО «НПП «Исток» им. Шокина».

На рис. 2 представлены результаты измерения электрических параметров. Измерения электрических параметров экспериментальных образцов проводились как на пластине, так и отдельных кристаллов в оснастке. Напряжения питания +5 В и -5 В. Ток потребления составляет около 120 мА.

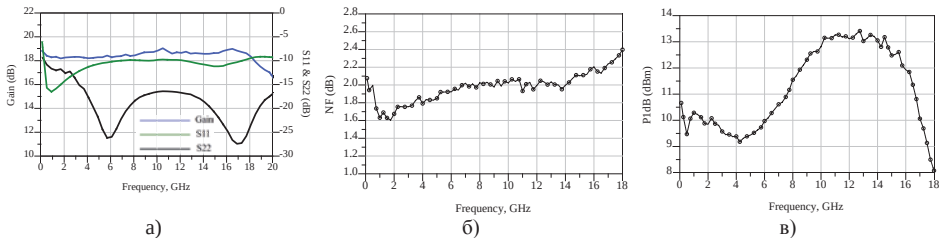


Рис. 2. Результаты измерений электрических параметров МШУ:

а) малосигнальные параметры 1; б) коэффициент шума 2; в) выходная мощность при компрессии K_u на 1 дБ

Коэффициент усиления в рабочей полосе 0,1 – 18 ГГц лежит в диапазоне 18-19 дБ. Возвратные потери по входу и выходу составляют порядка -10 дБ. Коэффициент шума во всей рабочей полосе не превышает 2,4 дБ. Выходная мощность при компрессии коэффициента усиления 1 дБ более 8 дБм.

Представленные характеристики МШУ имеют сопоставимые параметры в сравнении с ранее опубликованными работами [1-7].

3. Заключение

В работе представлены результаты разработки сверхширокополосного малошумящего усилителя диапазона частот 0,1 – 18 ГГц. МИС СВЧ реализована по технологии GaAs pHEMT с длиной затвора 0,1 мкм, реализованной в АО «НПП «Исток» им. Шокина». Двухкаскадный МШУ имеет каскодную схему на входе, и транзистор с общим истоком на выходе. Коэффициент шума в полосе частот 0,1-18 ГГц менее 2,4 дБ при коэффициенте усиления 18 дБ. Неравномерность коэффициента усиления не превышает 1 дБ.

Список литературы

1. J. Hu, K. Ma, S. Mou and F. Meng, "Analysis and Design of a 0.1–23 GHz LNA MMIC Using Frequency-Dependent Feedback," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 66, no. 9, pp. 1517-1521, Sept. 2019, doi: 10.1109/TCSII.2019.2891262.
2. J. Hu, K. Ma, S. Mou and F. Meng, "A Seven-Octave Broadband LNA MMIC Using Bandwidth Extension Techniques and Improved Active Load," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 10, pp. 3150-3161, Oct. 2018, doi: 10.1109/TCSI.2018.2803299.
3. B. Mallet-Guy, P. Duème, Y. Mancuso, M. Chaubet and L. Lapiere, "A new LNA wide band structure for MMIC applications," *The 40th European Microwave Conference*, Paris, 2010, pp. 533-536, doi: 10.23919/EUMC.2010.5616958.
4. J. Guan, M. Gong, B. Gao, R. Zhang, "Design of a Broadband LNA with Multi-feedback Using 70nm GaAs MHEMT Process," *J. Phys.: Conf. ser.* 1449 012024.
5. Lin Yang, Lin-An Yang, Taotao Rong, Zhi Jin, Yue Hao, A five-octave broadband LNA MMIC using bandwidth enhancement and noise reduction technique, *IEICE Electronics Express*, 2019, Volume 16, Issue 7, pp.1-4, doi: 10.1587/elex.16.20190096.
6. Y. Chen, Y. Wang, C. Chiong and H. Wang, "An ultra-broadband low noise amplifier in GaAs 0.1-μm pHEMT process for radio astronomy application," *2017 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, 2017, pp. 80-82, doi: 10.1109/RFIT.2017.8048296.
7. S. Shih *et al.*, "Design and Analysis of Ultra Wideband GaN Dual-Gate HEMT Low-Noise Amplifiers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3270-3277, Dec. 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2034416.

Разработка технологии изготовления гетеробиполярных транзисторов на основе структур InGaP/GaAs

Козловский Э. Ю., Захаров С. И., Семенова Л. М., Тейдер А. А.

ЗАО "НПП "Планета-Аргалл"

г. Великий Новгород, 173004, ул. Федоровский ручей, 2/13, Российская Федерация
argall@argall.nov.ru

Аннотация: Представлены основные результаты разработки технологии изготовления гетеробиполярных транзисторов на основе структур InGaP/GaAs. Приведено описание основных технологических этапов при изготовлении транзисторов. Получены образцы гетеробиполярных транзисторов с коэффициентом передачи тока базы не менее 50 и граничной частотой не менее 20 ГГц.

1. Введение

Гетеробиполярные транзисторы (ГБТ) на основе структур InGaP/GaAs в настоящее время широко применяются при разработке и изготовлении устройств СВЧ диапазона, таких как генераторы управляемые напряжением (ГУН) и усилители мощности (УМ). ГУН на ГБТ обладают низкими фазовыми шумами, а для УМ на ГБТ характерна высокая линейная мощность.

2. Основная часть

Упрощенно слоевая конфигурация исходной гетероструктуры представлена на рис. 1.

n^+ -InGaAs
n-GaAs
n-InGaP
p^+ -GaAs
n-GaAs
n^+ -GaAs
i-GaAs подложка

Рис. 1. Слоевая конфигурация исходной гетероструктуры

Верхний эпитаксиальный слой n^+ -InGaAs используется для формирования несплавленного омического контакта к эмиттеру.

Омические контакты к эмиттеру и базе изготовлены с использованием технологии несплавленного омического контакта с металлизацией на основе Pd/Ge. Омический контакт к коллектору изготовлен с использованием вжигаемой системы металлизации на основе Au/Ge.

Мезатравление слоев n^+ -InGaAs и n-GaAs выполнено с применением технологии селективного травления в растворе на основе лимонной кислоты, слой n-InGaP селективно стравлен со слоя базы в растворе на основе соляной кислоты. Используемая технология селективного травления позволяет исключить травление p^+ -GaAs базы при формировании мезы для вскрытия окон под омический контакт к базе. Разработанная технология травления позволяет использовать исходные структуры ГБТ с толщиной базы (50-100) нм, что позволяет существенным образом улучшить СВЧ характеристики активного элемента. Для вскрытия субколлекторной области n^+ -GaAs был применен итерационный метод изотропного травления GaAs в перекисно-аммиачном растворе. На каждом шаге травления производился контроль пробивных напряжений зондовыми измерениями. Дополнительно, с применением интерферометрических измерений, контролировалась толщина стравленного n-GaAs.

Для формирования металлизации разводки используется гальванически осажденное золото и планаризирующий диэлектрик, разделяющий два уровня металлизации.

Пластина с кристаллами утонена до толщины 100 мкм, к контактным площадкам эмиттера сформированы сквозные отверстия.

На рис. 2 представлен внешний вид кристалла ГБТ, изготовленного по разработанной технологии. Активная ячейка транзистора представляет собой гребенчатую структуру из 4 площадок эмиттера с размерами 2×40 мкм². Суммарная площадь эмиттера 320 мкм². Топология активной ячейки представлена на рис. 3.

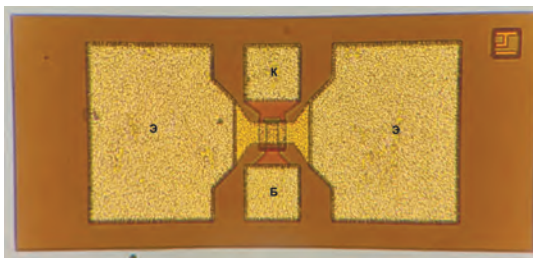


Рис. 2. Внешний вид кристалла ГБТ

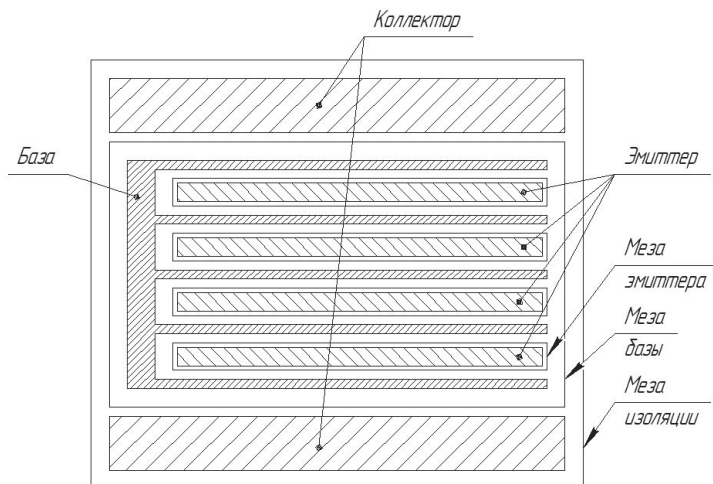


Рис. 3. Топология активной ячейки ГБТ

3. Обсуждение результатов

На рис. 4 представлена типовая вольтамперная характеристика ГБТ. Типовой коэффициент передачи тока базы составил 45-55 ед. Полученное пробивное напряжения коллектор-база составило не менее 15В.

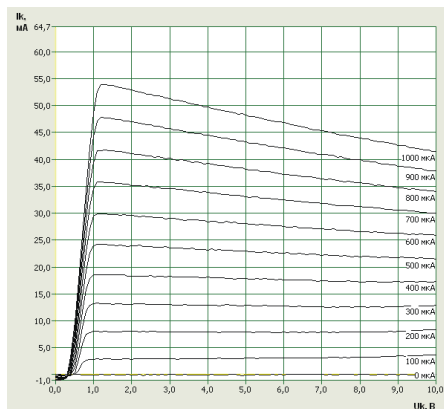


Рис. 4. Типовая выходная вольтамперная характеристика ГБТ

На рис. 5 представлена типовая зависимость коэффициента усиления по мощности (S_{21}) от частоты в режиме $U_{кз}=3$ В, $I_{к}=40$ мА, полученная зондовыми измерениями на пластине в тракте с волновым сопротивлением 50 Ом.

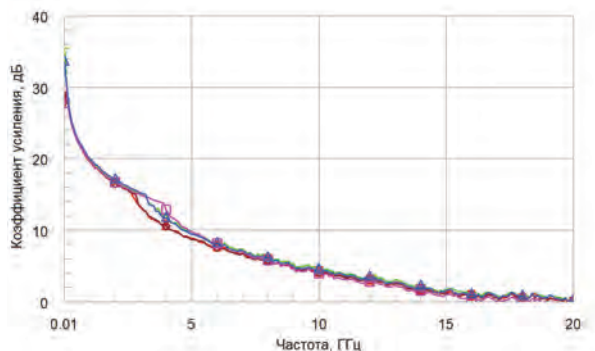


Рис. 5. Зависимость коэффициента усиления по мощности (S_{21}) от частоты в тракте с волновым сопротивлением 50 Ом

Типовая выходная мощность для исследованных транзисторов при компрессии коэффициента усиления по мощности на 1 дБ на частоте 1,8 ГГц составила 100 мВт.

Зависимость коэффициента передачи тока базы от частоты представлена на рис. 6. Из рис. 6 видно, что граничная частота составляет 20 ГГц.

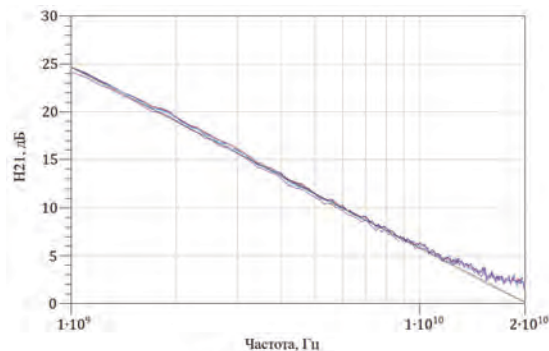


Рис. 6. Зависимость коэффициента передачи тока базы от частоты

4. Заключение

Разработана технология изготовления ГБТ на основе структур InGaP/GaAs. Достигнутые значения коэффициента передачи тока базы и граничной частоты составили не менее 50 ед. и 20 ГГц соответственно. Технологические работы будут продолжены с целью увеличения коэффициента передачи тока базы и граничной частоты, а также адаптации топологии ГБТ под возможность использования в составе МИС ГУН СВЧ диапазона.

Автономные ограничители мощности СВЧ

Осипов А.М., Рычко А.Р., Тейдер А.А., Семенова Л.М.

Закрытое акционерное общество «НПП «Планета-Аргалл»
г. Великий Новгород, 173004, ул. Федоровский ручей, 2/13, Российская Федерация
argall@argall.nov.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки предприятием ЗАО "НПП "Планета-Аргалл" автономного ограничителя мощности на основе диодов с барьером Шоттки с рабочим диапазоном до 20 ГГц и максимальной входной мощностью до 1,7 Вт;

1. Введение

В современных радиотехнических системах диапазона СВЧ для защиты входных каскадов приемных трактов активно используются разнообразные защитные устройства. Особенно широкое распространение получили полупроводниковые защитные устройства.

2. Основная часть

Разработанные ЗАО "НПП "Планета-Аргалл" полупроводниковые защитные устройства представляют собой арсенид-галлиевые автономные ограничители СВЧ мощности на основе диодов Шоттки.

При разработке новых изделий за основу был взят опыт создания и серийного производства кристалла модуля М54405, приведенный на рис. 1, – автономного ограничителя мощности на основе диодов с барьером Шоттки с диапазоном рабочих частот (полосой пропускания) до 12,5 ГГц [1].

При разработке новых изделий была определена цель: расширение рабочего диапазона частот до 20 ГГц при сохранении имеющихся мощностных характеристик (уровня максимально допустимой входной и просачивающейся мощности).

С целью расширения рабочего частотного диапазона до 20 ГГц при сохранении максимально допустимой входной СВЧ мощности на уровне 1,7 Вт эквивалентная схема кристалла ограничителя мощности М54405 была преобразована из схемы ФНЧ 5-го порядка в схему ФНЧ 7-го порядка.

Таким образом, ограничитель мощности их 2-х каскадного был преобразован в 3-х каскадный, внешний вид которого показан на рис. 2.

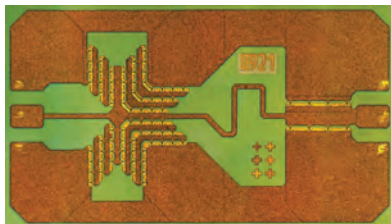


Рис. 1. Внешний вид кристалла модуля М54405

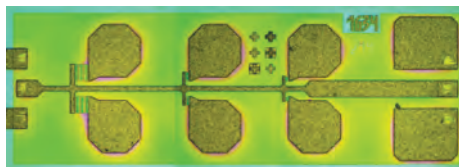


Рис. 2. Внешний вид кристалла 3У СФЕК.244

Также были уменьшены паразитные составляющие за счет более компактного размещения диодных блоков на основе ДБШ.

В результате были разработаны новые типы автономных ограничителей мощности, основные характеристики которых приведены в таблице 1.

Табл. 1.

Обозначение кристалла	СФЕК.244
Диапазон рабочих частот, ГГц	1,0 ÷ 20,0
Прямые потери, дБ	<1,0
Максимальная входная непрерывная мощность, Вт	не менее 1,7
Просачивающаяся мощность, мВт	не более 20
Размеры, мм	2,4 x 0,9 x 0,1

На рис. 3 приведены зависимость прямых потерь от частоты в диапазоне до 20 ГГц, измеренные для кристаллов СФЕК.244.

Ограничительная характеристика разработанного ограничителя мощности на частоте 6 ГГц приведена на рис. 4. Уменьшение коэффициента передачи на 1 дБ происходит при значениях входной мощности более 10 мВт (10 дБмВт), а максимальная просачивающаяся мощность при воздействии максимальной входной мощности не превышает 20 мВт (13 дБмВт).

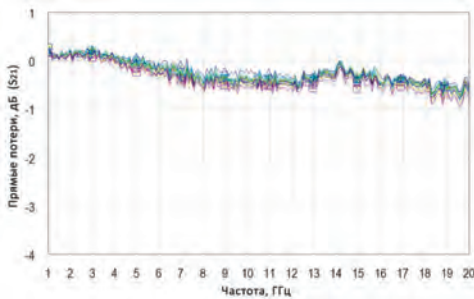


Рис. 3. Зависимость прямых потерь от частоты

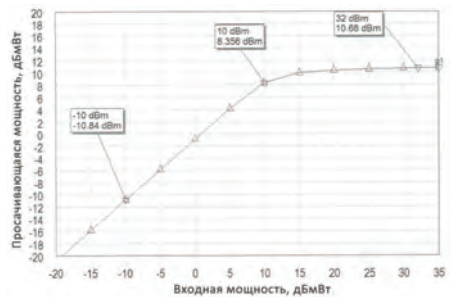


Рис. 4. Ограничительная характеристика

3. Заключение

Представлены результаты разработки кристалла МИС автономного защитного устройства на диодах Шоттки, диапазоном частот до 20 ГГц, разработанного, освоенного и введенного в серийное производство на предприятии ЗАО «НПП «Планета-Аргалл».

Список литературы

1. Сверхвысокочастотные защитные устройства / А.И. Ропий, А.М. Старик, К.К. Шутов. – М. Радио и связь, 1993.
2. Inder J. Bahl 10W CW Broadband Balanced Limiter/LNA Fabricated Using MSAG MESFET Process. MaCom, 2001.

МИС СВЧ ограничителя мощности с уровнем проходящей мощности менее 14 мВт в диапазоне частот 8—12 ГГц

Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
info@istokmw.ru

Аннотация: В работе показана реализация GaAs МИС СВЧ ограничителя мощности с уровнем проходящей мощности менее 14 мВт в диапазоне частот 8-12 ГГц. Ограничитель мощности выдержал воздействие непрерывной мощности 32 Вт, расчетный порог сгорания составляет ~80 Вт. Данные параметры получены за счет объединения технологии PIN диодов и диодов с барьером Шоттки на одной гетероструктуре и применения оригинальных конструктивных решений. Разработанный кристалл имеет малые габариты 1,12×0,82 мм.

1. Введение

Ограничитель мощности (ОМ) является неотъемлемой частью приемных трактов радиоэлектронной аппаратуры. На сегодняшний день возрастают требования к ограничителям по допустимой входной мощности, от которой необходимо защищать малошумящие усилители. Повышение порога сгорания достигается за счет увеличения периферии диода и применения оригинальных конструктивных решений [1] или за счет распределенного ограничения, используя делители-сумматоры мощности [2]. Это в свою очередь ведет к повышению уровня проходящей мощности. Снижение уровня проходящей мощности в ОМ решается несколькими способами. Первый способ — за счет увеличения числа каскадов [3,4], второй — подача смещения в PIN диоды [5], третий — применение каскадов на диодах с барьером Шоттки (ДБШ) [6]. В данной работе показаны конструктивные и технологические решения, направленные на увеличение допустимой входной мощности и снижение уровня проходящей мощности в монолитной интегральной схеме СВЧ (МИС СВЧ) ограничителя мощности.

2. Описание конструкции

Ограничитель состоит из двух каскадов на антипараллельных диодах, включенных через отрезок линии $\lambda/4$ (рис. 1а). Для обеспечения необходимой допустимой входной мощности первый каскад выполнен на PIN диодах с размерами анода 266×6 мкм. Диод с барьером Шоттки имеет удельную емкость в ~10 раза больше, чем у PIN диода. Поэтому чтобы сохранить частотные и динамические свойства схемы и исключить выгорание каскада на ДБШ, второй каскад состоит из PIN диодов и ДБШ в пропорции по емкости 2:1. Топология ограничителя показана на рис. 1б. Габариты кристалла 1,12×0,82 мм.

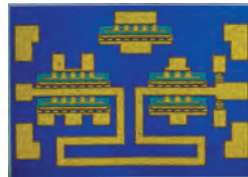
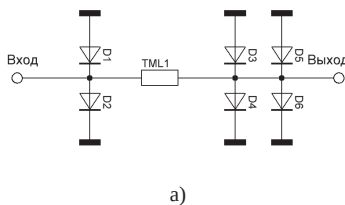


Рис. 1. а) Принципиальная схема; б) микрофотография кристалла ограничителя мощности

Прибор изготовлен в АО «НПП «Исток» им. Шокина» на гетероструктурах производства ООО «Коннектор-Оптикс». В составе гетероструктуры (рис. 2) присутствует слой с содержанием алюминия 23 % и концентрацией электронов 10^{17} см^{-3} , который выступает стоп-слоем для остановки плазмохимического травления при формировании базы PIN диода и активным слоем при формировании барьера Шоттки.

P+	Al _{0.23} GaAs
I	GaAs
N	Al _{0.23} GaAs
N+	GaAs
Подложка+ Буфер	GaAs

Рис. 2. Состав гетероструктуры

3. Моделирование и экспериментальные результаты

Моделирование проведено с использованием электромагнитной модели топологии ограничителя мощности и нелинейных моделей диодов. На рис. 3а и рис. 3б показано сравнение расчета и измерений малосигнального коэффициента передачи и динамической характеристики. Измерение параметров в малом сигнале проведено на пластине, на зондовой станции. Для измерения в режиме большого сигнала прибор был смонтирован на металлическое основание с помощью теплопроводящего клея.

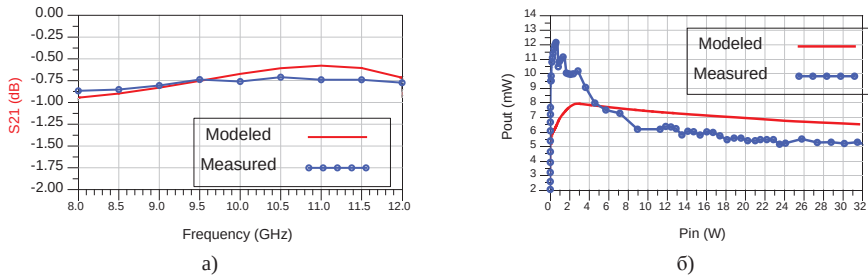


Рис. 3. Сравнение характеристик расчета и измерений ограничителя мощности:
а) малосигнальный коэффициент передачи; б) динамическая характеристика

Прибор в диапазоне частот 8-12 ГГц имеет потери меньше 1,0 дБ. Измерения динамической характеристики и определение порога сгорания проводили по методике, ступенчатого повышения мощности с последующим возвратом к низкому уровню сигнала на каждом шаге [7]. Измерения проводили в непрерывном режиме на частоте 10 ГГц до 32 Вт (мощность ограничена параметрами стенда). Расчетный порог сгорания составляет ~80 Вт. Проходящая мощность не превысила 14 мВт (спайк), при 1 Вт на входе, а при мощности на входе от 8 Вт до 32 Вт — от 5 мВт до 7 мВт.

3. Заключение

В работе показана реализация МИС СВЧ ограничителя мощности в диапазоне частот 8-12 ГГц. Повышение уровня допустимой входной мощности реализовано за счет увеличения периферии PIN диодов в первом каскаде и составном втором каскаде, а снижение уровня проходящей мощности за счет применения во втором каскаде комбинации из PIN диодов и диодов с барьером Шоттки. Ограничитель мощности выдержал воздействие непрерывной мощности 32 Вт. Проходящая мощность не превышает 14 мВт. Кристалл имеет малую занимаемую площадь ~0,92 мм².

Список литературы

1. Smith D.G., Heston D.D., Heimer B., Decker K. Designing Reliable High-power limiter circuits with GaAs PIN diodes // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2002. Vol. 2. P.1245-1247.
2. Bouchez J., Nguyen T., et al. A 2-5 GHz 100W CW MMIC Limiter using a Novel Input Topology // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS) 2013. P.1-4.
3. Carroll J.M. Performance Comparison of Single and Dual Stage MMIC Limiters // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2001. Vol. 2. P. 1341-1344.
4. Pham B. L., Nguyen D.P., Pham A., Phong D. High Power Monolithic pHEMT GaAs Limiter for T/R Module // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS).2016. P.1-4.
5. Ющенко А.Ю., Айзенштат Г.И., Монастырев Е.А., Акимов А.В. Монолитная интегральная схема ограничителя СВЧ мощности, управляемого напряжением. В сб. : 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2011 (Севастополь, 12—16 сент. 2011 г.). 2011. С. 167—168.
6. Ющенко А.Ю., Айзенштат Г.И., Монастырев Е.А., Божков В.Г., Иващенко А.И. МИС ограничителя мощности на основе PIN-диодов и Диодов Шоттки. В сб. : 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2011 (Севастополь, 12—16 сент. 2011 г.). 2011. С. 163—164.
7. Krutov A. V., Rebrov A.S. Experimental definition of power handling level for MMIC limiter // 2010 20th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2010). Sevastopol, 2010. P. 143-144.

Membrane-integrated planar Schottky diodes for waveguide mm-Wave detectors¹

¹ Alexander Shurakov, ¹ Ivan Belikov, ^{1,2} Anatoliy Prikhodko, ^{1,2} Denis Mikhailov,
^{1,2} Gregory Gol'tsman

¹ Moscow Pedagogical State University
1/1 M. Pirogovskaya St., Moscow 119435, Russia
alexander@rplab.ru

² National Research University Higher School of Economics
20 Myasnitskaya St., Moscow 101000, Russia

Abstract: We report on the technology of membrane-integrated planar Schottky diodes intended for use as part of waveguide mm-Wave detectors. The diode fabrication process mainly relies on selective etching of GaAs enabling the implementation of both a metallic suspended bridge terminated by a microscale Schottky contact to n-GaAs and a 140-200 μm thick SI-GaAs membrane underneath. The membrane acts as a quarter-wave backshort, once the diode chip is installed into the waveguide detector block and its back surface is metalized. The diode is fabricated between the arms of a bow-tie antenna coupled to a rectangular waveguide. EM modeling and preliminary performance tests suggest that the technology developed is suitable for the implementation of waveguide detectors operational within 100-180 GHz.

1. Introduction

Nowadays mm-Wave detectors find applications in different fields of science and technology. They are particularly in demand by developers of imagers for medical diagnostics and security systems, transceivers for next-generation communication networks, standard measurement equipment, scientific instrumentation for radio astronomy and climate studies. In contrast to their superconducting competitors, GaAs planar Schottky diodes provide decent sensitivity, rapid response time and wide dynamic range, while operating as direct or coherent detectors at room temperature. Needless to say, they are also handy for integrating with complex RF circuits. In this paper, we report on membrane-integrated GaAs planar Schottky diodes suitable for the implementation of waveguide detectors operational in the frequency range of 100-180 GHz.

2. Evaluation of the technology

In the design proposed, the diode chip is installed into the back piece of the waveguide detector block where it is embedded in a PCB, whose traces are bonded to the RF readout connectors. A mm-Wave signal is delivered to the diode via split-block rectangular waveguide formed in the front piece of the detector block. The diode is fabricated between the arms of a bow-tie antenna on top of a back metalized SI-GaAs membrane acting as a waveguide backshort. The diode chip is centered with respect to the waveguide with the aid of opening in the PCB, and the antenna arms are oriented along its E-plane. Rigidity of the diode chip is insured by the presence of thick SI-GaAs frame surrounding the membrane. EM modeling suggests that such a simple geometry of the detector can provide input return loss of less than -15 dB and insertion loss as low as -3 dB over fractional bandwidth of 30 % at a central frequency of 140 GHz. The detector adopts diodes with the Schottky and ohmic contacts of certain design. The design is chosen on the basis of performance tests of quasioptical diodes fabricated within a process similar to that reported in [1]. We preliminarily measured the optical noise equivalent power of 70 $\text{pW/Hz}^{0.5}$ and the noise figure of 11.6 dB at a signal frequency of 140 GHz in the direct detection and heterodyne receiver schemes, respectively. It is worth mentioning that the latter value was obtained at a local oscillator power of 420 μW which was limited by the experimental setup. Thus, the observed sensitivity is competitive with that of mm-Wave Mott diode mixers [2]. We plan to present the results of detailed studies of the detector performance at the conference site.

References

1. Shurakov A., Mikhalev P., Mikhailov D., Mityashkin V., Tretyakov I., Kardakova A., Belikov I., Kaurova N., Voronov B., Vasil'evskii I., Gol'tsman G. Ti/Au/n-GaAs planar Schottky diode with a moderately Si-doped matching sublayer // *Microelectron. Eng.* 2018. Vol. 195. P. 26-31.
2. Korolyov S. A., Shikov A. P., Goryunov A. V., Shashkin V. I. A 94-GHz FMCW radar receiver based on low-barrier diode // *IEEE Sens. Lett.* 2020. Vol. 4. No. 5. P. 3500404.

¹ We acknowledge support of the Russian Science Foundation grant No. 19-72-10156.

Нелинейное подавление сигналов в лампе бегущей волны¹

Гришин С.В., Дмитриев Б.С., Разуваев Ф.П., Скороходов В.Н., Титов В.Н., Трубецков Д.И.

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
sergrsh@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментального и теоретического исследования прохождения монохроматического и импульсно-модулированного сверхвысокочастотных сигналов через лампу бегущей волны, работающую в режиме нелинейного подавления. Установлено, что в зависимости от величины ускоряющего напряжения и тока пучка лампа может работать либо как насыщающийся поглотитель, либо как ограничитель мощности. В первом случае максимальный уровень подавления сигнала, соответствующий срыву Компфнера, реализуется в линейном режиме, а во втором случае – в нелинейном режиме, при определенной мощности входного сигнала. Показано, что в случае максимального подавления на фронте радиоимпульсов формируется короткий импульс. В режиме нелинейного срыва Компфнера длительность такого импульса уменьшается с увеличением мощности входного радиоимпульса. Результаты расчета, полученные по нелинейной нестационарной теории лампы бегущей волны, находятся в хорошем качественном соответствии с экспериментальными данными.

1. Введение

Лампа бегущей волны (ЛБВ) – является первым широкополосным вакуумным усилителем, работающим в микроволновом диапазоне, который был разработан А. Гаевым и Р. Компфнером независимо друг от друга [1]. Однако при определенных условиях, когда скорость электронов является немного меньше фазовой скорости электромагнитной волны, ЛБВ может работать не как усилитель, а как подавитель СВЧ сигнала. Режим бесконечного затухания или полного подавления СВЧ сигнала реализуется при некоторых строго определенных значениях потенциала и тока пучка ЛБВ, которые получили в литературе название условий срыва Компфнера [2].

ЛБВ-подавитель, работающий в режиме срыва Компфнера, использовался ранее для определения сопротивления связи и дисперсии замедляющей системы (ЗС) [3]. Кроме того, явление бесконечного затухания волны использовалось в параметрических приборах для перекачки энергии от структуры к пучку [4]. Интерес к нелинейному режиму работы ЛБВ, работающей в режиме срыва Компфнера, появился в последние годы, когда группой российских исследователей было предложено использовать ЛБВ-подавитель в качестве насыщающегося поглотителя для формирования ультракоротких импульсов в генераторных схемах [5, 6]. Данные импульсные режимы были получены, когда максимальный уровень подавления достигался в линейном режиме работы ЛБВ-подавителя. В настоящей работе демонстрируется возможность формирования коротких импульсов вне кольцевой генераторной схемы, когда максимальный уровень подавления сигнала реализуется в нелинейном режиме работы ЛБВ-подавителя.

2. Результаты экспериментальных и теоретических исследований

Эксперименты проводились с прозрачной ЛБВ, выполненной на основе регулярной спиральной ЗС без поглотителя. Лампа работала в дециметровом диапазоне. На Рис. 1 приведены АЧХ ЛБВ-подавителя, полученные при условии, что центральная частота f_0 полосы подавления находится в центральной части рабочей полосы частот лампы. Измерения проводились для разных значений тока пучка, ускоряющего напряжения и входной мощности. Из представленных на Рис. 1а результатов следует, что максимальный уровень подавления монохроматического сигнала на частоте f_0 наблюдается в нелинейном режиме при определенных значениях тока пучка, ускоряющего напряжения и мощности входного сигнала. Как следует из результатов, представленных на Рис.1б, при прохождении через ЛБВ-подавитель периодической последовательности радиоимпульсов микросекундной длительности, частота несущей которых соответствует частоте f_0 , на их фронте и срезе формируются более короткие (наносекундные) импульсы огибающей при уровне мощности, соответствующем уровню нелинейного компфнеровского подавления. Дальнейшее увеличение мощности входных радиоимпульсов приводит к увеличению амплитуды основной части подавленного выходного радиоимпульса и к сжатию коротких импульсов огибающей до длительностей ~ 3 нс.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 18-02-00666.

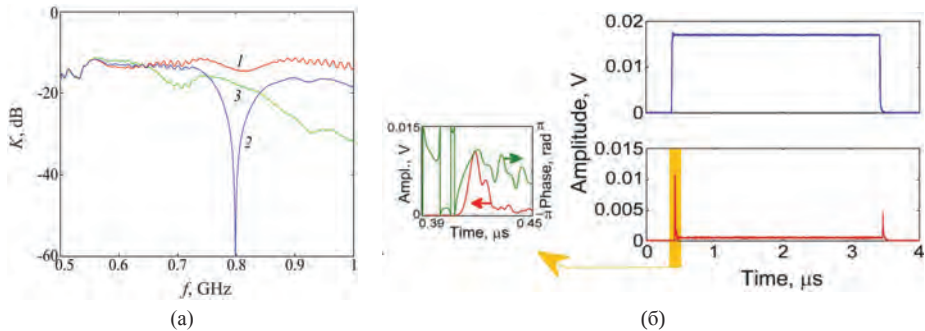


Рис. 1. (а) АЧХ ЛБВ-подавителя, измеренные в режиме нелинейного срыва Компфнера ($I_0=10$ мкА, $U_0=107$ В) при разных уровнях входной мощности $P_{\text{вх}}$: -30 дБмВт (кривая 1), -6.4 дБмВт (кривая 2), 0 дБмВт (кривая 3); (б) огибающие радиоимпульса на входе (верхняя панель) и выходе (нижняя панель) ЛБВ-подавителя при пиковой мощности $P_p=-6.4$ дБмВт. На вставке к (б) показаны увеличенные фрагменты амплитудных и фазовых профилей короткого импульса огибающей.

Для объяснения экспериментальных результатов была разработана нелинейная нестационарная модель ЛБВ-подавителя, результаты расчета по которой приведены на Рис.2. Видно, что в случае монохроматического сигнала здесь также наблюдается максимальный уровень подавления в нелинейном режиме. Прохождение радиоимпульсов через такой нелинейный подавитель приводит к формированию коротких импульсов в режиме максимального (нелинейного) подавления.

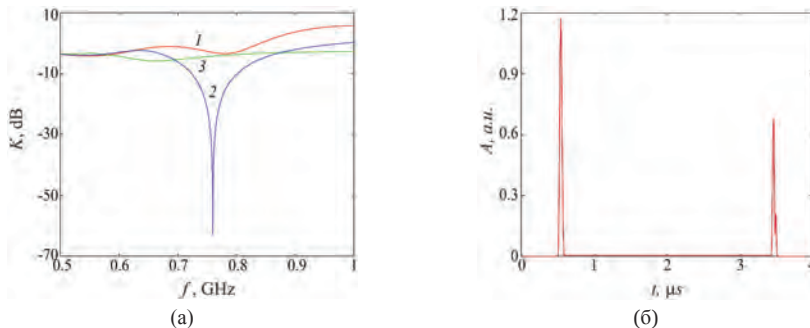


Рис. 2. (а) АЧХ ЛБВ-подавителя, рассчитанные в режиме нелинейного срыва Компфнера ($I_0=10$ мкА, $U_0=107$ В) при разных уровнях входной мощности $P_{\text{вх}}$: -35.3 дБмВт (кривая 1), -11.7 дБмВт (кривая 2), -5.3 дБмВт (кривая 3); (б) огибающая радиоимпульса на выходе ЛБВ-подавителя при значении пиковой мощности $P_p=-6.4$ дБмВт.

3. Заключение

Полученные в работе результаты могут представлять интерес при разработке источников импульсных сигналов для систем связи и локации.

Список литературы

1. Трубецков Д.И., Вдовина Г.М. Лампа с бегущей волной (история в лицах и судьбах) // УФН. 2020. Т. 190. № 5. С. 543-556.
2. Kompfner R. On the operation at the travelling wave tube at law level // J. of the British IRE. 1950. Vol. 10. No. 8-9. P. 283-289.
3. Watkins D.A., Siegman A.E. Helix impedance measurements using an electron beam // J. Appl. Phys. 1953. Vol. 24. No. 7. P. 917-922.
4. Gould R.W. A coupled mode description of the backward-wave oscillator and the Kompfner dip condition // IRE Trans. Elec-tron Dev. 1955. Vol. 2. No. 4. P. 37-42.
5. Гинзбург Н.С., Абубакиров Э.Б., Вилков М.Н., Зотова И.В., Сергеев А.С. Генерация периодической последовательности мощных ультракоротких импульсов в цепочке связанных ламп бегущей волны, работающих в режимах усиления и нелинейного компфнеровского подавления // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43. Вып. 18. С. 47-55.
6. Grishin S.V., Dmitriev B.S., Moskalenko O.I., Skorokhodov V.N., Sharaevskii Yu.P. Self-generation of chaotic dissipative multisoliton complexes supported by competing nonlinear spin-wave interactions // Phys. Rev. E. 2018. Vol. 98. No. 2. P. 022209.

Влияние плотности тока электронного потока и напряжённости магнитного поля на мощность выходного сигнала ЛБВО терагерцового диапазона

¹ Нгуен Ч. З., ¹ Ковтун Д. Г.

¹ Волгоградской государственной технической университет
Российская Федерация, 400005, Волгоград, пр. В.И. Ленина 28
E-mail: kdmob74@gmail.com

Аннотация: Приведены результаты численных исследований по оптимизации характеристик лампы бегущей волны О-типа (ЛБВО) - один из наиболее интересных и оптимальных вариантов усилителей мощности электромагнитных волн в данном диапазоне частот. Большинство исследований ЛБВО проводится путем численного моделирования, поскольку проведение натурных экспериментов является сложным и дорогостоящим [1]. В данной работе представлены результаты численных экспериментов, полученных с помощью трехмерной модели ЛБВО, основанной на самосогласованном решении уравнений Максвелла методом конечных разностей во временной области (FDTD) [2] совместно с расчетом динамики электронного потока методом «частиц-в-ячейках» [3].

1. Введение

В последние годы электроника терагерцового диапазона привлекает к себе внимание благодаря своему потенциалу как в прикладных задачах, так и в научных исследованиях. Лампы бегущей волны О-типа (ЛБВО) - один из наиболее интересных и оптимальных вариантов усилителей мощности электромагнитных волн в данном диапазоне частот. Большинство исследований ЛБВО проводится путем численного моделирования, поскольку проведение натурных экспериментов является сложным и дорогостоящим [1]. В данной работе представлены результаты численных экспериментов, полученных с помощью трехмерной модели ЛБВО, основанной на самосогласованном решении уравнений Максвелла методом конечных разностей во временной области (FDTD) [2] совместно с расчетом динамики электронного потока методом «частиц-в-ячейках» [3].

2. Модель и результаты

Используемая в работе модель позволяет, исходя из заданной конфигурации пространства взаимодействия, отслеживать динамику электронного потока и рассчитывать характеристики суммарного электромагнитного поля в любом выбранном объеме прибора. Подробное описание используемой модели изложено в [4], а программная реализация представлена в [5]. В качестве отправной точки построения модели прибора, были выбраны параметры замедляющей системы представленные в [6]. Такой выбор так же был обусловлен возможностью дополнительной проверки корректности получаемых результатов.

Таблица 1 – Параметры замедляющей системы и электронного пучка

Высота канала a	200 мкм	Период структуры p	500 мкм
Ширина резонатора l	400 мкм	Энергия электрона V_e	20 кэВ
Глубина резонатора h	300 мкм	Ток I	100 мА
Ширина волновода b	850 мкм	Магнитная индукция B_k	1.12 Тл
Ширина пучка l_b	700 мкм	Мода входной волны	TE_{10}
Толщина пучка l_a	150 мкм	Частота входной волны f	184 ГГц

Результаты расчетов показали, что при подаче входной мощности в 1 Вт, мощность электромагнитной волны с частотой 184 ГГц усиливалась с коэффициентом 16 дБ [4,5]. В дальнейшем, в целях возможного повышения характеристик прибора был проведён ряд численных экспериментов при различных значениях тока электронного пучка и напряженности магнитного поля.

Анализ полученных результатов, представленных на рис. 1, показывает что: а) при увеличении тока электронного пучка вплоть до 0.2 А, выходная мощность растет до 62 Вт, однако далее, в результате действия пространственного заряда, электронный пучок расходится и оседает на металлических стенках прибора, в следствии чего мощность электромагнитной волны падает, а работа ЛБВО становится не стабильной; б) по мере увеличения напряженности магнитного поля, электронный поток ожидаемо стабилизируется, но, вследствие увеличения расстояния между потоком и замедляющей системой, взаимодействие электронов с электромагнитной волной уменьшается.

На рис. 2 показана картина структуры электронного потока в установившемся режиме через 8 нс после запуска прибора, при токе 0.2 А и магнитной индукции 1,12 Тл. На рисунке можно наблюдать процесс группировки электронов, по мере их прохождения вдоль усилителя.

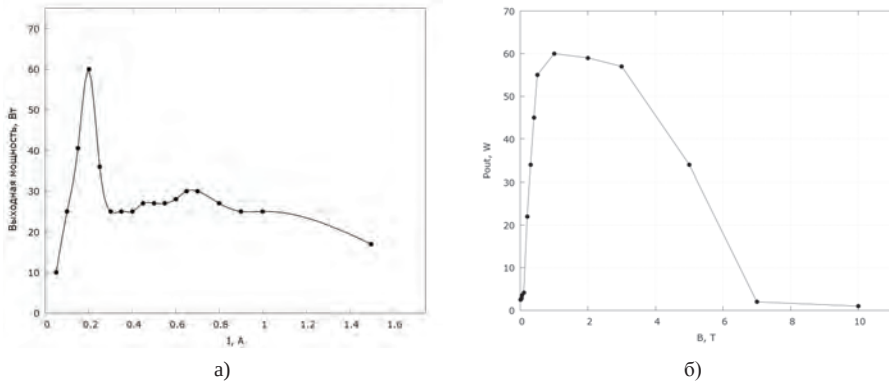


Рис. 1. Зависимость выходной мощности от: а) тока электронного пучка; б) напряженности магнитного поля.

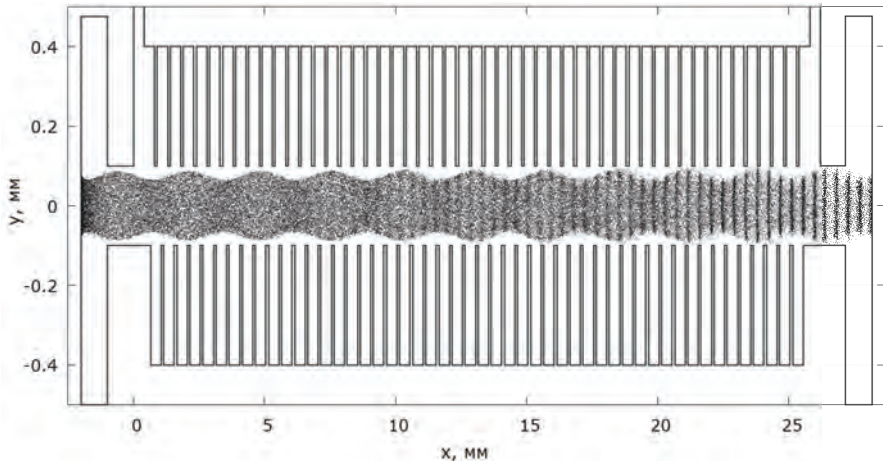


Рис. 2. Проекция электронного пучка на плоскость xOy.

3. Заключение

Несмотря на качественный характер полученных результатов, можно сделать вывод о сильном взаимном влиянии параметров потока и конфигурации пространства взаимодействия на значения коэффициент усиления. Результаты также можно использовать как рекомендации при оптимизации ЛБВО с целью получения стабильного выходного сигнала наибольшей мощности.

Список литературы

1. Booske J.H., Dobbs R.J., Joye C.D. (et al) Vacuum electronic high power terahertz sources // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1. No.1. P. 54-75.
2. Inan, S. Numerical Electromagnetics The FDTD Method / U.S. Inan, R.A. Marshall. – Cambridge University Press. – 2011. – 390 p.
3. Umeda T., Omura Y., Tominaga T. (et al) A new charge conservation method in electromagnetic particle-in-cell simulations // Computer Physics Communications. 2003. № 156. P. 73-85.
4. Нгуен Ч.З., Аликов С.А., Шенин А.Г. и др. Трехмерное моделирование процессов в усилителе бегущей волны терагерцевого диапазона // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т.26. № 1. С. 45-53.
5. Свидетельство 2021613359 Российская Федерация. Численное моделирование работы электровакуумного СВЧ прибора в многочастотном режиме / Нгуен Ч.З., Ковтун Д.Г. – 2021.03.05.
6. Каретникова Т.А., Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М. и др. Моделирование лампы бегущей волны субтерагерцевого диапазона с замедляющей системой типа сдвоенной гребенки и ленточным электронным пучком // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 1. С. 54-60.

Разработка МФС для пятилучевой ЛБВ субтерагерцевого диапазона частот

Медведев М.А., Золотых Д.Н., Афонин И.Н

АО «НПП «Алмаз»

г. Саратов, 410033, ул. Панфилова, д. 1, Российская Федерация
medmixel@yahoo.com

Аннотация: Представлены результаты оптимизации конструкции магнитной фокусирующей системы (МФС), формирующей постоянное магнитное поле, и предназначенной для фокусировки пяти цилиндрических электронных потоков ЛБВ W-диапазона частот. Приведены результаты расчета магнитного поля МФС, получено значение магнитной индукции 0,22–0,25 Тл в области пролётного канала ЛБВ протяжённостью 50 мм, распределение продольной составляющей магнитного поля в пролётных каналах практически одинаково.

1. Введение

Освоение субтерагерцевого диапазона частот (от 95 ГГц и выше) является важной научно-технической задачей, т.к. предоставляет ряд существенных преимуществ в таких областях как прецизионная радиолокация, навигация, помехозащищённая связь с каналом большой информационной ёмкости, радиоспектроскопия, системы контроля общественной безопасности др. Одним из наиболее приоритетных подходов к решению данной задачи является создание малогабаритных приборов вакуумной СВЧ-электроники О-типа [1–7]. Магнитные фокусирующие системы (МФС) на постоянных магнитах широко применяются для фокусировки электронных потоков в многолучевых СВЧ приборах, как наиболее перспективных усилителях субтерагерцевого диапазона [8, 9]. В данной работе проведена оптимизация конструкции и представлены результаты моделирования МФС для пятилучевой ЛБВ субтерагерцевого диапазона частот с длиной пространства взаимодействия 50 мм.

2. Оптимизация МФС

Целью оптимизации МФС являлось получение однородного магнитного поля величиной не менее 0,22 Тл в области длиной 50 мм с поперечным сечением размером 2,1мм×0,5мм. В качестве магнитного материала предполагалось применение сплава NdFeB. Размеры магнитов выбирались из соображений получения минимальной массы при максимально возможной величине фокусирующего поля. МФС можно отнести к лестничному типу, схематично её конструкция представлена на рис. 1, где 1 – пушечный полюсный наконечник, 2 – коллекторный полюсный наконечник, 3 – магниты, 4 – внешний магнитопровод. Внешние магнитопроводы и полюсные наконечники выполнены из стали 1084. Оси пролётных каналов лежат в одной плоскости, диаметр отверстий пролётных каналов в полюсных наконечниках составляет 0,3 мм, расстояние между осями отверстий составляет 0,45 мм, длина пространства взаимодействия составляет 50 мм. Было установлено, что изменение величины зазора между магнитами, прилегающими к внешнему магнитопроводу, в большей степени влияет на распределение магнитного поля в середине пространства взаимодействия (22–37 мм, см. рис. 2). Изменение величины зазора между магнитами, прилегающими к полюсным наконечникам, в большей степени влияет на распределение магнитного поля в начале пространства взаимодействия (5–24мм) и его конце (34–48мм). Дополнительный ряд магнитов, прилегающий к внешнему магнитопроводу, необходим не только для увеличения магнитного поля в пролётном канале, но и для компенсации снижения поля в середине пространства взаимодействия. Подавляющая часть магнитопроводов входит непосредственно в конструкцию пакируемого прибора.

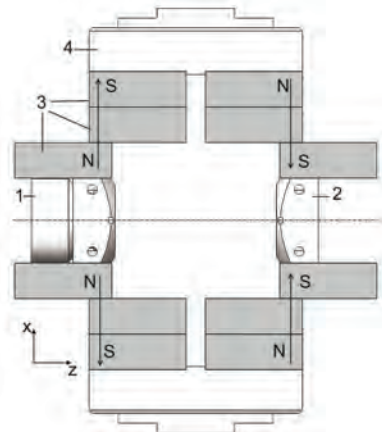


Рис. 1. Конструкция МФС

3. Результаты трёхмерного моделирования МФС

Моделирование МФС проводилось в программе ANSYS Maxwell [10], позволяющей рассчитывать трёхмерные распределения магнитных полей. Была построена модель МФС (рис.1), заданы следующие параметры магнитов: $B_r=1.2$ Тл, $H_c=920$ кА/м, $M_p=960$ кА/м. Физические характеристики магнитопровода и полюсных наконечников соответствуют стали 1084. Распределение поля на оси центрального пролётного канала приведено на рис. 2, распределения полей на осях промежуточных и крайних пролётных каналов представлены на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

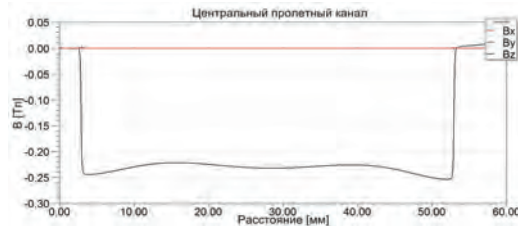


Рис. 2. Распределение магнитного поля на оси центрального пролётного канала

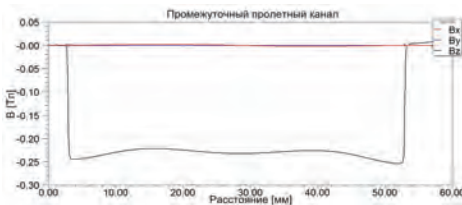


Рис. 3. Распределение магнитного поля на оси промежуточного пролётного канала

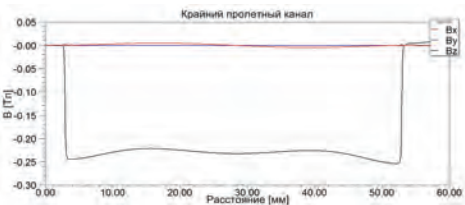


Рис. 4. Распределение магнитного поля на оси крайнего пролётного канала

4. Заключение

Разработана конструкция МФС лестничного типа с постоянными плиточными магнитами прямоугольного сечения, намагниченными перпендикулярно осям пролётных каналов. МФС обеспечивает значение магнитной индукции на уровне 0,22-0,25 Тл в области пространства взаимодействия длиной 50 мм при приемлемом уровне поперечных составляющих поля. Конструкция МФС обладает хорошей технологичностью и позволяет проводить юстировку ЛБВ с целью минимизации токооседания на замедляющую систему.

Список литературы

1. Викулов И.К. Вакуумная СВЧ-электроника. По материалам конференции IVEC 2009 // Электроника НТБ. -2010. -№4. -С. 56-68.
2. Викулов И.К. Вакуумная СВЧ-электроника в 2010 году: к миллиметровому и терагерцевому диапазонам // Электроника НТБ. -2011. -№2. -С. 108-119.
3. Исаев В.М. Современные радиоэлектронные системы терагерцового диапазона / В.М. Исаев, И.Н. Кабанов, В.П. Мещанов, и др. // Доклады ТУСУР. -2014. -№ 4 (34). -С. 5-21.
4. Srivastava A. Microfabricated terahertz vacuum electron devices: technology, capabilities and performance overview // European Journal of Advances in Engineering and Technology. -2015. -Vol. 2. -No. 8. -P. 54-64.
5. Экспериментальное исследование электронных пушек для вакуумных усилителей терагерцового диапазона / А.А. Бурцев [и др.] // Письма в ЖТФ, 2016, Т. 42, Вып. 10. С. 92-98.
6. Booske J.H. Vacuum electronic high power terahertz sources / J.H. Booske, R.J. Dobbs, C.D. Joye, et al. // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. -2011. -Vol. 1. -No. 1. -P. 54-75.
7. Grigoriev A.D. Microwave Electronics / A.D. Grigoriev, V.A. Ivanov, S.I. Molokovsky; edited by A.D. Grigoriev – Springer: Springer Series in Advanced Microelectronics. -2018. -P. 584.
8. Царев, В.А. Магнитные фокусирующие системы электровакуумных микроволновых приборов О-типа : учеб. пособие / В.А. Царев, Р.В. Спиридонов. – Саратов: из-во «Новый ветер», 2010. -352 с. ISBN 978-5-98116-122-3.
9. Particular demands to magnet parameters of focusing systems for multibeam TWT and Klystrons / A.A. Zaharov [et al] // Conference Proceedings – 2014 international Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2014. 2014. P. 134-138.
10. www/ansys.com

Высшие типы колебаний в спиральной замедляющей системе ЛБВ

Золотых Д.Н.¹, Сенчуров В.А.¹, Мучкаев В.Ю.²

¹АО «НПП «Алмаз», г. Саратов, 410033, ул. Панфилова, д. 1, Российская Федерация

²Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А., Россия, 410054, г. Саратов, ул. Политехническая, 77
dzolotykh@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты расчётов электродинамических характеристик высших типов колебаний в классической спиральной замедляющей системе ЛБВ, а также характерные картины распределения продольной компоненты электрического поля. Показано, что спиральная замедляющая система может использоваться на высших типах колебаний в качестве сверхразмерной замедляющей системы для усиления СВЧ сигналов миллиметрового диапазона.

1. Введение

При проектировании СВЧ приборов О-типа, предназначенных для работы в диапазоне "коротких" миллиметров, разработчики часто сталкиваются с проблемой технологической реализации замедляющих систем (ЗС) в силу весьма малых размеров их элементов и повышенных требований к точности изготовления. Одним из способов решения данной проблемы является применение сверхразмерных замедляющих систем, в которых на рабочей частоте могут существовать несколько типов колебаний [1-4]. Наибольшее распространение получили сверхразмерные ЗС типа гребенки, известно о конструкциях, обеспечивающих работу ЛБВ с рабочими частотами от 60 ГГц до 1.3 ТГц. В данной работе исследованы электродинамические характеристики высших типов колебаний классической спиральной ЗС с целью определения возможности использования ЛБВ для усиления и генерации СВЧ колебаний в миллиметровом диапазоне. Объектом исследования является ЗС, на базе которой разработана усилительная ЛБВ диапазона X-Ku с выходной мощностью не менее 500 Вт [5].

2. Конструкция ЗС, основные соотношения

Конструктивно исследуемая СЗС представляет собой винтовую спираль, выполненную из металлической проволоки прямоугольного поперечного сечения, прочно закреплённой при помощи трёх диэлектрических стержней в металлической оболочке. Материал проволоки - молибден с удельной проводимостью (10^7 S/m) при температурах порядка 500-600К, керамические стержни выполнены из окиси бериллия ($\epsilon = 6.4$, $\text{tg}\delta = 0.0005$). Металлическая оболочка выполнена из меди с удельной проводимостью ($3.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$).

Коэффициент замедления в нулевой зоне Бриллюэна, определяемый известным выражением [6], может быть представлен в удобном для расчёта виде:

$$n = \frac{c\varphi}{2\pi df} \quad (1)$$

Сопротивление связи, которое, как известно [7], является мерой эффективности взаимодействия электронного потока с продольной составляющей электрического поля m -той пространственной гармоники, определяется соотношением:

$$R_m = \frac{\frac{1}{S_s} \int_S |e_m|^2 dS}{2\beta_m^2 P} \quad (2)$$

3. Результаты расчёта

Моделирование и расчёт электродинамических характеристик ЗС проводилось в программе анализа трёхмерных СВЧ структур ANSYS HFSS [8]. Распределения продольной компоненты поля E для 1-ой, 2-ой, 4-ой, 5-ой, 6-ой и 8-ой полос пропускания ЗС представлены на рис.1(а). Используя (1) были рассчитаны дисперсионные характеристики первых 8-ми полос пропускания СЗС, на рис.1(б) они представлены в координатах зависимости коэффициента замедления фазовой скорости от частоты в нулевой зоне Бриллюэна.

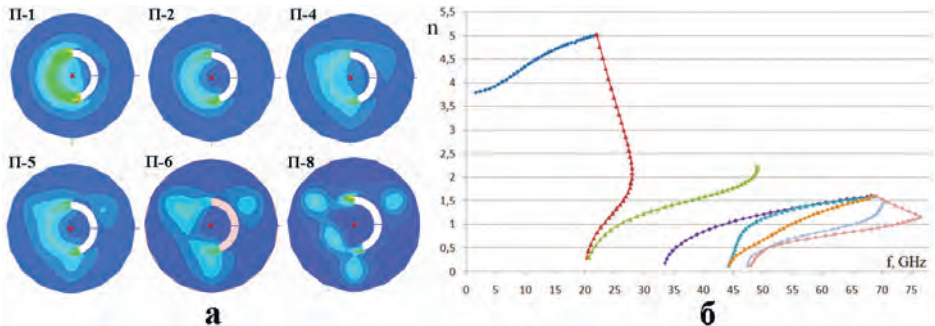


Рис. 1. Распределение продольной компоненты E (а) и дисперсионные характеристики 8-ми полос пропускания (б)

Все дисперсионные характеристики, за исключением 1-ой и частично 2-ой полос пропускания, лежат в пределах изменения значений замедления от 0 до 2. Были исследованы электродинамические характеристики пространственных гармоник с номерами $m > 0$, коэффициенты замедления которых соответствуют ускоряющим напряжениям не более 20 кВ.

Используя (2), была рассчитана зависимость сопротивления связи от частоты для основной полосы пропускания. Значения сопротивления связи составляют единицы и десятки Ом, что позволяет предполагать достаточную эффективность взаимодействия данного типа колебаний с электронным потоком. Распределённое затухание с ростом частоты практически линейно нарастает от 0.004 дБ/мм до 0.03 дБ/мм в диапазоне от 1.5 ГГц до 21 ГГц.

Для второй полосы в диапазоне от 23 ГГц до 28 ГГц сопротивление связи достигает значений нескольких Ом, для остальных полос пропускания сопротивление связи достигает значений не более 0,02 Ом, что крайне мало для обеспечения эффективного взаимодействия с электронным потоком. Распределённое затухание для второй полосы с ростом частоты практически линейно нарастает от 0.035 дБ/мм до 0.12 дБ/мм.

4. Заключение

В классической спиральной ЗС могут существовать множество типов колебаний, однако практическую значимость представляют первые два низших типа колебаний. Для этих типов колебаний сопротивление связи превышает значение несколько Ом, чем обеспечиваются необходимые условия эффективного взаимодействия с электронным потоком. Дисперсионные характеристики данных типов колебаний позволяют работать со значениями ускоряющих напряжений не превышающих 13 кВ. Для остальных типов колебаний сопротивление связи не превышает 0.02 Ом, что не позволяет использовать эти типы колебаний для эффективного усиления СВЧ сигналов. С увеличением частоты существенно возрастает роль диэлектрических стержней в распределении электрического поля в ЗС вплоть до появления типов колебаний, распространяющихся преимущественно в диэлектрических стержнях. Проведённый анализ электродинамических характеристик показал, что теоретически ЛБВ со спиральной ЗС можно использовать как усилитель или умножитель частоты, работающий с использованием нескольких полос пропускания.

Список литературы

1. Н. М. Рыскин. Моделирование лампы бегущей волны суб-THz диапазона с многолучевым ленточным электронным пучком / Н. М. Рыскин, А.Э. Плоских // Известия Саратовского университета. Серия «Физика». 2019. Т. 19, вып. 2, С.113.
2. A. Gee. Gain analysis of higher-order-mode amplification in a dielectric-implanted multi-beam traveling wave structure / A. Gee, Y.M. Shin // Physics of Plasmas, 2013, Vol. 20.
3. G. Shu. Terahertz backward wave radiation from the interaction of high-order mode and double sheet electron beams / G. Shu, G. Liu, L. Chen, H. Bambarandage, Z. Qian // Journal of Physics D: Applied Physics, 2018, vol. 51, p.1.
4. G. Shu. Simulation study of a high-order mode terahertz radiation source based on an orthogonal grating waveguide and multiple sheet electron beams / G. Shu, G. Liu, Z. Qian // OPTICS EXPRESS, 2018, Vol. 26, No.7.
5. V. Senchurov. Results of calculation and experimental researches of high power continuous broadband TWT in X/Ku frequency range / V. Senchurov, A. Danilov, D. Zolotykh // 18-th International Vacuum Electronic Conference IVEC-2017, London.
6. Р.А. Силян. Периодические волноводы. / Р.А. Силян - М., «Фазис», 2002, 440с.
7. Тараненко З.И. Замедляющие системы / Тараненко З.И., Трохименко Я.К. - Киев: «Октябрь», 1965г.
8. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>

Устройство ввода-вывода энергии ЛБВ W-диапазона

Золотых Д.Н., Аржанухина Д.С., Навроцкий И.А., Горшкова Е.В.

АО «НПП «Алмаз»

Россия, 410033, г. Саратов, ул. им. Панфилова И.В., д.1
dzolotykh@mail.ru, arzhanukhinadarja@rambler.ru

Аннотация: В работе с помощью программы электродинамического моделирования построена конструкция и произведен расчет характеристик герметизирующей части устройства ввода-вывода энергии для ЛБВ W-диапазона. Преимуществом данной конструкции является простота в изготовлении и приемлемое значение КСВН.

1. Введение

При вводе и выводе энергии в СВЧ-приборах используются диэлектрические окна, отделяющие вакуум от воздушной среды. Различные варианты конструктивных решений довольно детально представлены в [1,2]. Традиционно в качестве таких окон используются волноводные окна баночного типа [3]. Однако, в области субтерагерцового и терагерцового частотных диапазонов возможны сложности в изготовлении вследствие слишком малых размеров деталей и довольно жестких значений допусков.

В качестве вакуумно-плотного устройства ввода-вывода энергии рассмотрен стандартный прямоугольный волновод WR-10, внутри которого имеется герметизирующая перегородка, представляющая собой диэлектрическую пластину, расположенную под углом к оси волновода. Преимуществом такой конструкции является простота в изготовлении и приемлемое значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН).

2. Результаты моделирования

Расчет КСВН проводился в программе электродинамического моделирования Ansys HFSS [4,5] для медного (удельная проводимость $3.8 \cdot 10^7$ S/m) волновода и пластины из слюды (диэлектрическая проницаемость 6, тангенс угла диэлектрических потерь 0.0006) для диапазона частот 90 -105 ГГц. Толщина пластины изменялась в пределах 0.035 мм – 0.1 мм, угол наклона пластины - от 30 до 90 градусов. Наилучшие результаты получены для пластины толщиной 0.035 мм и угле наклона 30 градусов. На рис. 1 приведены частотные зависимости КСВН при наклоне пластины 30 градусов и разных значениях толщины пластины, полученные при моделировании в HFSS. Как можно видеть, значение КСВН не превышает 1.5 в диапазоне 90-105 ГГц.

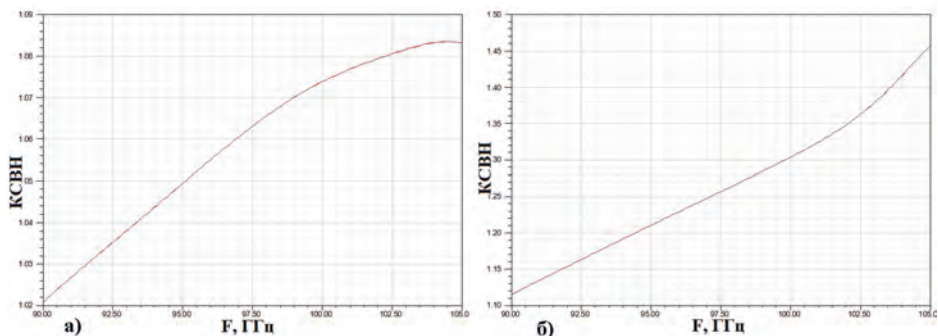


Рис. 1. Частотные зависимости КСВН при наклоне пластины 30 градусов и толщине пластины: а) 0.035 мм; б) 0.1 мм

Также были проведены экспериментальные работы по отработке технологий создания вакуумно-плотного соединения (пайки) слюдяной пластины и металлического волновода. В качестве герметизирующих перегородок были использованы слюдяные круглые пластины диаметром 3.5 мм и толщиной 50 мкм. Данные пластины спаивались с цилиндрическими металлическими заготовками, вдоль оси которых имелось прямоугольное отверстие (волновод). В месте пайки слюдяной пластины в цилиндре было сделано соответствующее отверстие для её закрепления. (см. рис.2).

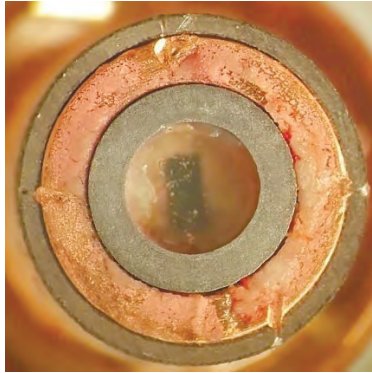


Рис. 2. Экспериментальный образец для отработки технологии пайки слюды — металл

В качестве припоев были опробованы стеклоприпой ПГБ-30, глазури СК-27 и СК-6 и ПСР совместно с титановыми колечками, располагаемыми под и над слюдяной пластиной в месте пайки. ПГБ-30 и глазури использовались для пайки слюды с медными цилиндрами и цилиндрами, изготовленными из МД-15. Результаты неудовлетворительные, течь появлялась после повторного нагрева изготовленного узла до температур, соответствующих температурам режима откачки ЛБВ.

Наилучшие результаты были достигнуты для цилиндрических заготовок из псевдосплава МД-15, покрытых тонким слоем титана, и припоя ПСР совместно с титановыми колечками, расположенными в местах контакта слюды и цилиндрической заготовки. Вакуумная плотность узла не нарушалась при выдержке готового узла в печи с температурой $+450^{\circ}\text{C}$.

3. Заключение

Предложена конструкция герметизирующего устройства ввода-вывода энергии для ЛБВ W-диапазона, представляющего собой слюдяную диэлектрическую пластину, расположенную в прямоугольном волноводе под углом к оси волновода. Проведено моделирование предложенной структуры в программе HFSS и получены частотные зависимости КСВН, обеспечивающие его приемлемое значение с учётом относительной простоты изготовления. Отработана технология создания вакуумно-плотного соединения слюдяной пластины с металлическим телом волновода WR-10. В дальнейшем предполагается провести натурные измерения КСВН для рассчитанных моделей и экспериментально определить минимально возможную толщину слюдяных пластин, используемых в узле ввода-вывода энергии с целью дальнейшего уменьшения значений КСВН при сохранении вакуумной плотности соединения.

Список литературы

1. Сазонов В.П., З.Н. Терехина, В.М. Лямзин. Конструкции окон выходных устройств СВЧ приборов. М., ЦНИИ "Электроника", 1972, 150с.
2. Тесленко Л.Ф. Окна выводов энергии электронных СВЧ приборов / Тесленко Л.Ф., Иванова А.В., Светликина И.А. // Обзоры по электронной технике, Серия 1, "Электроника СВЧ", 1980, №10(729).
3. Symons R.S., Schoennauer A. E. Sealed wave guide window: Pat. USA No.2958834; заявл. June 13 1956; опубл. Nov.1 1960. Cl.333-98.
4. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>.
5. Банков С.Е. Расчёт антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft v.10. / С.Е. Банков, А.А. Курушин. М., «Оркада», 2009, 256 с.

Электродинамические характеристики выводов энергии ЛБВ W-диапазона

Галдецкий А.В., Савин А.Н., Богомолова Е.А., Е.А. Бакунин Е.А., Коломийцева Н.М.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@mail.ru

Аннотация: Приведены результаты теоретического исследования электродинамических характеристик вакуумно плотных выводов энергии СВЧ-энергии для ЛБВ мм-диапазона баночного типа и в виде брестеровского окна с керамическими перегородками из Al_2O_3 , BeO , BN и поликристаллического алмаза. Проведено сравнение, рабочей полосы частот и потерь рассматриваемых конструкций вакуумно плотных выводов СВЧ энергии при использовании различных диэлектриков.

1. Введение

Вакуумно плотный вывод энергии является важным компонентом СВЧ электровакуумных приборов (ЭВП), отделяющим внутреннюю часть с высоким вакуумом от нагрузки. В процессе разработки СВЧ ЭВП при выборе конструкции вакуумно-плотного окна приходится решать задачу обеспечения баланса между шириной полосы пропускания, величиной коэффициента отражения, предельной пропускаемой мощностью и при этом учитывать технологические ограничения, определяемые частотным диапазоном [1]. Работа посвящена исследованию электродинамических характеристик (ЭДХ) двух конструкций вакуумно плотных выводов энергии, предназначенных для функционирования в ЛБВ W-диапазона: баночного окна в котором формирование электрического поля на поверхности керамического диска осуществляется типами волн TE_{11} , TM_{11} круглого волновода [2] и брестеровского окна [3], представляющего собой отрезок прямоугольного волновода стандартного сечения с наклонной керамической перегородкой. В исследуемых выводах в качестве вакуумно плотной диэлектрической перегородки рассматривалось использование керамик на основе оксида алюминия (BK94-1), бериллия (BВ100), а также поликристаллических нитрида бора (BN) и алмаза (C).

2. Объекты и результаты исследования

На рис. 1 приведена исследуемая конструкция вывода энергии ЛБВ мм-диапазона в виде баночного окна с вакуумно плотной перегородкой из BN, в котором электрическое поле на поверхности керамического диска формируется модами TE_{11} и TM_{11} круглого волновода [2]. С целью повышения запаса прочности в отношении перепада давлений и получения надежного металлокерамического соединения толщина керамического диска (см. табл. 1) имеет вдвое большую величину по сравнению с исходной конструкцией [2]. Для расширения полосы пропускания на входе и выходе окна используются индуктивные диафрагмы, позволяющие также компенсировать влияние на АЧХ технологических отклонений размеров элементов конструкции и параметров керамического диска. Керамический диск (см. рис. 1а, б) находится в минимуме электрического поля всего окна, что снижает диэлектрические потери и соответственно его нагрев. При этом электрические поля и поверхностные токи в области металлокерамического спая имеют незначительные величины (см. рис. 1в, г).

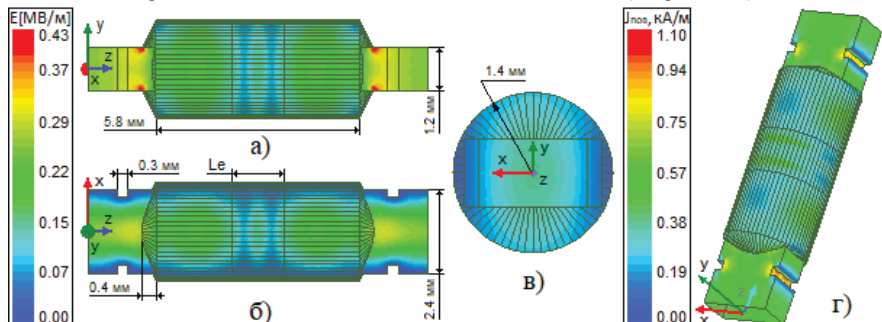


Рис. 1. Амплитуда напряжённости электрического поля в Е-плоскости (а), в Н-плоскости (б) баночного окна, на поверхности керамического диска (в) и поверхностных токов (г) на рабочей частоте $f_0 = 93.8$ ГГц при входной мощности 100 Вт

Рассчитанный (в программе ANSYS HFSS) КСВН входа баночного окна с диэлектрическими дисками из рассматриваемых видов керамики в рабочей частотной области приведён на рис. 2. Параметры керамических дисков, полосы частот по уровню $\text{КСВН} \leq 1.1$, диэлектрические потери в дисках и поверхностные на металлических стенках на центральной рабочей частоте $f_0 = 93.8$ ГГц при входной мощности $P_{\text{вх}} = 100$ Вт даны в табл. 1.

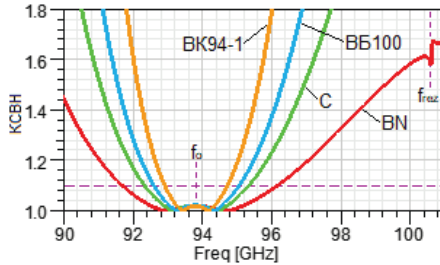


Рис. 2. КСВН исследуемой конструкции баночного окна

Таблица 1. ЭДХ исследуемой конструкции баночного окна

Тип диэлектрика	ϵ_r	$\tan \delta$	L_e , мм	$\Delta f/f_0$, %	$P_{\text{д пот}}$, Вт	$P_{\text{пов пот}}$, Вт
ВН	4.65	0.0003	1.5	4.71	0.226	2.89
С	5.7	0.00005	1.3	3.17	0.036	3.12
ВБ100	6.7	0.0005	1.17	2.6	0.347	3.34
ВК94-1	9.3	0.0015	0.962	1.9	0.989	3.81

Резонансная частота волны TM_{11} круглого волновода с керамическим диском для всех рассматриваемых материалов находится в области 100.6 ГГц (см. рис. 2), что не является критичным. Поверхностные токи в области металлокерамического спая незначительны (рис. 1г).

На рис. 3 приведена исследуемая конструкция вывода энергии ЛБВ мм-диапазона в виде брьюстеровского окна с вакуумно плотной перегородкой из ВН.

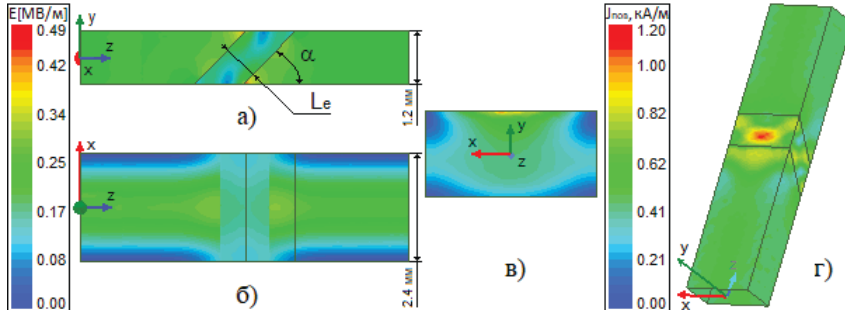


Рис. 3. Амплитуда напряженности электрического поля в Е-плоскости (а), в Н-плоскости (б) брьюстеровского окна, на поверхности керамической перегородки (в) и поверхностных токов (г) на частоте $f_0 = 93.8$ ГГц при входной мощности 100 Вт

Рассчитанный КСВН входа брьюстеровского окна с диэлектрическими перегородками из рассматриваемых видов керамики в рабочей частотной области приведён на рис. 4. Размеры керамических перегородок, полосы частот по уровню $\text{КСВН} \leq 1.1$, диэлектрические потери в керамике и поверхностные на металлических стенках на центральной рабочей частоте $f_0 = 93.8$ ГГц при входной мощности $P_{\text{вх}} = 100$ Вт даны в табл. 2.

Таблица 2. ЭДХ исследуемой конструкции брьюстеровского окна

Тип диэлектрика	L_e , мм	α , град	$\Delta f/f_0$, %	$P_{\text{д пот}}$, Вт	$P_{\text{пов пот}}$, Вт
ВН	0.79	46.1	7.88	0.212	1.62
С	0.6806	50.995	7.83	0.031	1.57
ВБ100	0.6222	56.226	3.21	0.303	1.55
ВК94-1	0.4979	42.235	6.68	0.76	1.57

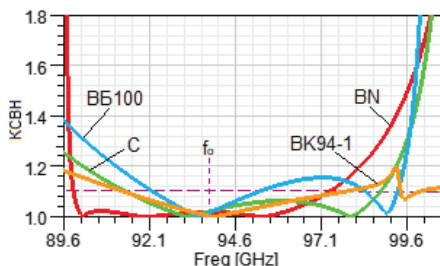


Рис. 4. КСВН исследуемой конструкции брьюстерского окна

Как видно из рис. 3г, в брьюстерском окне присутствуют значительные поверхностные токи в области металлокерамического спая, что ограничивает использование данной конструкции вывода СВЧ энергии при больших мощностях.

3. Заключение

При исследовании ЭДХ двух перспективных конструкций выводов СВЧ энергии для ЛБВ мм-диапазона показано, что при использовании керамики из нитрида бора обеспечиваются широкая рабочая полоса частот и малые потери, что повышает надежность работы узла ЭВП, при этом данный материал является доступным и безопасным.

Список литературы

1. Белугин В.М., Мартыненко М.А., Прокофьев Б.В., Ярмоленко М.И. Волноводные окна баночного типа для широкополосных ЭВП СВЧ 106 – 110. В сб. :5-й Всероссийской конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Том 1. СПб: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. С. 106 – 110.
2. Prokofiev B.V., Martynenko M.A. A Simple Pillbox-Type Mixed-Mode Window for High Power Microwave Devices // in 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), 2017. pp. 1 – 2.
3. Yang X., Wagner D., Piosczyk B. et al. Analysis Of Transmission Characteristics For Single And Double Disk Windows / International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 24, No. 5, May 2003. pp. 619 – 628.

Анализ теплового режима выводов энергии ЛБВ W-диапазона

А.В. Галдецкий, А.Н. Савин, Е.А. Богомолова, Г.В. Бакунин, Н.М. Коломийцева

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: Приведены результаты исследования теплового режима керамики из Al_2O_3 , BeO, BN и поликристаллического алмаза в составе вакуумно-плотного вывода СВЧ-энергии для ЛБВ мм-диапазона. Проведено сравнение теплорассеивающей способности различных конструкций вакуумно-плотных выводов энергии при использовании различных диэлектриков. По результатам анализа определен материал диэлектрика, сочетающий необходимые электродинамические и теплорассеивающие свойства, доступность и технологичность.

1. Введение

Актуальной задачей в настоящее время является разработка мощных (более 100 Вт) электровакуумных приборов (ЭВП) мм-диапазона длин волн [1–4]. Одним из важнейших функциональных узлов ЭВП является вакуумно-плотное окно вывода энергии, обеспечивающие пропускание больших уровней импульсных и непрерывных СВЧ-мощностей в широкой полосе частот.

При разработке выводов энергии в указанном диапазоне разработчики сталкиваются с проблемами обеспечения технологичности конструкции, электрической и тепломеханической прочностей. В некоторых случаях это можно решить путем выбора конструкции, а также использования керамики с высоким коэффициентом теплопроводности в качестве материала диэлектрического диска, в частности поликристаллического алмаза [5–7].

Работа посвящена теоретическому исследованию теплового режима выводов энергии различных конструкций для ЛБВ мм-диапазона с выходной мощностью 100 Вт [4, 8] с вакуумно-плотной диэлектрической перегородкой из керамик ВК94-1, ВБ100, CVD нитрида бора, CVD алмаза. Для оценки теплового режима диэлектрического диска использовались граничные условия 1 рода на металлических поверхностях баночного окна и уровни входной СВЧ-мощности 100 Вт и 2.5 кВт.

2. Расчет теплового режима баночного окна вывода энергии (TE11+TM11)

На рисунке 1 представлена исследуемая конструкция вакуумно-плотного вывода энергии ЛБВ мм-диапазона в виде баночного окна, в котором электрическое поле на поверхности керамического диска формируется модами TE11 и TM11 круглого волновода [9].

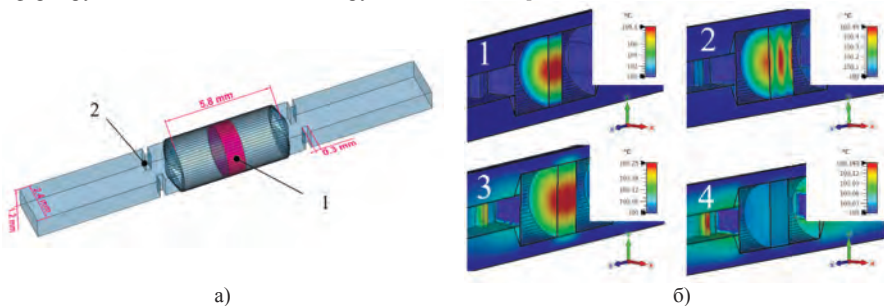


Рис. 1. а) конструкция баночного окна вывода энергии с выходом на волновод стандартного сечения 1.2×2.4 мм; 1 – диэлектрический диск, 2 – индуктивная диафрагма; б) распределение температуры на частоте 94 ГГц при входной мощности 100 Вт в диэлектрическом диске в полосе прозрачности баночного окна: 1 – керамика ВК94-1 толщиной 1 мм; 2 – керамика CVD нитрид бора толщиной 1.5 мм; 3 – керамика ВБ100 толщиной 1.17 мм; 4 – керамика CVD алмаз толщиной 1.3 мм

Анализ теплового режима (рис.1б), учитывающий свойства каждого материала [10] для данного окна показал, что при использовании ВК94-1, ВБ100, CVD BN и CVD С наблюдается минимальный нагрев диэлектрической диафрагмы. Однако при уровне входной СВЧ-мощности 2.5 кВт керамика ВК94-1 имеет существенные недостатки, связанные с высоким значением ϵ'' и низким коэффициентом теплопроводности, что приводит к перегреву на 477⁰С в центральной части диска, а значительное ϵ' приводит также к сужению полосы пропускания баночного окна и к усложнению его технологии

сборки из-за малой толщины диска. Следовательно, использование данного материала в окнах ЛБВ мм-диапазона ограничивает величину выходной мощности СВЧ. CVD алмаз и керамика ВБ100 в качестве материала вакуумно-плотного диска обладают хорошими электродинамическими, тепловыми и прочностными характеристиками, а также технологичны. Соответственно нагрев диска при их использовании, оказывается минимальным – не более 9°C . Однако при всех достоинствах первый материал имеет очень высокую стоимость, а второй – токсичен при обработке, что ограничивает их использование при серийном производстве ЛБВ мм-диапазона. CVD нитрид бора обладает оптимальным набором параметров при использовании в качестве материала диэлектрического диска. Как показывает анализ, в данном случае обеспечивается хороший тепловой режим (перепад 21°C) и соответственно надёжная работа баночного окна в сочетании с высокими ЭДХ (за счёт незначительного ϵ').

3. Расчет теплового режима брьюстерского окна

На рисунке 2 представлена исследуемая конструкция вакуумно-плотного вывода энергии в виде брьюстерского окна, предназначенная для использования в ЛБВ мм-диапазона.

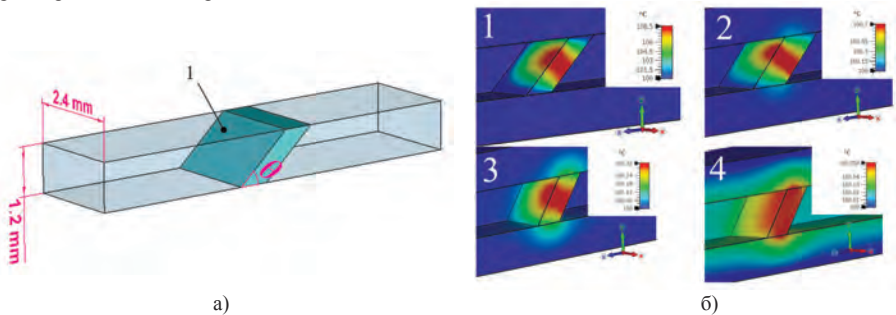


Рис. 2. а) конструкция брьюстерского окна в волноводе стандартного сечения W-диапазона (1.2×2.4 мм): 1 – диэлектрическая диафрагма, θ – угол Брюстера, зависящий от материала и толщины диэлектрической диафрагмы; б) распределение температуры на частоте 94 ГГц при входной мощности 100 Вт в диэлектрическом диске в полосе прозрачности баночного окна: 1 – керамика ВК94-1 толщиной 500 мкм; 2 – керамика CVD нитрид бора толщиной 818 мкм; 3 – керамика ВБ100 толщиной 500 мкм; 4 – керамика CVD алмаз толщиной 680 мкм

Анализ теплового режима (рис. 2б) данного окна проводился при тех же граничных условиях и уровнях выходной СВЧ-мощности, что и для баночного окна вывода энергии (TE₁₁+TM₁₁). Таким образом, при использовании CVD алмаза и ВБ100 в качестве материала вакуумно-плотной перегородки вывода энергии в ЛБВ с выходной мощностью 2.5 кВт наблюдается минимальный нагрев диэлектрической диафрагмы. При этом толщина диафрагмы из CVD алмаза не более 680 мкм, что позволяет рассматривать возможность изготовления данной конструкции с этим материалом. Диэлектрическая диафрагма из керамики CVD нитрид бора толщиной 818 мкм также обеспечивает надежную работу узла, однако необходимо учитывать анизотропию данного материала при изготовлении диафрагмы.

3. Заключение

При исследовании теплового режима двух перспективных конструкций выводов энергии для ЛБВ мм-диапазона показано, что при использовании керамики из нитрида бора обеспечивается надежная работа узла ЭВП, при этом данный материал является доступным и безопасным. Очевидно, что для ЛБВ мм-диапазона с выходной мощностью более 1 кВт керамика ВК94-1 (22ХС) не подходит.

Список литературы

1. Frederic Andre et al. Technology, Assembly, and Test of a W-band TWT for New 5 G High-Capacity Networks // IEEE Transactions on electron devices, vol.67, NO.7, July 2020, pp.2919-2924
2. Glyavin M.Y., Idehara T., Sabchevski S.P. Development of THz gyrotrons at IAP RAS and FIR UF and their applications in physical research and highpower THz technologies // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2015. Vol. 5. No. 5. P. 788-797.
3. Dayton J.A., Kory C.L., Mearini G.T. Microfabricated mm-wave TWT platform for wireless backhaul // Abstracts of the Sixteenth IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC2015). April 27-29, 2015, Beijing, China.
4. А.В. Галдейский, Л.А. Сапрынская, И.М. Соколова, И.П. Натуга, А.И. Корчагин Мощная ЛБВ миллиметрового диапазона с прецизионной технологией изготовления согласующих элементов конструкции // Радиотехника. – М.: ЗАО «Издательство Радиотехника», 2019. – Том 83. № 7(10). – С 73-82. – ISSN 0033-8486.

5. Duo Xu, Wei Shao et al. A semi-analytic numerical algorithm of diamond pillbox windows for terahertz vacuum electron device applications//IEEE Electron Device Letters PP(99):1-1 DOI:10.1109/LED.2020.3045531
6. Прокофьев Б.В. и др. Волноводные окна баночного типа для широкополосных ЭВП СВЧ//Материалы конференции Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», стр. 106-110
7. www.gysom.ru
8. Г.В. Бакунин, А.А. Батраков, А.В. Галдецкий, И.П. Натура, Е.А. Ракова, Л.А. Сапрынская, И.М. Соколова, И.П. Чепурных Многолучевая «прозрачная» ЛБВ миллиметрового диапазона// Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1 «СВЧ-техника», Выпуск 1(524) – 2015, стр. 54-67.
9. Галдецкий А.В., Савин А.Н., Ключников Н.А. Вывод энергии баночного типа сверхмощного клистрона S диапазона // Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1 «СВЧ-техника», Выпуск 4(547) – 2020, стр. 64-76.
10. Прокофьев Б.В. Выбор диэлектрических материалов для применения в выводах энергии мощных ЭВП СВЧ //Сборник статей VII Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ» 29 мая – 1 июня 2018г., г. Санкт-Петербург, стр. 176-181

Моделирование мощных клистронов с неоднородным фокусирующим магнитным полем

Аксенчик А.В., Киринович И.Ф.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
aksenchik@bsuir.by

Аннотация: Предложена двумерная нелинейная математическая модель (2,5D) учитывающая азимутальную составляющую в уравнениях движения. В модели индукция фокусирующего магнитного поля задается в виде таблиц. Это позволяет задавать неоднородность фокусирующего магнитного поля в любом месте пространства взаимодействия клистрона. Проведен расчет мощного релятивистского клистрона с ускоряющим напряжением 1000 кВ, током луча 250 А. Использование неоднородного фокусирующего магнитного поля позволяет уменьшить оседание электронов в области зазоров, что ведет к увеличению долговечности клистронов.

1. Введение

В опубликованных ранее работах [1] в двумерной модели индукция фокусирующего магнитного поля задавалась одинаковой на всей области пролета электронов. При оптимизации параметров в оптимальных вариантах приборов часто наблюдалось значительное оседание электронов в области выходных зазоров. Это привело к необходимости разработки программы, позволяющей изменять магнитное поле в интересующей нас области.

2. Основная часть

Разработанная ранее двумерная математическая модель [1] дополнена учетом азимутальной составляющей $\dot{\phi}$ в уравнениях движения. Азимутальную составляющую определяем, используя закон сохранения для азимутально-симметричных полей (в адиабатическом приближении) [2].

$$m_1 r_0^2 \dot{\phi}_0 - \frac{e r_0^2}{2} B_0(z_0) = m r^2 \dot{\phi} - \frac{e r^2}{2} B_0(z)$$

Перепишем это уравнение в следующем виде:

$$\frac{m_0}{f_0} r_0^2 (\dot{\phi}_0 - \Omega_0/2) = \frac{m_0}{f_1} r^2 (\dot{\phi} - \Omega/2)$$

Из этого уравнения определяем:

$$\dot{\phi} = M^0 / r^2 + \Omega/2,$$

$$\text{где } \Omega_0 = \frac{e}{m} B_0(z_0); \Omega = \frac{e}{m} B_0(z); m = m_0 / f_1; f_0 = \sqrt{1 - \left(\frac{v_0}{c}\right)^2}; f_1 = \sqrt{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2};$$

$B_0(z)$ - распределение индукции магнитного поля на оси;

$M^0 = M \mathcal{U}_f / f_0$; $M = r_0^2 (\dot{\phi}_0 - \Omega_0/2)$; $r_0, \dot{\phi}_0, v_0, \Omega_0$ - значения соответствующих параметров во входном сечении.

По разработанной модели составлена программа и проведены расчеты мощного релятивистского десяти резонаторного клистрона с ускоряющим напряжением 1000 кВ, током электронного луча 250 А. Количество слоев электронного потока 3, число электронов в слое 32. Клистрон имеет 7 резонаторов в группирователе и распределенный отбиратель на 3-х автономных резонаторах. Для ускорения расчетов в математической модели предусмотрен расчет группирователя по численно-аналитической методике, описанной в [1]. По этой методике в данном варианте клистрона рассчитывались первые шесть каскадов группирователя. Остальные каскады клистрона рассчитывались по двумерной нелинейной модели. Проводилась оптимизация напряжений и фаз на зазорах резонаторов на максимум КПД, причем расчет проводился с согласованием полей в зазорах резонаторов.

Вначале был рассчитан вариант при постоянном фокусирующем магнитном поле с индукцией $B=0,5$ тл по всей длине клистрона. Осевших электронов - 4. Электронный КПД равен 0,801. При меньшем магнитном поле $B=0,4$ тл осевших электронов - 8. При магнитном поле $B=0,2$ тл осевших электронов - 50. Поэтому был выбран вариант с индукцией магнитного поля вначале области взаимодействия $B=0,5$ тл.

На рис. 1 приведены зависимости поперечных координат Y центров движения крупных частиц от продольной координаты X для трех слоев.

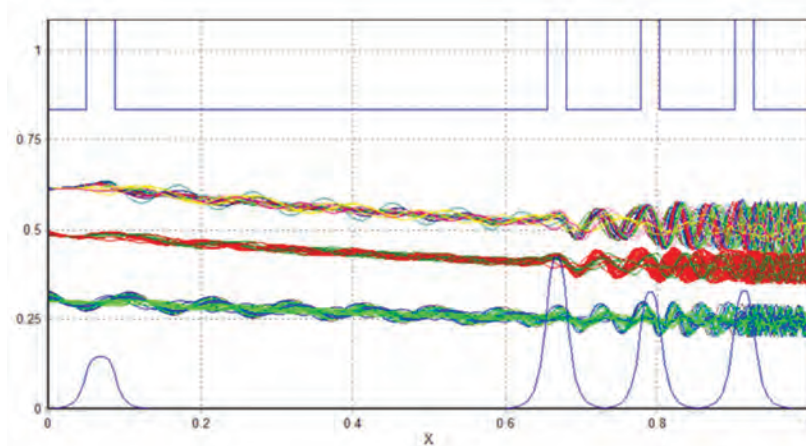


Рис. 1. Зависимости поперечных координат Y центров движения крупных частиц от продольной координаты X для трех слоев

Индукция фокусирующего магнитного поля на расстоянии (Рис.1) $X=0$ (начало области взаимодействия) до $X=1$ (конец области взаимодействия – электроны вышли из последнего зазора) изменялась линейно от $B=0,5$ тл до $B=0,8$ тл. В результате оптимизации получен электронный КПД 0,785, выходная мощность 196 МВт. Осевших электронов – нет.

3. Заключение

Предложена двумерная нелинейная модель (2,5D) расчета процессов взаимодействия в клистронах, с учетом неоднородного фокусирующего магнитного поля. Использование модели позволяет устранить оседание электронов в выходных зазорах, что приводит к увеличению долговечности мощных клистронов.

Список литературы

1. Аксенчик А.В., Кураев А. А. Мощные приборы СВЧ с дискретным взаимодействием (теория и оптимизация). Минск : Бестпринт, 2003. 375 с.
2. Webber S.E. Ballistic analysis of a two-cavity finite beam klystron // IRE Trans. 1958. V. ED-5. April. P. 98–108.

Моделирование и оптимизация мощного низковольтного многолучевого усилительного клистрона S-диапазона с использованием БАК-метода группировки электронного потока

¹ Голованов Н.А., ¹ Галдецкий А.В.

¹ Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А. И. Шокина
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
e-mail: golovanov111@mail.ru

Аннотация: На основе теоретического анализа, с использованием БАК-метода группировки электронного потока и трёхмерного моделирования электромагнитных полей резонаторов, проведено исследование возможности создания мощного низковольтного многолучевого клистрона S-диапазона.

1. Введение

Современные клистроны – источники высокой СВЧ мощности. Они широко применяются в ускорителях научного и медицинского назначения, радарх и других устройствах [1].

В линейных ускорителях используются системы из сотен сфазированных мощных клистронов, так, что суммарная мощность достигает единиц гигаватт [2]. Это возможно благодаря тому, что усилительный клистрон легко управляется внешним сигналом по уровню мощности, частоте, при этом обеспечивается необходимое согласование режимов и во всех резонаторах клистронов реализуются нужные амплитуды и фазы СВЧ напряжений для оптимального ускорения заряженных частиц. В медицинской и гражданской сферах не требуются высокие значения выходных мощностей, основные требования накладываются на низкое питающее напряжение, подводимую мощность и малые габариты прибора.

Недостатками классических однолучевых конструкций с цилиндрическими пучками является высокие питающие напряжения, габариты, вес, а многолучевые клистроны по этим параметрам превосходят однолучевые аналоги.

В последнее время появились новые идеи по совершенствованию принципов группировки клистронов. Так, в работах [3, 4] предложен механизм группировки электронного потока и методика выбора расстроек резонаторов – БАК-метод, позволяющий в одномерном приближении обеспечить достижение высокого КПД в клистроне.

Целью настоящей работы служит проектирование мощного компактного клистрона, использующего принципы БАК-метода группировки.

2. Резонаторный блок клистрона и расчёт пространства взаимодействия

На рис. 1 а) представлено сечение резонатора клистрона S-диапазона. Представленный резонатор содержит разновысотную ёмкостную часть с 18 пролётными каналами, расположенными в два ряда по азимуту, а также внешнюю индуктивную полость.

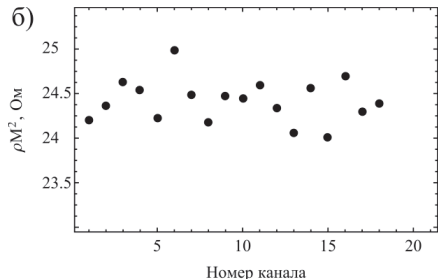


Рис. 1. (а) сечение многолучевого резонатора; (б) эффективное характеристическое сопротивление ρM^2 (Ом) на оси всех пролётных каналов резонатора

Проведено электродинамическое моделирование резонатора, подобрана рабочая частота. Для уменьшения перепада эффективного характеристического сопротивления ρM^2 (рис. 1 б)), оптимизировалась высота зазора в месте расположения пролётных каналов, а также диаметр индуктивной перемычки в центре резонатора.

С помощью метода крупных частиц и на основе БАК-метода группировки, в одномерном приближении проведён расчёт электронно-волнового взаимодействия восьми резонаторного мощного многолучевого клистрона S-диапазона. Параметры прибора представлены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры исследуемого многолучевого клистрона

f_0 , ГГц	Число каналов	P_{in} , Вт	U , кВ	I , А	G , дБ	КПД, %	P_{out} , МВт
2.856	18	3	30	3.1	55	70	1.2

На рис. 2 представлены зависимости распределения первой гармоники тока и выходные характеристики клистрона. Пунктиром обозначены центры зазоров резонаторов.

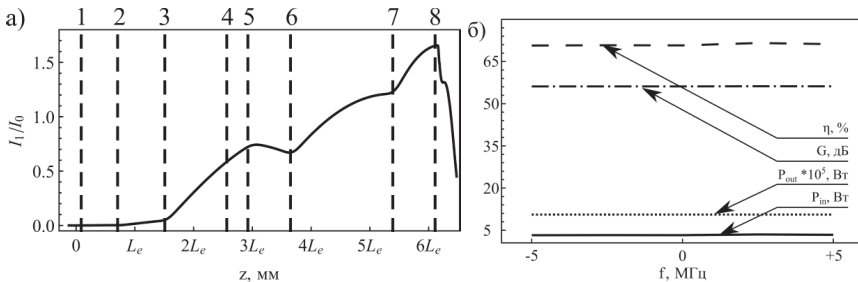


Рис. 2. Зависимости: (а) распределение первой гармоники тока вдоль пространства взаимодействия; (б) выходная мощность $P_{out} \cdot 10^5$ (Вт), КПД η (%), усиление G (дБ) и входная мощность P_{in} (Вт) в рабочей полосе частот. По оси абсцисс откладывается координата резонаторного блока в направлении к выходному резонатору в электронных длинах волн L_e

Согласно БАК-методу, для создания высокоэффективного клистрона необходимо наличие резонаторов на высших гармониках, а также разгруппирующих резонаторов, настроенных на более низкие частоты относительно рабочей. Для исследуемого клистрона четвертый резонатор настроен на вторую гармонику, а разгруппирующим является пятый резонатор. До пятого резонатора осуществляется традиционный механизм группировки. Далее происходит разгруппировка электронного потока, амплитуда первой гармоники конвекционного тока падает. Затем, под воздействием электрических полей последующих резонаторов формируется конечный сгусток, содержащий большую часть электронов.

3. Заключение

В результате проведенных расчётов пространства взаимодействия клистрона на резонаторах первой и второй гармоники, удалось обеспечить СВЧ мощность, отбираемую от пучка, на уровне 1.2 МВт во всей рабочей полосе. При этом КПД составляет 70%, а коэффициент усиления 55 дБ при напряжении питания 30 кВ.

Список литературы

1. Zhao-chuan Zhang, et al., "Development of an S-band, 200 MHz Instantaneous Bandwidth, 22 kW Average Power Klystron," Proceedings of 2010 IEEE IVEC, pp.437-438, May, 2010.
2. P. B. Wilson, "RF power sources for 5-15 TeV linear colliders", in Int. Workshop on Pulsed RF Sources for Linear Colliders, Shonan Village, Japan, April 1996.
3. I.A.Guzilov. L and S-band high-efficiency multi beam klystron development. BAC – method of increasing efficiency. CLIC workshop, Geneva, CERN, 3-7 February, 2014.
4. Р.В. Егоров, И.А. Гузиллов, О.Ю. Маслеников. Импульсный 6 МВт БАК многолучевой клистрон. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. № 7.

О возбуждении резонаторов многолучевых клистронов электронными пучками

Галдецкий А. В.

«НПП «Исток» им. Шокина»

г. Фрязино, ул. Вокзальная 2а, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: Рассмотрено применение формализма Z-матрицы многополюсника для описания свойств резонаторов многолучевых клистронов и их особенностей при низкой нагруженной добротности резонатора. Указано, что структура поля при возбуждении через волновод отличается от структуры поля при возбуждении электронными потоками. Показано, что при коллективном возбуждении многолучевым электронным потоком вч напряжения в каналах пропорциональны квадратному корню из парциальных волновых импедансов и различаются гораздо меньше, чем сами импедансы. Указано, что при разложении поля вынужденного колебания по собственным модам для правильного описания поля необходимо рассматривать моды объема, включающего резонатор и часть выходного тракта.

1. Введение

Теория возбуждения объемных резонаторов на базе разложения по собственным модам была создана много лет назад [1, 2] и служит основой методов проектирования клистронов и магнетронов. Она построена на некоторых упрощающих предположениях. Как правило, влияние вывода энергии из резонатора моделируется простым понижением добротности собственного колебания без изменения его структуры поля. Предполагается, что система собственных мод является полной, и вынужденное колебание можно представить в виде ряда по собственным модам. Эти предположения относительно справедливы для резонаторов с высокой добротностью и в ситуации, когда электронный пучок (где собственно и интересует поле) находится достаточно далеко от щели связи. Хотя очевидно, что в области щели связи тангенциальная компонента поля собственных мод равна нулю, и любая их суперпозиция не может правильно описать поле вынужденного колебания вблизи щели связи.

В последние годы в мощных многолучевых клистропах приходится реализовывать очень низкую нагруженную добротность резонатора [3]. При этом щель связи может заметно исказить поле внутри резонатора, в том числе и в области электронных пучков.

Возбуждение поля несколькими токами также имеет свои особенности. В частности при неидентичности полей в зазорах разных каналов требуется правильно оценить поля при коллективном возбуждении пучками и сопоставить их с полем при возбуждении от выходного тракта при холодных измерениях.

2. Z-матрица резонатора

Рассмотрим N-лучевой резонатор, с подключенным к нему выходным волноводом, как N+1-полюсник, на N входов которого поступают наведенные токи пучков. Такой N+1-полюсник удобно описать Z-матрицей $Z(\omega)$, которую можно рассчитать в большинстве программ электромагнитного моделирования. Сначала рассмотрим случай холодных измерений, когда токи пучков отсутствуют, а в волновод с импедансом Z_0 поступает мощность P от внешнего генератора, согласованного с трактом. Тогда нетрудно показать, что такое «холодное» вч напряжение U_k в зазоре k-го луча

$$U_k = \frac{Z_{k,N+1}}{Z_{k,N+1} + Z_0} \sqrt{8Z_0 P} \quad (1)$$

зависит только от элементов последнего столбца Z-матрицы. В рабочем режиме, когда имеются наведенные токи пучков I_l , напряжения на зазорах

$$U_k = \sum_{l=1}^N I_l \left[Z_{k,l} - \frac{Z_{k,N+1} Z_{N+1,l}}{Z_{N+1,N+1} + Z_0} \right] \quad (2)$$

определяются «перекрестными» членами Z-матрицы. Отсюда можно сделать вывод, что даже если на холодных измерениях добиться равенства вч напряжений в зазорах (1), это не гарантирует равенства напряжений (2) при работе прибора, что, как правило, игнорируется разработчиками [3].

Получим полезные соотношения для элементов Z-матрицы. Какова связь Z-матрицы с традиционными параметрами резонатора ρ , Q_{load} ? При возбуждении единственным пучком I_k получаем

$$\mathbf{U}_k = \rho_k \mathbf{Q}_{\text{load}} \mathbf{I}_k = \mathbf{I}_k \left[\mathbf{Z}_{k,k} - \frac{\mathbf{Z}_{k,N+1} \mathbf{Z}_{N+1,k}}{\mathbf{Z}_{N+1,N+1} + \mathbf{Z}_0} \right]_{\omega=\omega_{\text{pec}}} \quad \rho_k = \frac{1}{\mathbf{Q}_{\text{load}}} \left| \mathbf{Z}_{k,k} - \frac{\mathbf{Z}_{k,N+1} \mathbf{Z}_{N+1,k}}{\mathbf{Z}_{N+1,N+1} + \mathbf{Z}_0} \right|_{\omega=\omega_{\text{pec}}} \quad (3)$$

Если интересуют параметры изолированного резонатора (не связанного с трактом), то в этих формулах нужно положить $\mathbf{Z}_0 = 0$. Собственные колебания в формализме Z-матрицы формируются при $\mathbf{I}_k = 0$ $k = 1K N$ и замыкании порта $N+1$ $\mathbf{U}_{N+1} = 0$.

Отсюда получаем дисперсионное уравнение $\mathbf{Z}_{N+1,N+1}(\omega) = 0$, а для вч напряжений собственной моды имеем

$$|\mathbf{U}_k|^2 = 2\rho_k \omega \mathbf{W} = |\mathbf{Z}_{k,N+1}|^2 |\mathbf{I}_{N+1}|^2 \quad \rho_k \propto |\mathbf{Z}_{k,N+1}|^2 \quad (4)$$

В случае высокой нагруженной добротности резонатора структура поля мало отличается от структуры поля собственной моды, тогда можно показать, что:

$$\mathbf{U}_k = \mathbf{Q}_{\text{load}} \sqrt{\rho_k} \sum_{l=1}^N \mathbf{I}_l \sqrt{\rho_l} \quad (5)$$

т.е. при коллективном возбуждении электронными потоками вч напряжения в каналах пропорциональны $\sqrt{\rho_k}$ и различаются гораздо меньше, чем перепад в ρ_k . Эта особенность заметно понижает деградацию кпд многолучевого клистрона из-за перепада амплитуды вч поля по площади зазора взаимодействия.

3. Вынужденные колебания и уравнения возбуждения резонатора

Как указывалось выше выражение для вынужденного поля, полученное как ряд по собственным модам по традиционным формулам возбуждения резонатора [1, 2], дает значительную погрешность вблизи щели связи, где поля собственных мод уединенного резонатора обращаются в ноль. Поэтому если электронные потоки находятся в этой области, то для точного описания взаимодействия необходимо включать в расчет собственных мод и часть объема волновода со щелью связи и согласующими элементами. В этом случае область неточного вычисления поля переносится в выходной волновод, где погрешность расчета не критична. При этом возможно необходимо учитывать и «фон» - вклад соседних мод из-за низкой нагруженной добротности и относительно небольшой межмодовой разницы частот в сверхразмерном резонаторе. Только такой анализ позволит адекватно рассчитать вынужденное поле вблизи щели связи.

4. Заключение

Формализм Z-матрицы оказался плодотворным для описания свойств собственных и вынужденных колебаний в многолучевом резонаторе. С его помощью можно учесть не только различие амплитуд вч поля в разных каналах, как это позволяет формализм импедансов взаимодействия ρ_k , но и различие их фаз в низкодобротном резонаторе. Показана недостаточность выравнивания полей в разных каналах при настройке резонатора на холодных измерениях с возбуждением через волноводный вывод энергии. Мы указали на необходимость включения в расчетную область элементов связи резонатора с внешним трактом при моделировании собственных колебаний.

Список литературы

1. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. Москва : Советское радио, 1957. 582 с.
2. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. Москва : Советское радио, 1973. 400 с.
3. Егоров Р. В., Саввин В. Л., Прокофьев Б. В., Коннов А. В. Физические причины ограничения эффективности мощных многолучевых клистронов // Вестник Московского Университета. Серия 3. Физика. Астрономия. 2020. №5. С. 63—69.

Влияние несимметрии конструкции экранов атомно-лучевой трубки с лазерной накачкой на магнитный сдвиг частоты

Галдецкий А.В., Духина Н.Г., Мирющенко Н.И., Плешанов С.А.

АО "НПП "Исток" имени Шокина"

Московская область, г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Аннотация: С помощью численного моделирования структуры магнитного поля внутри экранов АЛТ-ЛН показано, что реализация определённой симметрии конструкции экранов позволяет существенно снизить влияние внешнего магнитного поля на сдвиг частоты.

1. Введение

Атомно-лучевая трубка (АЛТ) широко используется в качестве стандартов частоты в системах геопозиционирования. При этом внешнее магнитное поле может существенно влиять на частоту рабочего вида колебаний. Внешнее магнитное проникает через систему экранов из-за наличия ряда технологических отверстий в стенках экранов. При этом атомы подвержены воздействию суперпозиции проникшего внутрь ослабленного внешнего поля и значительного поля подмагничивания вдоль оси x , создаваемого рамкой с током, помещённой внутри экранов. Частота рабочего вида и магнитный сдвиг частоты (МСЧ) определяются модулем полного внутреннего поля (МПВП), поэтому влияние на частоту y , z -компонент проникшего внутрь внешнего поля, ортогональных полю подмагничивания, сильно ослаблено. Реализация симметричной конструкции экранов позволяет минимизировать наиболее опасную x -компоненту внешнего поля, коллинеарную с полем подмагничивания, и тем самым повысить стабильность частоты.

2. Магнитная система АЛТ

На рис.1 представлена магнитная система АЛТ с лазерной накачкой (АЛТ-ЛН): вложенные цилиндрические экраны с отверстиями, расположенными несимметрично. Наиболее существенным отклонением от симметричной конструкции является центральное отверстие (ЦО), выполненное по центру трубки во всех цилиндрах, причём только лишь с одной стороны $y > 0$. Крайние боковые щели выполнены во внешнем цилиндре в области $x > 0$. Исследуется поле внутри резонатора, сам резонатор выполнен из немагнитного материала и потому не входит в модель для расчёта.

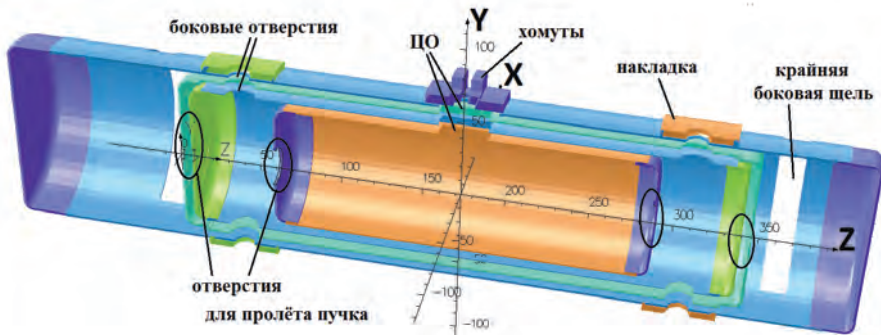


Рис. 1. Общий вид половины магнитной системы АЛТ-ЛН ($x \geq 0$).

3. Поле внутри трубки при разнонаправленном внешнем воздействии

Внешнее поле, направленное по оси y , вносит внутрь трубки поле, x , y , z -компоненты которого представлены на рисунке 2. В центре резонатора максимальна y -компонента, на краях – z -компонента, между тем x -компонента существенно меньше везде на оси внутри резонатора. Однако вклад в МПВП y и z -компоненты поля вносят меньший, что отображено в таблице 1, вторая строка.

Аналогичным образом проведён расчёт для x и z- компонент внешнего поля (соответственно 1 и 3 строки таблицы 1).

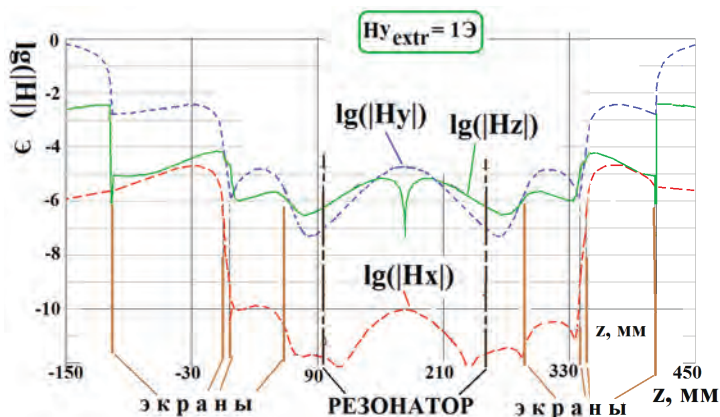


Рис. 2. Компоненты поля на оси системы в логарифмическом масштабе при внешнем поле $H_y = 1 \text{ Э}$.

Таблица 1. Влияние внешних полей величиной 1 Э разной направленности на поле внутри экранов для модели с ЦО

Внеш. поле	На краю резонатора {0; 0; 95.2}					В центре резонатора {0; 0; 173.2}				
	$ H $, Э	H_x , Э	H_y , Э	H_z , Э	Вклад в МПВП, Э	$ H $, Э	H_x , Э	H_y , Э	H_z , Э	Вклад в МПВП, Э
X	5.41e-8	1.29e-9	-8.09e-9	-5.35e-8	1.29e-9	1.82e-6	7.18e-8	-1.82e-6	1.29e-9	7.18e-8
Y	5.83e-7	1.7e-12	9.12e-8	5.76e-7	3.6e-12	1.907e-5	9.1e-11	1.907e-5	-1.01e-8	2.11e-9
Z	7.09e-7	8.2e-11	-1.80e-8	7.08e-7	8.5e-11	8.35e-7	1.43e-9	-1.28e-7	8.25e-7	1.43e-9

Проведены расчёты также варианта конфигурации трубки с ЦО меньшего размера и без ЦО, с крайними щелями и без них, для каждого из вариантов представлены графики, таблицы и распределение полей на двумерных картах.

4. Заключение

Показано, что конструктивно АЛТ выполнена грамотно: так, чтобы при любом направлении внешнего поля ответственная за сдвиг частоты x-компонента внутреннего поля оставалась минимальной. Даны рекомендации по изменению конструкции с целью улучшения её экранирования.

Список литературы

1. Духина Н.Г., Мирющенко Н.И., Плешанов С.А., Ревенко К.В., Чугунов В.В. – Исследование эффективности экранирования прецизионных бортовых цезиевых АЛТ-ЛН. Электронная техника, сер. 1. "СВЧ-техника", 2020. Вып. 4, С. 37–52.

Способ улучшения характеристик автоэмиссионных катодов СВЧ приборов

Новиков П. Е., Золотых Д. Н.

АО «НПП «Алмаз»

Россия, 410033, г. Саратов, ул. им. Панфилова И.В., д.1

Novikov.pf@mail.ru, dzolotykh@mail.ru

Аннотация: Предлагается подход к конструированию автоэмиссионных катодных узлов с разделёнными автоэммиттерами, электрически изолированными друг от друга, где в цепь каждого из которых включены устройства стабилизации тока эмиссии. Данная схема позволяет обеспечить одинаковый для всех автоэмиссионных ячеек ток и избежать токовой перегрузки дискретной автоэмиссионной ячейки, что является необходимым условием для стабильного автоэмиссионного тока катода и улучшения параметров надёжности и долговечности катодного узла.

1. Введение

В настоящее время одной из наиболее актуальных задач вакуумной электроники и микроэлектроники СВЧ является замена энергетически невыгодных и инерционных термокатодов на автокатоды. Основная проблема полевых эмиттеров связана с тем, что превышение определённого уровня эмиссионного тока на остриях автоэммиттеров приводит к их деградации или к взрывному разрушению [1]. Решить данную проблему возможно путем распределения токовой нагрузки по разным, отстоящим друг от друга, эмиссионным центрам, поэтому одним из направлений современной науки является разработка многоострижных полевых систем [2-7]. В данной работе представлено решение указанной проблемы путем стабилизации тока дискретного эмиттера такой системы автокатодов.

2. Описание подхода, экспериментальные данные

Распространённым решением проблемы неравномерности эмиссии с поверхности автокатода является разделение управляющего электрода (сетки) на электрически изолированные сегменты, каждый из которых находится под определённым потенциалом. Такой подход позволяет управлять током соответствующей области эмитирующей поверхности катода, однако контролировать в отдельности эти парциальные токи затруднительно, контролируется только суммарный ток катода, что, с течением времени, может приводить к неравномерному перераспределению парциальных токов автоэммиттеров и снижению долговечности катода в целом.

Для решения этой проблемы был предложен подход к проектированию автокатодов, заключающийся в контроле и стабилизации автоэмиссионного тока каждого дискретного автоэммиттера или определённой области эмитирующей поверхности катода. Достигается это путем включения в цепь каждого автоэммиттера элемента контроля тока и устройства его стабилизации. В качестве элемента контроля парциального эмиссионного тока выступает резистор, падение напряжения на котором пропорционально величине протекающего тока. Регулирующим элементом выступает высоковольтный полевой транзистор.

Для экспериментальной проверки предложенного подхода был изготовлен макет, представляющий собой систему из двух электрически изолированных друг от друга вольфрамовых острий с общим анодом (рис 1, расстояние анод-катод: "а" - 44 мкм, "б" - 25 мкм).

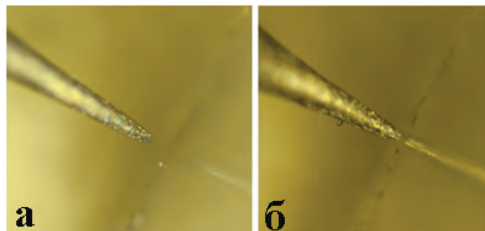


Рис. 1. Изображения автоэммиттеров, полученные с помощью оптического микроскопа

В цепь каждого острия была включена схема стабилизации, обеспечивающая заданное значение токоотбора с дискретного катода путём изменения разности потенциалов между катодом и анодом за счёт изменения сопротивления регулирующего полевого транзистора.

На рис. 2 изображены экспериментальные ("3" - 25 мкм, "4" - 44 мкм) и теоретические ("1" - 25 мкм, "2" - 44 мкм) вольтамперные характеристики (ВАХ) дискретных автоэммиттеров. На рис. 3 изображены те же экспериментальные ВАХ в координатах Фаулера-Нордгейма. Теоретические зависимости были построены по известному соотношению [8]:

$$J = AE^2 \exp\left(-\frac{B\phi^{3/2}}{E}\right), \quad (1)$$

где J – плотность тока, E – напряжённость поля, ϕ – работа выхода, измеряемая в электрон-вольтах. В данном случае работа выхода составила порядка 4,5 эВ.

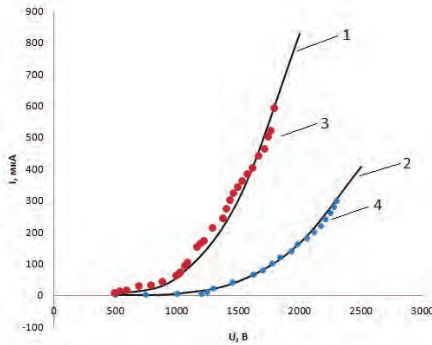


Рис. 2. ВАХ системы автоэмиссионных катодов в цепи стабилизатора.

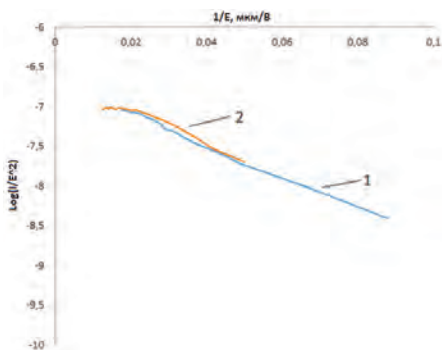


Рис. 3. ВАХ системы автоэмиссионных катодов в цепи стабилизатора в координатах Фаулера - Нордгейма.

Результаты, представленные на рис. 2 и 3 показывают, что ток имеет автоэмиссионный характер, пробои и скачки тока во время проведения эксперимента отсутствовали. Суммарный экспериментальный ток катода с двумя острыми автоэммиттерами составил около 0.8 мА.

3. Заключение

Предложен новый подход к конструированию автоэмиссионных катодных узлов с электрически разделёнными дискретными автоэммиттерами, в цепь каждого из которых включена схема стабилизации тока. Преимуществом подхода является возможность регулировки тока каждого автоэммиттера, что определяет соотношение ток/долговечность катода. Дальнейшее развитие представленного подхода направлено на создание интегральных автоэмиссионных катодно-сеточных узлов с регулируемыми характеристиками.

Список литературы

1. Фурсей Г.Н. Автоэлектронная эмиссия. СПб: Лань, 2012. 322 с
2. Spindt C.A. A Thin – Film Field – Emission Cathode // Journal of Applied Physics. 1968, Vol. 39, No 7, PP. 3504-3505.
3. Бондаренко Б.В. Проблемы стабильности автоэлектронной эмиссии и некоторые пути её решения // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1980. Вып.9 (321). С. 3-8.
4. Vasily I. Shesterkin. Large-sized field-emission cells with high aspect ratio of tip sizes made of carbon glass composed of electron guns for microwave devices // 11th International Vacuum Electron Sources Conference. IVESC 2016 . Seoul. 18-20 October. 2016. PP. 119-120.
5. Шестёркин В.И. Автоэмиссионные ячейки с диэлектрическим зазором катод – сетка и перспективы их использования в электронных приборах // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. научн.-техн. конф. АПЭП – 2016. 22–23 сентября 2016 г. СГТУ. Саратов. Россия. С. 161–165. Патент №2589722 РФ, МПК H01J 1/304. Способ изготовления катодно-сеточного узла с углеродным автоэмиссионным катодом / В.И. Шестёркин.
6. Патент №2589722 РФ, МПК H01J 1/304. Способ изготовления катодно-сеточного узла с углеродным автоэмиссионным катодом / В.И. Шестёркин.
7. Патент №2697193 РФ, МПК H01J9/02, H01J2329/0431. Катодно-сеточный узел с автоэмиссионным катодом и управляющей сеткой, разделённой на элементы / П.Д. Шалаев, В.И. Шестеркин, М.П. Апин, Д.Н. Золотых.
8. Трубецков Д. И., Вакуумная микроэлектроника. Соросовский образовательный журнал, № 4, 1997. С. 58-64.

Цифровое предискажение сигнала на основе полиномиальной модели усилителей мощности с «эффектом памяти»

¹ Шокиров В.А., ¹Черкашин А.А., ¹Кочемасов В.Н., ¹⁻³ Сафин А.Р.

¹ ООО «Радиокомп», г. Москва, Россия

² Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

³ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, г. Москва, Россия
wl-shok@mail.ru, alexander@radiocomp.ru, arsafin@gmail.com

Аннотация: используемые в системах связи сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией имеют высокую спектральную эффективность, однако нелинейность усилителя мощности (УМ) вызывает увеличение интермодуляционных искажений в спектре выходного сигнала передатчика. Метод цифровых предискажений на основе полиномиальной модели с «эффектом памяти» уменьшает интермодуляционные искажения УМ, однако для применения метода в реальных условиях для первой итерации требуется завышенный уровень входной мощности, либо проводить идентификацию коэффициентов полинома в несколько этапов, при этом пики предискаженного сигнала не должны превышать точку насыщения УМ.

1. Введение

В современных беспроводных системах связи широко используются сигналы с фазовой и амплитудно-фазовой манипуляцией (PSK, QAM). Для повышения энергетической эффективности передатчиков систем связи рабочую точку УМ выбирают в направлении точки насыщения, что приводит к нелинейности амплитудной (АМ) и фазовой (ФМ) характеристик УМ. Нелинейность АХ усилителя мощности приводит к увеличению уровня внеполосных и побочных интермодуляционных составляющих в спектре выходного сигнала. Интермодуляционные составляющие третьего порядка расположены вблизи полосы рабочих частот, следовательно, использование фильтров для их подавления не представляется возможным.

Решением с наименьшими затратами является введение искажений в исходный сигнал таким образом, чтобы компенсировать нелинейность УМ. Метод предполагает включение блока ввода предискажений перед нелинейным элементом (Рисунок 1).



Рисунок 1. Схема внесения предискажений во входной сигнал УМ

2. Теория

Математическая модель УМ с памятью описывается следующим выражением [1]:

$$V_{out}(s) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^K a_{kq} \cdot V_{in}(s-q) \cdot |V_{in}(s-q)|^{2(k-1)}, \quad (1)$$

где $V_{in}(s)$, $V_{out}(s)$ – измеренные значения s -го отсчета входного и выходного сигналов усилителя, Q – длина памяти, K – степень нелинейности, a_{kq} – комплексные коэффициенты полинома.

Выражение (1) является частным случаем модели Вольтерра, где не учитываются перекрестные члены с различным временем задержки входных отсчетов [2, с. 65].

В [1] показано, что выражение (1) может быть записано в матричном виде:

$$\mathbf{V}_{out} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{A}. \quad (2)$$

Здесь $\mathbf{F}$ – степенная матрица входных отсчетов V_{in} , $\mathbf{A}$ – комплексные коэффициенты a_{kq} в матричном виде.

Для нахождения матрицы $\mathbf{A}$ из (2) используют выражение:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{F}^T \cdot \mathbf{F})^{-1} \cdot \mathbf{F}^T \cdot \mathbf{V}_{out} \quad (3)$$

Коэффициенты блока ввода предискажений численно равны обратным коэффициентам $\mathbf{A}$ усилителя мощности. Для их поиска используются выражение (1), однако вместо отсчетов V_{out} используются отсчеты V_{in} , вместо V_{in} используются отсчеты $V_{out}/Gain$, где $Gain$ – усиление по напряжению УМ. Таким образом, зная коэффициенты предкорректора, возможно найти предискаженный сигнал.

3. Эксперимент

Экспериментальная реализация данного метода была проведена на макете УМ с выходной мощностью 100Вт. В качестве входного сигнала V_{in} использован QAM64 с полосой 1 МГц и средней мощностью 3дБм (пиковая 9,4 дБм).

Результаты практической реализации представлены на рисунке 2. Метод цифровых предискажений на основе полиномиальной модели с «эффектом памяти» уменьшает уровень внеполосных искажений, но разница между скорректированным и нескорректированным значением снижается при увеличении выходной мощности УМ. При выходной мощности 38,4 Вт удается уменьшить внеполосные искажения на 20 дБ, при 70 Вт, на 13 дБ. Причиной снижения является достижение УМ точки компрессии на пиках входного сигнала.

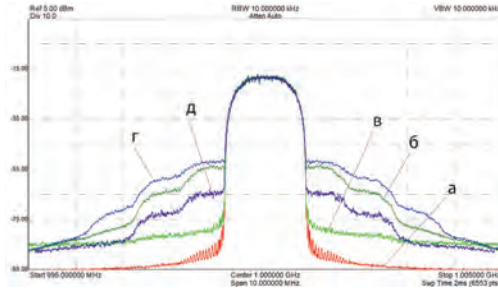


Рисунок 2 Спектр сигналов а) исходного, б) на выходе усилителя при выходной мощности 38,4 Вт без предискажений, в) на выходе усилителя мощности с предискажениями при выходной мощности 38,4 Вт, г) на выходе усилителя при выходной мощности 70 Вт без предискажений, д) на выходе усилителя при выходной мощности 70 Вт с предискажениями

Также было замечено, что при первой итерации идентификации коэффициентов корректора, улучшения наблюдались при входной мощности 2,66дБм вместо ожидаемых 3дБм. Мощность на выходе усилителя составила 38,4 Вт вместо 42 Вт. Для сохранения мощности идентификацию коэффициентов предкорректора нужно проводить в несколько итераций. На первом этапе в качестве входных и выходных данных используются экспериментально измеренные V_{in} , V_{out} . При этом коэффициент передачи блока ввода предискажений полагается равным единице. На следующих этапах процедура повторяется с той лишь разницей, что входной сигнал сначала пропускается через предкорректор.

4. Заключение

Цифровая предкоррекция на основе полиномиальной модели с «эффектом памяти» показывает хорошие результаты на макете усилителя, однако эффективность метода снижается при смещении рабочей точки в сторону насыщения. Для сохранения эффективности необходимо увеличивать пик-фактор усилителя мощности.

В условиях реальной работы происходит изменение нелинейных и динамических характеристик, вызванные температурными колебания, изменением напряжения питания. Для коррекции этих изменений требуется применение адаптивного цифрового корректора. Во время накопления входных и выходных отсчетов на входе УМ мощность должна быть завышена примерно на 20%, или идентификация коэффициентов корректора должна выполняться в несколько итераций. Недостатком данного решения является длительное время расчета. Альтернативным решением может быть реализация предискажений на основе рекурсивного метода прогноза ошибки [3].

Список литературы

1. Коротков А.С., Румянцев И.А. Функциональные модели усилителя мощности с "эффектом памяти" // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2012. № 5, С. 50—54.
2. Шутов В.Д. Линеаризация СВЧ усилителей мощности методом цифровых предискажений: дис. ... на соискание степени кандидата физико-математических наук. Воронежский гос. университет, Воронеж, 2015.
3. Кашенко И.Е. Линеаризация радиопередающих устройств декаметрового диапазона радиоволн с помощью цифровых предискажений и инжекций гармоник: дис. ... на соискание степени кандидата технических наук. Омский гос. технический университет, Омск. 2018.

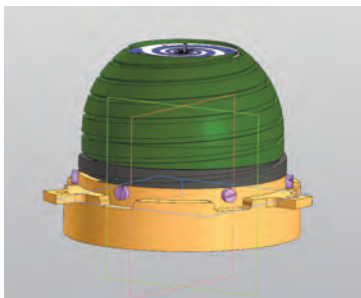


Рис. 2 Конструкция приёмника (обтекатель не показан)

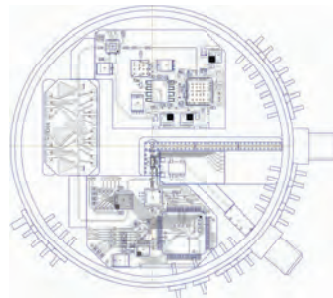


Рис. 3 Общий вид МЭУ приемника

Антенна гарантирует устойчивый прием сигналов в секторе ± 45 градусов по уровню не ниже 0,3 Р макс. Комбинация плоской и полусферической спирали обеспечивает оптимальную энергетику антенны и минимальные массогабаритные характеристики [3]. Симметрирующее устройство [4] не увеличивает длину антенны, что положительно скажется на общей конструкции приёмника.

Работа синтезатора ФАПЧ рассчитана на работу с ГУН 5-10 ГГц с последующим делением в паре с фильтром гармоник, который имеет на каждое деление частоты по два состояния частоты среза вместо резкого фронта характеристики габаритного фильтра высокого порядка. Полосы требуемых диапазонов показаны на рисунке 4.



Рис. 4. Используемые диапазоны фильтра гармоник

В итоге отмечены особенности построения, указаны перспективы дальнейшего развития устройств СВЧ.

4. Заключение

Таким образом, в данной статье показано, что концепция построения приемника вполне реализуема и может быть привлекательна для создания пеленгационных систем для авиационных и наземных платформ.

Список литературы

1. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М., "Советское радио", 1972, (232), С.69-88.
2. Пат. 2673319 Российская Федерация, Спиральная антенна / Кохнюк Д. Д., Боровик И. А., Федоров Я. В., Павлов И. Д., Звягинцев И. Н., Волчков В.В. № 2018101611; заявл. 16.01.18; опубл. 23.11.18, бюл. № 33.
3. Пат. 2422954. Российская Федерация, Сверхширокополосная спиральная антенна / Коробейников Г. В., Кохнюк Д. Д., Кудрин О. И., Иванова Л. Н., Зайцева Н.В. № 2009121008/07; заявл. 02.06.09; опубл. 27.06.11, бюл. № 18.
4. Пат. 2448383 Российская Федерация, Согласующий симметрирующий трансформатор / Коробейников Г. В., Кохнюк Д. Д., Боровик И. А., Федоров Я. В. № 2010139778/07; заявл. 27.09.10; опубл. 20.04.12, бюл. № 11.

Использование многомерных ограничений весовых векторов адаптивного фильтра для защиты информационных радиотехнических систем от активных шумовых помех

¹ Поповнин Ю. М.

¹ Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова
г. Севастополь, 299028, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается использовать многомерные ограничения весовых векторов пространственных фильтров адаптивной комбинированной системы защиты радиотехнических систем от воздействия активных шумовых помех, произвольно расположенных в пространстве. Техническая реализация данной идеи возможна на основе оптимизации критериальной функции, учитывающей введённые ограничения либо путём применения метода неопределённых множителей Лагранжа, либо посредством использования невырожденного предварительного матричного преобразования.

1. Введение

В настоящее время получают широкое распространение пространственно-поляризационные адаптивные фильтры компенсации активных шумовых помех [1-5]. Их характерной чертой, выгодно отличающей их от других является способность режекции помеховых колебаний, одновременно действующих как по главному так и по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны.

Адаптивный подход даёт возможность оперативного реагирования системы помехозащиты на сигнально-помеховую обстановку, которая быстро меняется во времени [1,3,5]. В основе построения указанной адаптивной системы положено комплексирование пространственных и поляризационных методов селекции сигналов с обеспечением условий оптимальной факторизации единой комбинированной обработки информации.

2. Теория

Структурно, адаптивный пространственно-поляризационный фильтр можно представить в виде схемы, приведенной на рис. 1.



Рис.1

Условие факторизации сводится к обеспечению ортогональности N -мерных весовых векторов вспомогательных каналов приёма адаптивных пространственных фильтров $\mathbf{W}_i$ N -мерному вектору выборки гармоника с нулевой пространственной частотой $\mathbf{r}^T(\alpha_0)$ [1,3,4]:

$$\mathbf{r}^T(\alpha_0)\mathbf{W}_i = 0, \quad (1)$$

где N - количество дополнительных каналов приёма в каждом адаптивном пространственном фильтре; α_0 - угол, который соответствует гармонике с нулевой пространственной частотой; $\mathbf{W}_i$ - вектор весовых коэффициентов вспомогательных каналов приёма соответствующих пространственных адаптивных фильтров; $i = v, h$, v и h - индексы, которые соответствуют пространственным адаптивным фильтрам вертикальной и горизонтальной поляризации.

Реализация данного условия угловой узкополосности позволяет сформировать достаточно высокие характеристики точности по оценке пеленгов источников активных шумовых помех на выходе адаптивных пространственных фильтров.

Однако, в условиях быстрой смены помеховой обстановки, неизбежно возникает угловая несогласованность между направлением действия помехи в главном луче и выбранным направлением защиты.

Это обстоятельство приводит к существенному снижению эффективности адаптивного фильтра для защиты информационных радиотехнических систем.

В докладе представлен метод обеспечения инвариантности адаптивного пространственно-поляризационного алгоритма помехозащиты к взаимной угловой несогласованности помехи и полезного сигнала в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны.

В основу метода положено введение многомерных ограничений на весовые векторы пространственных адаптивных фильтров. Математически это соответствует появлению дополнительных условий ортогональности весовых векторов адаптивных пространственных фильтров к векторам выборок гармоник, с пространственными частотами отличными от нуля:

$$\mathbf{C}^T \mathbf{W} = \mathbf{0}, \quad (2)$$

где $\mathbf{C} = [\mathbf{r}^T(\alpha_{-k}) \dots \mathbf{r}^T(\alpha_0) \dots \mathbf{r}^T(\alpha_k)]$ - матрица, размерности $(N \times R)$, состоящая из $R = 2k + 1$ пространственных векторов выборок гармоник; $\mathbf{0}$ - R -мерный нулевой вектор-столбец.

Увеличение количества столбцов R в матрице $\mathbf{C}$ приводит к соответствующему снижению степени свободы весового вектора $\mathbf{W}$, что непосредственно вытекает из совместного рассмотрения уравнений многомерного ограничения и условий подавления помех в M направлениях [6]:

$$\begin{cases} \mathbf{K}_j^T \varphi(\alpha_m) = F(\alpha_m), & |m| \leq 0, 1, 2, \dots, k \\ \mathbf{K}_j^T \varphi(\alpha_i) = 0, & 1 \leq i \leq M, j = v, h. \end{cases} \quad (3)$$

где $\mathbf{K}$ и $\varphi(\alpha)$ - соответственно расширенные весовые и пространственные векторы адаптивного пространственного фильтра:

$$\mathbf{K}^T = [1 \quad w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_N] = [1 \quad \mathbf{W}^T],$$

$$\varphi^T(\alpha) = [F(\alpha) \quad f_1(\alpha) \quad f_2(\alpha) \quad \dots \quad f_N(\alpha)] = [F(\alpha) \quad \mathbf{r}^T(\alpha)],$$

а $F(\alpha)$ - значение диаграммы направленности выделенного канала приёма в направлении α .

Из системы уравнений (3) следует соотношение между количеством вспомогательных каналов приема N , количеством оптимально подавляемых помех M и размерностью ограничений R :

$$N \geq R + M - 1 \quad (4)$$

Выражение (4) показывает, что введение многомерных ограничений уменьшает количество помех, которые могут быть оптимально подавлены в адаптивном пространственном фильтре. Этот факт является естественной платой за обеспечение инвариантности настройки адаптивного пространственно-поляризационного фильтра к угловым флуктуациям полезного сигнала и помехового колебания.

Техническая реализация многомерных ограничений весовых векторов возможна как с использованием метода неопределенных множителей Лагранжа, так и с помощью предварительной пространственной фильтрации.

В поляризационном адаптивном фильтре осуществляется окончательная режекция помехового колебания, пространственная частота которого находится в пределах многомерных ограничений.

3. Заключение

Результаты количественной оценки эффективности адаптивной пространственно-поляризационной системы помехозащиты с многомерным ограничением весовых векторов наглядно свидетельствуют об их преимуществе по сравнению с аналогичными узкополосными системами.

Использование предложенных широкополосных адаптивных устройств в радиотехнических информационных комплексах позволит значительно повысить степень их помехозащищенности в условиях частой смены помеховой обстановки.

Список литературы

1. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 527 с.
2. Котоусов А.С., Морозов А.К. Оптимальная фильтрация сигналов и компенсация помех. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 166 с.
3. Robert A. Monzingo, Randy L. Haupt, Thomas W. Miller. Introduction to Adaptive Arrays, 2nd Edition SciTech Publishing, 2011. – 544 p.
4. Григорьев В.А. Комбинированная обработка сигналов в системах радиосвязи. ЭКО-Трендз, 2002. – 264 с.
5. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2007 – 320 с.
6. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – 5-е изд. – М.: Физматлит, 2004. – 560 с.

Обнаружение и идентификация хаотического сигнала для задач передачи информации¹

¹ Кузьмин Л. В., ² Москвина И. Н.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11/7, Российская Федерация
lvkuzmin@gmail.com

² Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
г. Москва, 105005, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Российская Федерация
irina.nikulina@polytechnique.edu

Аннотация: В работе решается задача обнаружения и идентификации сигнала хаотической динамической системы, опираясь на дискретное описание хаотического сигнала. Дискретное описание строится, исходя из структуры фазового пространства динамической системы, которая генерирует хаотические колебания. Дискретное описание наследует свойства структуры фазового пространства динамической системы, которая постоянна, в отличие от хаотической траектории, которая не повторяется. Показывается возможность обнаружения хаотического сигнала по его дискретному описанию. Предлагается способ обнаружения и идентификации хаотического сигнала на примере радиотехнической модели генератора хаотических колебаний, имеющего кольцевую структуру.

1. Введение

Проблематика, связанная с применением хаотических колебаний для задач беспроводной передачи информации, давно и активно исследуется [1–3]. Интерес к хаотическим колебаниям связан с шумоподобностью их формы и возможностью формировать такие сигналы с практически любой полосой частот в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне [4]. Шумоподобность, в свою очередь, означает устойчивость к замираниям, что крайне важно для беспроводной передачи информации в СВЧ диапазоне.

Вместе с тем оборотной стороной нерегулярности хаотического сигнала является сложность создания способов когерентного приема, которые могли бы приблизиться по характеристикам к когерентному приему регулярных сигналов. Это обстоятельство, например, в свое время послужило причиной разработки методов разностной модуляции хаотических сигналов [5].

В данной работе ставится задача разработки метода обнаружения и идентификации хаотического сигнала, отталкиваясь от структуры фазового пространства динамической системы, которая этот сигнал порождает. Знание структуры фазового пространства системы позволяет ввести дискретное описание хаотической траектории, которое оперирует не формой сигнала, а областями фазового пространства, которое сигнал занимает. Это аналогично символическому описанию траектории динамической системы с хаосом [6, 7], но не является таковым в строго математическом смысле.

2. Модель

Анализируемая хаотическая система (рис. 1) представляет собой модель [4] радиотехнического генератора, который включает нелинейное преобразование (1) и два фильтра нижних частот.

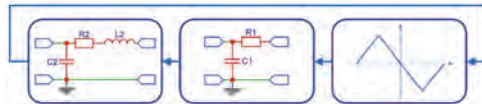


Рис. 1. Структура генератора хаоса: а) – нелинейное преобразование, б, в) – фильтры нижних частот.

Модель описывается уравнением

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (mf(z) - x)/T \\ \dot{y} &= \omega^2(x - z), \\ \dot{z} &= y - az \end{aligned} \quad (1)$$

где $f(z)$ является кусочно-линейной функцией

$$f(z) = |z + e_1| - |z - e_1| + \frac{1}{2}(|z - e_2| - |z + e_2|), \quad (2)$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-02-00877 А.

где $e_1 = 1/2$, $e_2 = 1$, переменные $x(t)$, $y(t)$ являются нормированными значениями напряжений емкостей $C1$ и $C2$, а $z(t)$ – нормированное значение тока через индуктивность $L2$, T – постоянная времени ФНЧ первого порядка, ω – круговая частота ФНЧ второго порядка, α – коэффициент затухания ФНЧ второго порядка. Фазовое пространство системы (1) разбивается нелинейностью (2) на пять подпространств.

В ходе анализа было установлено, что система (1) позволяет ввести описание непрерывной траектории ($x(t)$, $y(t)$, $z(t)$) через дискретный набор состояний по принадлежности этой траектории фазовым подпространствам, задаваемым нелинейностью (2). А именно, была установлена закономерность (порядок) чередования фазовых подпространств фазовой траекторией. Эта закономерность является неизменной для данной динамической системы и может использоваться для идентификации хаотической траектории.

Применительно к задачам беспроводной передачи информации это означает, что обнаружение и идентификация хаотического сигнала $z(t)$ (рис. 2,а), который служит несущей, осуществляется не по его форме, а по порядку смены областей $S0$, $S1$, $S2$, образуемых границами $T1$ и $T2$, которые сигнал пересекает в процессе своей эволюции (рис. 2,б).

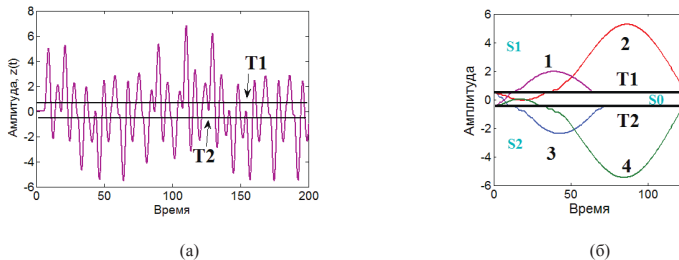


Рис. 2. Фрагмент хаотического сигнала (а) с указанием пороговых значений (б) $T_1 = e_1$, $T_2 = -e_1$, разбивающих область значений амплитуд сигнала на три области $S0$, $S1$, $S2$, по порядку чередования которых сигнал может быть идентифицирован

3. Заключение

Предложенный подход позволяет для модели радиотехнического генератора ввести дискретное (грубое) описание неповторяющегося хаотического сигнала. На основе такого описания формируются множества запрещенных и разрешенных дискретных последовательностей, по которым этот сигнал может быть идентифицирован на регулярной основе.

Данная работа преследует цель формирования нового практически ориентированного метода приема хаотического сигнала, который бы основывался на свойствах генератора хаоса, как динамической системы.

Список литературы

1. Дмитриев А.С., Панас А.И., "Динамический хаос: новые носители информации для систем связи", М.: Издательство Физико-математической литературы, 2002, 252 с.
2. G. Kaddoum, "Wireless Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey," in IEEE Access, vol. 4, pp. 2621-2648, 2016, DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2572730.
3. Процессы передачи и обработки информации в системах со сложной динамикой. (ред. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В.). М.: Техносфера, 2019, 320 с. ISBN: 978-5-94836-541-1.
4. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Панас А.И., Максимов Н.А. Генерация хаоса – М.: Техносфера, 2012, 424 с.
5. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиосигналов // Радиотехника и электроника. 2018, т. 63, № 10, с. 1-9.
6. J. Schweizer and T. Schimming, "Symbolic dynamics for processing chaotic signals. I. Noise reduction of chaotic sequences," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 48, no. 11, pp. 1269-1282, Nov. 2001, DOI: 10.1109/81.964416.
7. J. Schweizer and T. Schimming, "Symbolic dynamics for processing chaotic signal. II. Communication and coding," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 48, no. 11, pp. 1283-1295, Nov. 2001, DOI: 10.1109/81.964417.

Система мониторинга радио эфира с использованием технологии SDR

Лукьянчиков А. В., Лызлов А. В.

ФГАОУ ВО Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: В работе рассмотрены вопросы создания системы многоканальной записи результатов мониторинга радиоэфира, основанной на технологии программно-определяемого радио.

1. Введение

При организации радиосистем связи возникает необходимость мониторинга обмена аудио, данными между абонентами с последующей возможностью накопления и анализа этих данных. Например, это актуально для УКВ ЧМ вещания. В частности для анализа качества эфира, анализа популярности композиций, мониторинга выхода рекламных блоков т.д. Это можно сделать с помощью записи всего спектра радиосигнала УКВ ЧМ вещания либо с помощью многоканального радиоприемника с системой записи. Однако в первом случае требуется большой объем хранилища данных поскольку записывается достаточно широкая полоса радио спектра, а во втором случае достаточно большие финансовые затраты на приобретение и адаптацию многоканального приемника. Выходом из этой ситуации может быть совмещение этих двух методов путем применения технологии SDR. Решению этой задачи посвящена данная работа.

2. Теория

Общая структурная схема записи результатов мониторинга радио эфира, с использованием технологии программно определяемого радио, приведена на рисунке 1.

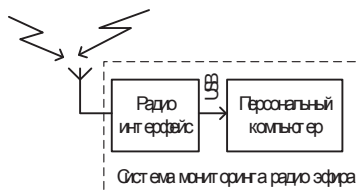


Рис 1. Структурная схема мониторинга радиоэфира

Система мониторинга состоит из радио интерфейса и персонального компьютера [1]. Радио интерфейс осуществляет оцифровку участка радиочастотного спектра включающего все интересующие радиоканалы. Также радио интерфейс передает эти выборки в персональный компьютер для обработки и записи [2]. В качестве радио интерфейса можно использовать HackRF One, который способен оцифровать сигнал в полосе до 20 МГц. На персональном компьютере работает программное обеспечение реализующие технологию программно-определяемого радио. Это программное обеспечение принимает выборки из радио интерфейса осуществляет формирование каналов для записи и сохраняет полученные данные на диск. Структурная схема программного обеспечения для мониторинга и записи трех каналов изображена на рисунке 2. Программное обеспечение осуществляет прием выборок от радио интерфейса по USB. Далее эти выборки параллельно попадают на три (в общем случае N) формирователей каналов. На выходе формирователя канала получаем выборки аудио сигнала, которые можно записать в файл. Система мониторинга может одновременно записывать несколько файлов, каждый из которых соответствует своему каналу мониторинга. Если передача по радио эфиру не является непрерывной, то для экономии места в хранилище введен шумоподавитель который блокирует запись во время отсутствия аудио сигнала. Файл может быть записан с интервалом час или сутки. Записанные файлы могут быть переданы по протоколу sftp в сетевое хранилище. И будут доступны для анализа по сети.

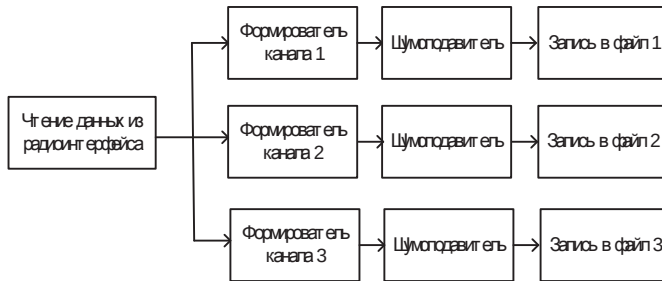


Рис. 2. Структурная схема программного обеспечения для мониторинга радио эфира

Структурная схема формирователя канала изображена на рисунке 3.

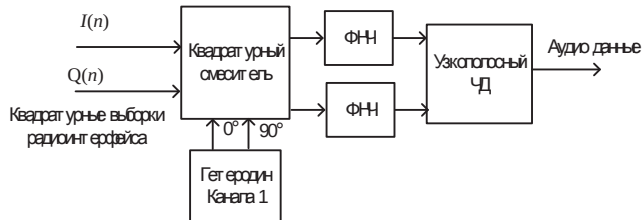


Рис. 3. Структурная схема программного обеспечения для формирователя канала

Формирователь канала состоит из квадратурного смесителя и гетеродина [3], двух идентичных фильтров нижних частот и детектора. Формирователь канала осуществляет перенос интересующего канала связи в нулевую частоту за счет квадратурного преобразователя частоты. Далее два фильтра нижних частот осуществляют канальную фильтрацию принимаемого сигнала. А детектор, осуществляет выделение аудио сигнала из аналитического сигнала. Программное обеспечение разработано в пакете GNU Radio.

3. Заключение

Предложена система многоканальной записи результатов мониторинга, осуществляющая захват одновременно всех группы радиоканалов и выборочную запись интересующих каналов на диск. Предусмотрена возможность записи каналов ведущих не регулярное вещание. Это позволило с одной стороны уменьшить размер записываемых данных, а другой стороны удешевить систему за счет применения технологии программно-определяемого радио. Разработана программная реализация предложенной концепции мониторинга для трехканальной системе в пакете GNU Radio.

Список литературы

1. Лукьянчиков А.В. Система для мониторинга протокола GEN2 // Лукьянчиков А.В.// В сборнике: 28-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2018). Материалы конференции. 2018. С. 487-491.
2. Гимпилиев Ю.Б., Аппаратно-программный комплекс для исследования параметров зоны опроса RFID системы / Гимпилиев Ю.Б., Искви В.М., Лукьянчиков А.В., Михайлюк Ю.П., Щекатурин А.А. // В сборнике: 26-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2016). Материалы конференции. В 13 томах. 2016. С. 2044-2050.
3. Волуйко Д.А. Разработка квадратурного гетеродина для SDR приемника на основе двух синтезаторов AD9850 / Лукьянчиков А.В., Волуйко Д.А. // В сборнике: Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций "РТ-2017". Материалы 13-й международной молодежной научно-технической конференции. Под ред. А.А. Савочкина. 2017. С. 42.

Радиолокационный метод определения угла крена летательного аппарата¹

Гулько В. Л., Мещеряков А. А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
gulkovl@sibmail.com

Аннотация: Рассмотрен радиолокационный метод определения угла крена летательного аппарата по пассивному поляризационно-анизотропному радиолокационному уголкового отражателя с горизонтальной собственной поляризацией на основе использования поляризационно-модулированных по углу ориентации плоскости поляризации зондирующих сигналов. Оценка угла крена летательного аппарата производится на выходе приемника по фазе спектральной составляющей на удвоенной частоте вращения плоскости поляризации излучаемых сигналов.

1. Введение

Известные методы измерения угла крена летательного аппарата (ЛА) основаны на использовании инерциальных систем навигации, в частности гироскопических систем ориентации [1,2]. Одним из основных недостатков таких систем является постоянное накопление ошибки измерений с течением времени и за один час полета может составлять величину до единиц градусов [2, 3].

В настоящей работе рассматривается радиолокационный метод измерения угла крена ЛА по пассивному поляризационно-анизотропному уголкового отражателя с заданными поляризационными характеристиками рассеяния на основе использования поляризационно-модулированных по углу ориентации плоскости поляризации зондирующих сигналов.

2. Поляризационно-модуляционный метод измерения крена ЛА

Сущность радиолокационного поляризационно-модуляционного метода определения угла крена ЛА заключается в следующем.

В точке с известными координатами располагают пассивный поляризационно-анизотропный трехгранный уголкового отражатель (УО) с горизонтальной собственной поляризацией. Чтобы придать трехгранному УО поляризационно-анизотропные свойства необходимо в раскрыве УО разместить вертикально ориентированную поляризационную решетку из параллельных металлических стержней (или проволок), шаг и диаметр которых выбирается с учетом длины волны излучаемого сигнала [4].

Поляризационная решетка работает таким образом, что электромагнитная волна у которой плоскость поляризации горизонтальна проходит через нее практически не изменяясь и после трехкратного отражения от граней УО распространяется в направлении обратном направлению падения [4]. В тоже время электромагнитная волна, у которой плоскость поляризации параллельна стержням полностью отражается от решетки как от плоской металлической пластины [4].

Таким образом, трехгранный УО с размещенной в плоскости раскрыва УО вертикально ориентированной поляризационной решеткой рассматривается как поляризационно-анизотропный объект с горизонтальной собственной поляризацией и его матрица рассеяния (МР) в собственной системе координат в линейном поляризационном базисе (ЛПБ) может быть представлена в виде [5,6]

$$[S] = \sqrt{\sigma_m} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\sigma_m = \lambda_1^2$ - максимально возможная ЭПР поляризационно-анизотропного трехгранного УО при облучении его горизонтально поляризованной электромагнитной волной, λ_1 - модуль собственного числа МР.

Из (1) следует, что в собственной системе координат вырожденная МР трехгранного УО в раскрыве которого помещена вертикально ориентированная поляризационная решетка в ЛПБ эквивалентна МР ярко выраженному поляризационно-анизотропному радиолокационному объекту, представляющему собой горизонтальный вибратор [4].

¹ Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ (№ FEWM-2020-0039).

Для описания взаимодействия поляризационно-модулированных по углу ориентации плоскости поляризации с частотой Ω зондирующих сигналов с элементами высокочастотного тракта РЛС и поляризационно - анизотропным УО с МР (1) воспользуемся формализмом векторов и матриц Джонса [6]. Также предположим, что ЛА имеет крен $\pm\gamma$. Тогда сигнал на входе приемника РЛС будет иметь вид [7]

$$E_{\alpha\kappa} = C \cdot \cos^2(\Omega t \pm \gamma), \quad (2)$$

где C - постоянная величина, учитывающая потенциал передатчика, расстояние от передатчика до поляризационно-анизотропного УО и обратно, его максимально возможную ЭПР σ_m и чувствительность приемника.

Амплитуда сигнала на выходе приемника с логарифмической амплитудной характеристикой и линейным детектором будет равна

$$A(\Omega t)[\partial E] = 20 \lg C + 20 \lg \left\{ \frac{1}{2} (1 + \cos(2\Omega t \pm 2\gamma)) \right\}, \quad (3)$$

Из (3) видно, что амплитуда сигнала на выходе приемника промодулирована удвоенной частотой вращения плоскости поляризации излучаемого сигнала. В спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника будет присутствовать спектральная составляющая на частоте 2Ω , а ее фаза $\varphi_{2\Omega}$, с учетом (3), связана с углом крена γ ЛА соотношением:

$$\gamma[\rho\alpha\partial] = \pm \frac{\varphi_{2\Omega}}{2}, \quad (3)$$

где знак "+" соответствует положительному углу крена, когда правое крыло или правая поперечная полусось ЛА находится ниже горизонтальной плоскости, а знак "-" отрицательному углу крена, когда правое крыло или правая поперечная полусось ЛА находится выше горизонтальной плоскости [3].

3. Заключение

1. Оценка угла крена ЛА производится по измерению фазы спектральной составляющей огибающей сигнала на частоте 2Ω на выходе логарифмического приемника.

2. Предложенный радиолокационный метод измерения угла крена ЛА на основе использования поляризационно - модулированных по углу ориентации плоскости поляризации зондирующих сигналов технически просто реализуем в бортовых РЛС.

3. Данный метод основан на другом физическом принципе и совместные комплексные измерения угла крена инерциальными и радиолокационными средствами, например, на этапе посадки ЛА, позволят повысить безопасность судовождения.

Список литературы

1. Елизаров В.С. Инерциальные системы управления летательных аппаратов. Комплексные имитационно-моделирующие стенды. М: Издательство «Радиотехника». 2016. 160 с.
2. Пельпор Д.С., Ягодкин В.В. Гироскопические системы. М.: Высшая школа, 1977. 216 с.
3. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь. 1985. 344 с.
4. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М: Сов. Радио, 1975. 248 с.
5. Kozlov A.I., Logvin A.I., Sarychev V.A., Shatrakov Y.G., Zavalishin O.I. Introduction to the Theory of Radiopolarimetric Navigation Systems. Springer. 2020. 365 p.
6. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Литтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Томск : Издательство Томского университета, 2006. 349 с.
7. Гулько В.Л. Патент 2537384 (РФ). Поляризационно-модуляционный способ радиолокационного измерения угла крена летательного аппарата и устройства для его реализации. Оpubл. в Б. И., 2015. № 1.

Обзор радиочастотных методов позиционирования мобильного телефона

¹Петров А.С., ²Поддубный С.С., ³Аникин К.В., ⁴Прохоренко А.Ю.

¹ Санкт-Петербургский Университет Аэрокосмического Приборостроения
г. Санкт-Петербург, Российская Федерация
petrov.sanya1998@yandex.ru

² Санкт-Петербургский Университет Аэрокосмического Приборостроения
г. Санкт-Петербург, Российская Федерация
poddubnyu_47@mail.ru

³ Санкт-Петербургский Университет Аэрокосмического Приборостроения
г. Санкт-Петербург, Российская Федерация
kirillanikin961@gmail.com

⁴ Санкт-Петербургский Университет Аэрокосмического Приборостроения
г. Санкт-Петербург, Российская Федерация
prohorenkoanton@mail.ru

Аннотация: В данной работе производится обзор радиочастотных систем позиционирования. Рассмотрены основные технологии радиочастотных систем позиционирования, а так же проведен сравнительный анализ существующих систем определения координат.

1. Введение

В настоящее время трудно представить себе жизнь без систем позиционирования.

Системы позиционирования, глобально, можно разделить на радиочастотные, спутниковые, системы позиционирования с помощью радиометок, локальные методы позиционирования. Данная статья призвана произвести обзор радиочастотных методов позиционирования, причем те методы, которые основаны на связке мобильного телефона (МТ) и базовой станции (БС).

Задача определения местоположения мобильного телефона (МТ) предполагает автоматическое определение его положения на местности или электронной карте.

2. Теория

Технологии позиционирования можно классифицировать по месту измерения параметров сигнала и определения местоположения: на основе мобильной станции (MS-based), на основе мобильной станции (MS-based), с поддержкой данных сети (Network-assisted), с поддержкой мобильной станции (MS-assisted), на базе сети (Network-based).

Рассмотрим основные технологии позиционирования МТ.

Cell of origin. Для позиционирования МТ с точность до соты может применяться метод Cell of Origin (COO). В основе данного метода лежит геометрический расчет, возможность использовать который, обуславливается тем, что зоны приема станций заранее известны. Известные зоны приема позволяют произвести расчет мощностей полученных сигналов на всех БС и, исходя из этого, определить соту, в которой находится МТ.

Time of arrival (TOA). Данная технология в своей основе используют измерение и сравнение временных интервалов прохождения сигнала между МТ и несколькими БС, которые оснащены блоками определения местоположения – LMU.

Производится расчет времени прохождения сигнала до нескольких БС, после, полученные результаты сравниваются. Определение местоположения происходит с помощью алгоритма триангуляции. Данная система отличается повышенной точностью определения МТ, но требует оснащения БС блоками LMU.

Observed time difference (OTD). Данная технология основана на измерении и сравнении интервалов времени прохождения сигналов от нескольких БС до МТ. Для определения используются не менее 3-х БС. Основа расчетов – разница значений времен поступления сигналов. На каждой паре МТ – БС вычисляются гиперболические линии положения МТ. Источником сигнала считается точка пересечения двух гипербол.

Этот метод подобен TOA. Основой также выступают временные задержки и БС также необходимо оснащать блоками LMU. Преимущество данной технологии перед TOA – меньшее необходимое количество блоков LMU.

Angle of Arrival (AOA). Метод направления прихода сигнала основан на измерении угла прихода сигнала, излучаемого МТ. Для возможности использования АОА БС необходимо снабдить несколькими антеннами, вращающейся антенной или ФАР, т.к. для определения направления необходимо сравнение полученного сигнала в разнесенных по дальности ПУ. Увеличение количества БС повышает точность определения угловой координаты.

В данной технологии работы по вычислению угла каждой из БС независима от других.

Объединенные методы позиционирования.

Зачастую, для того, чтобы повысить некоторый параметр измерения используют объединение нескольких технологий.

Примерами объединенных технологий выступают OTD-AOA, AOA – Round Trip Time (RTT), COO – RTT.

Сравнение существующих систем определения координат.

Проблема точности позиционирования - проблема высокой сложности. Существует несколько десятков систем, которые используют интеллектуальные антенны, углы прихода сигналов, разность времени прихода, мощность, системы глобального позиционирования и комбинации этих методов.

В таблице 1 приведен сравнительный анализ точности и быстродействия некоторых современных систем позиционирования МТ.

Табл. 1. Сравнение точности определения координат различными системами позиционирования.

Система позиционирования	Производитель	Точность, м	Быстродействие, с	Особенности
Mobile Positioning System	Ericsson	100	5	-
TeleSentinel	KSI Inc+ TruePosition	125	<10	-
Geometrix	AllenTelecom	<150	<1	Доп. ФАР на БС
RadioCamera	U.S.Wireless Corp.	50	2	-
SnapTrack	SnapTrackInc.	3-20	н/а	Доп. чип с ПО, интегрированный в МТ
Finder	CellPoint	75	5	-

3. Заключение

Системы позиционирования МТ являются одним из перспективных направлений разработки на сегодняшний день. С каждым годом разрабатываются новые технологии, в своей основе опирающиеся на существующие решения.

Список литературы

1. Сурков, В. О. Точности определения местоположения подвижных наземных объектов в сотовых сетях GSM и UMTS // Молодой ученый. 2013. № 6(53). С. 147—150.
2. Бакшеева Ю.В, Поддубный С.С., Хоменко А.А. Система позиционирования мобильного телефона в сотовой системе связи с кодовым разделением каналов // Научная сессия ГУАП. 2018. С. 12—16.
3. Гармонов А.В., Прибытков Ю.Н., Зимовец К.А., Амчиславский А.Ю., Савинков А.Ю., КИМ Хьюнг-Джун, КУМ Донгжун Пат. 2248669(РФ). Способ определения местоположения абонентской мобильной станции. Оpubл. в Б. И., 2004. № 15.
4. Громаков Ю. А., Северин А. В., Швецов В. А. Технологии определения местоположения. Москва. Эко-Трендз, 2005 – 144 с.

Сравнение методов расчета параметров фазовой автоподстройки частоты встроенных в интегральные синтезаторы генераторов

¹ Романов С. К., ² Леньшин А. В., ¹ Тихомиров Н. М., ¹ Тихомиров В. Н.

¹ АО «Концерн «Созвездие»

г. Воронеж, 394018, ул. Плехановская, 14, Российская Федерация
n.tikhomirov@bk.ru

² ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
г. Воронеж, 394064, ул. Старых Большевиков, 54а, Российская Федерация

Аннотация: Проведена оценка быстродействия цифрового синтезатора частот на основе астатической системы ФАПЧ третьего порядка со встроенными управляемыми напряжением генераторами LMX2820 производства Texas Instruments. Проведено сравнение результатов расчетов длительностей переходных процессов в синтезаторах с параметрами, синтезированными с помощью частотных и корневых методов.

1. Введение

В последние годы произошли радикальные изменения в архитектуре и производстве СВЧ синтезаторов с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) благодаря технологическим достижениям в построении колец ФАПЧ со встроенными управляемыми напряжением генераторами (ГУН). Синтезаторы с дробным делением частот на основе системы ФАПЧ со встроенными ГУН (СЧФАПЧ/ГУН) значительно улучшают оперативно-технические характеристики аппаратуры радиосвязи, так как при их проектировании основное внимание уделяется достижению высокой спектральной чистоты выходного сигнала и быстрой перестройки в диапазоне рабочих частот. В работах [1, 2] получены соотношения, позволяющие рассчитывать параметры непрерывной линейной части (НЛЧ) системы ФАПЧ, исходя из условий оптимальности по быстродействию и ослаблению помех с частотой сравнения в составе выходного сигнала. Соотношения получены в результате анализа линеаризованной модели системы ФАПЧ третьего порядка с помощью частотного метода, базирующегося на понятии показателя колебательности M [3]. В работах [4, 5] посредством линейного анализа траектории корневой характеристического уравнения линейной непрерывной модели системы ФАПЧ третьего порядка предлагается выбор параметров НЛЧ, обеспечивающих предельный апериодический режим переходного процесса при смене выходной частоты синтезатора. Это достигается равенством всех трех корней характеристического уравнения. Кроме того, возможно применение корневого метода параметрического синтеза с помощью стандартных переходных характеристик [6], который можно применять для линейной непрерывной модели системы ФАПЧ.

2. Теория

Целью настоящей работы является определение быстродействия синтезатора с параметрами НЛЧ, синтезированными с помощью этих методов и сравнение полученных результатов для каждого метода синтеза. А затем сравнить результаты с моделированием на приложении Texas Instruments PLLatinum PLLATINUMSIM-SW. Рассматривается СЧФАПЧ/ГУН типа LMX2820 на основе астатической системы ФАПЧ третьего порядка с частотно-фазовым детектором с зарядовой накачкой (ЧФДзн). Передаточная функция НЛЧ такой системы в операторной форме равна

$$G(s) = \frac{k_0(1+ST_1)}{S^2(1+ST_2)},$$

где T_1, T_2 - постоянные времени фильтра нижних частот, k_0 - коэффициент усиления НЛЧ системы.

Передаточная функция НЛЧ системы при условии, что первая частота сопряжения $\omega_1 = \frac{1}{T_1}$ меньше

частоты среза НЛЧ системы $\omega_c = \frac{k_0}{\omega_1}$, имеет следующий вид

$$G(s) = \frac{\omega_c \omega_2 (S + \omega_1)}{S^2 (S + \omega_2)},$$

где $\omega_2 = \frac{1}{T_2}$ - вторая частота сопряжения. Введем обозначения $m = \frac{\omega_2}{\omega_c}$, $n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ и преобразуем передаточную функцию НЛЧ

$$G(s) = \frac{\omega_c^2 m (S + n\omega_c)}{S^2 (S + m\omega_c)}$$

В СЧфапч/гун с такой передаточной функцией НЛЧ ослабление помехи с частотой сравнения на выходе устройства в зависимости от параметра $T_2 = \frac{T_2}{T_0}$ в соответствии с результатами работы [1, 2] определяется выражением

$$P = \frac{\theta N}{2\pi m T_2^2},$$

где N - коэффициент деления делителя с дробным переменным коэффициентом деления, θ - скважность «помехового» импульса на выходе ЧФДзн. Значения m и n для сравниваемых СЧфапч/гун приведены в таблице 1.

Таблица 1

Метод расчета	m	n
Параметрический синтез по M	$\frac{(M+1)}{M}$	$\frac{(M-1)}{M}$
Метод траектории корней	3	1/3
Метод стандартных переходных характеристик	4,1286	0,1285

3. Заключение

Определение времени установления переходного процесса проводилось посредством моделирования в среде Matlab Simulink и инструмента моделирования PLLATINUMSIM-SW. Как «эталонная» бралась система ФАПЧ с параметрами НЛЧ, синтезированными при $M = 1,5$. В докладе иллюстрируются результаты расчетов, из которых очевидно преимущество системы, синтезированной по M . Следовательно, исходя из высоких современных требований к спектральным и динамическим свойствам СЧфапч/гун LMX2820, синтез параметров НЛЧ целесообразно проводить посредством частотного метода, базирующегося на использовании понятия показателя колебательности M .

Список литературы

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. М.: Радио и связь. 2004. 210 с.
2. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот: монография. М.: Радио и связь, 2010. 328 с.
3. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. – М.: Наука, 1976.
4. Gardner F.M. Charge-Pump Phase-Lock Loops, IEEE, Transactions and communications, vol. com. - 28, №11, November 1980.
5. Ченакин А.В., Горовой А.В. Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона. М.: Горячая линия–Телеком, 2021. 280 с.
6. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория системы автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975.

Программная реализация оценки эффективности способа кодирования источника при преобразовании метрических пространств

Аджемов А.С., Кудряшова А.Ю.

Московский технический университет связи и информатики
г. Москва, 111024, Российская Федерация
asykka@bk.ru

Аннотация: В статье предлагаются алгоритм и построенная на его основе программа оценки эффективного кодирования источника сигналов при их преобразованиях в различных метрических пространствах (в частности, для широко используемого в настоящее время аналого-цифрового преобразования непрерывного сигнала в двоичный). Алгоритм оценки учитывает показатели искажений при кодировании двоичным кодом, вероятности появления этих искажений при передаче элементов сообщения и вероятности появления сообщения в канале связи. Программная реализация выполнена с помощью высокоуровневого языка C# и программной платформы Microsoft.NET.

1. Введение

Все виды сигналов можно подразделить на непрерывные, непрерывно-дискретные, дискретно-непрерывные и дискретные. Современная вычислительная техника реализует двоичные вычисления, что подразумевает представление всех указанных выше сигналов в двоичном дискретном виде. При преобразовании различных сигналов в цифровые в них вносится определенная погрешность, связанная с проведением дискретизации и квантования. В результате качество полученного в процессе передачи сигнала не всегда соответствует качеству исходного или отправляемого сигнала. Для минимизации искажений при передаче сигналов необходимо исследовать влияние различных преобразований на передаваемый сигнал, в том числе предусмотреть возможность преобразования сигналов в различных метрических пространствах.

В данной статье рассматриваются проблемы, касающиеся оценки эффективного кодирования источника сигналов. Для этого предлагаются алгоритм и построенная на его основе программа оценки эффективного кодирования источника сигналов для широко применяемого в настоящее время аналого-цифрового преобразования непрерывного сигнала в двоичный.

2. Теория

Одними из важных параметров систем передачи информации различного назначения являются вероятностные характеристики (вероятность ошибочного приема на информационный символ или вероятность ошибочного приема сообщений), что широко используется для оценки качества дискретного канала. В тоже время для оценки качества восстанавливаемого аналогового сообщения подобной оценкой являются искажения, возникающие в результате аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования, а также дополнительные искажения из-за ошибок в дискретном канале.

В работах [1,2] уже был описан разрабатываемый алгоритм, построенный на использовании матрицы рисков искажений элементов (символов) сообщения, матрицы вероятностей появления рисков данных искажений и вектора появления символа в канале связи.

Однако вероятности искажений различной кратности существенно отличаются друг от друга. Если учесть это, будет понятно, что выбор способа цифрового отображения значений сигнала становится существенно значимым, поскольку в условиях статистической «неравномерности» ошибок различной кратности целесообразно наиболее вероятным ошибкам поставить в соответствие переходы сигналов, имеющих наименьшие значения рисков, и, наоборот, наименее вероятным переходам - наибольшие значения рисков. Данный достаточно очевидный подход позволяет выявить сравнительно «хорошие» в определенном смысле и «плохие» методы цифрового отображения.

После расчета коэффициента рисков и дисперсии для всех возможных вариантов кодирования можно сделать вывод о «наилучшем» способе кодирования. Для его поиска следует определить способ кодирования с наименьшим коэффициентом искажения и наименьшим значением дисперсии.

Программный алгоритм для расчетов удалось реализовать с помощью высокоуровневого языка C# и программной платформы Microsoft.NET. Для матричных вычислений использовалась специализированная библиотека Matrix Library .Net v2.0 (C) Anas Abidi, 2004. Для реализации интерфейса пользователя использовались стандартные возможности Microsoft Excel, в том числе по созданию встраиваемых 9add-in) модулей.

Для тестирования программного приложения с матрицами из 64 элементов рассматривались три способа кодирования: Натуральный Код, Грей и Модифицированный код Грея (кодирующие отсчеты отличаются на 2 позиции вместо 1), каждый вариант учитывал 2 матрицы рисков и матрицу кодовых расстояний. В результате теста программа выдала результат – 6 листов перестановок способов кодирования по 40 320 вариантов и общее дерево результатов. В статистике дерева представлена функция группировки результатов по одинаковым результатам и поиска максимума и минимума.

Фрагмент дерева группировки одинаковых перестановок представлен на рисунке 1.

1	Расчет ▾	Матожидание СВ ▾	Дисперсия ▾	Число перестановок ▾
2	8.1.1	23.343339	155.788996	48
3	8.1.1	23.343339	172.438974	48
4	8.1.1	23.343339	189.072302	192

Рисунок 1. Дерево группировки результатов перестановок

Были сделаны выводы о наихудшем и наилучшем способе перестановки для каждого из трех кодов.

3. Заключение

Предложена программная реализация, с помощью которой пользователь может найти «наилучший» вариант кодирования по принципу наименьшей дисперсии и минимального коэффициента искажений. Также появляется возможность анализа способов кодирования с количеством символов на элемент сообщения от 2 до произвольного значения, учитывая мощность вычислительной машины.

Для более масштабных расчетов, например для исходных матриц размером 16 x 16, на данном этапе создания программного алгоритма машинное время обработки измеряется в часах, а не в минутах, поскольку количество вариантов кодирования колоссально большое, равное $(16)!$, а это более 20 трлн вариантов кодирования. Для оптимизации программного алгоритма разрабатывается многопоточный вариант приложения.

Список литературы

1. A. Y. Kudryashova and A. S. Adzhemov, "Building an Algorithm for Estimating the Effective Coding of a Source when Converting Signals in Various Metric Spaces," 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/WECONF.2018.8604380.
2. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "About Interferable Binary Code Constructions," 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166042.
3. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Model of Effective Color Image Coding Taking into Account the Peculiarities of Colorimetry System," 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814193.
4. A. Y. Kudryashova, A. S. Adzhemov and I. V. Vlasuyk, "Application of Weber-Fechner Law in Image Transmission in the Field of Onboard Communications," 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/SOSG.2019.8706774.

Разработка алгоритма определения азимута и угла места источников радиоизлучений

¹ Львович И. Я., ¹ Преображенский А. П., ² Чопоров О. Н.

¹ Воронежский институт высоких технологий
г. Воронеж, 394043, ул. Ленина, 73а, Российская Федерация
app@vivt.ru

² Воронежский государственный технический университет
г. Воронеж, 394026, ул. Московский проспект, 14, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается подход для определения азимута и угла места источников радиоизлучений с использованием круговых антенных решеток, сформированных из нескольких элементов. Базирован он на определении квазиразрешения на основе нейросетевого моделирования. Показано поведение обучающих кривых для азимута и угла места при разных итерациях.

1. Введение

При проектировании радиопеленгаторных антенных решеток требуется соблюдать различные требования. Они связаны с тем, что должен расти коэффициент усиления, увеличиваться сектор и скорость в пространственном обзоре, уменьшаться боковые лепестки. Это ведет к поиску различных новых способов, позволяющих осуществлять построение подобных объектов [1, 2]. Существуют определенные трудности, определяемые тем, большей частью ориентируются на некоторую вычислительную процедуру, на основе которой определяются параметры. Но в ходе реализации вычислительных подходов не всегда просто осуществлять процессы быстрой оценки элементов в автокорреляционной матрице, относящейся к входному сигналу. В этой связи на практике представляет интерес применение оптимизационных алгоритмов, в которых учитывается прием и обработка сигналов для многоканальных различных систем [3]. В работе проводится формирование и исследование алгоритма, в рамках которого можно определять азимут и угол места интересующего нас источника.

2. Теория

Если воздействуют помехи, ведущие к ошибкам в измерениях, тогда представляет интерес использование оптимизационных методов [4]. На их основе задача по определению угловых координат источников на базе экспериментальных данных может быть преобразована с точки зрения того, чтобы был найден глобальный минимум функции, характеризуемый несколькими переменными. В качестве таких переменных, например, могут анализироваться угловые координаты или параметры поляризационных диаграмм.

При этом удастся получить квазиразрешение. Почему оно представляет интерес? При небольших изменениях в первичных данных оно будет устойчиво. С точки зрения практики следует стремиться к тому, чтобы осуществлять уменьшение в числе вычислительных операций. Рассмотрим характеристики антенной решетки (АР).

В ее состав входят несколько элементов. Среди них есть, так называемый, опорный. На базе такой структуры мы можем определять азимут и угол места интересующих нас источников. Координаты для элементов АР будут описываться следующими закономерностями:

$$\begin{pmatrix} X_k \\ Y_k \end{pmatrix} = R_{\text{АД}} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{(n-1)2\pi}{N-1}\right) \\ \sin\left(\frac{(n-1)2\pi}{N-1}\right) \end{pmatrix}, \quad k = \overline{1, N-1}, \quad (1)$$

Видно, что это круговая АР, в которой радиус $R_{\text{АД}}$. Число элементов N не учитывает опорный. В первичной радиоволне для величин набегов фаз, которые будут между k -м и опорным (0-м) вибраторами АР можно записать выражение

$$\psi_k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta_k = \frac{2\pi}{\lambda_0} (x_k \cos(\alpha) + y_k \sin(\alpha)) \sin(\theta), \quad k = \overline{1, N}. \quad (2)$$

Требуется осуществить минимизацию выражения (3), в результате будет найдено квазиразрешение.

$$F_{\text{нел}}(\alpha, \Theta) = \sum_{k=1}^N \left[\Psi_k - k_0 \Theta (x_k \cos(\alpha) + y_k \sin(\alpha)) \right]^2. \quad (3)$$

в указанном выражении $\Theta = \sin(\theta)$; Ψ_k - значения разницы фаз Ψ_k среди k -м и опорным вибратором. Они искажены за счет шумов и ошибок измерений.

Можно воспользоваться нейросетевым моделированием [5]. Оператор нейросетевого моделирования рассматривается в виде композиции двух операторов, связанных с тем, что проецируются входные сигналы нейронов, после этого осуществляется нелинейная аппроксимация по результатам проецирования.

2. Результаты

На рис. 1 приведена иллюстрация того, каким образом будут идти обучающие кривые, когда осуществляется нейросетевое моделирование для (3). Рассматривается АР, в которой 5 элементов и $R=0.23$ м. Сигнал характеризуется частотой $f=145$ МГц. Он идет в направлении: $\alpha=43^\circ$ и $\theta=87^\circ$.

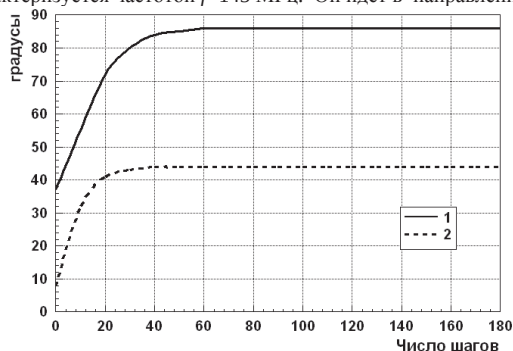


Рис. 1. Иллюстрация обучающих кривых по азимуту (α) (кривая 1) и углу места (θ) (кривая 2)

Учитывались ошибки измерения, когда строились обучающие кривые. Нормальный закон характерен для этих кривых. Математическое ожидание является нулевым, значение СКО будет $\sigma_{\text{изм}} = 0.1A_{\text{сигн}}$. В исследуемом сигнале $A_{\text{сигн}}$ - это его амплитуда. В ходе исследования алгоритма было показано, что когда угол места уменьшается, тогда необходимо большее число шагов при моделировании. Число шагов около 130-140. Погрешность по азимуту и углу места α, θ около $(1 \div 0.8) \%$.

3. Заключение

Осуществленные исследования позволяют сформулировать рекомендации к использованию алгоритма, реализующих нейросетевое моделирование, для применения на практике в системах радиомониторинга и пеленгации на базе мобильных малозлементных антенных решеток.

Список литературы

1. Swindlehurs A., Kailath T. Azimuth/elevation direction finding regular array geometries // IEEE Trans. Aerosp. and Electron Syst. 1993. V. 23. N 1. pp. 145-156.
2. Terentyeva P. V., Golovkov G. A., Borovikov S. G. Antenna Array for the Passive Radar Monitoring System. Proc. of 2018 22nd Intern. Microwave and Radar Conference (MIKON), 14-17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway, IEEE, 2018, pp 208-211.
3. Yang K.W., Zhang F.S. Design of a Novel Wideband Printed Dipole Array Antenna. Proc. of 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 21-24 July 2018, Xuzhou, China. Piscataway, IEEE, 2018.
4. Odu G.O., Charles-Owaba O.E. Review of Multi-criteria Optimization Methods - Theory and Applications // IOSR Journal of Engineering (IOSRJEN), vol 3, 2013, pp.1-14.
5. Тархов Д.А. Нейросетевые модели и алгоритмы: справочник. - Москва: Радиотехника, 2014. 349 с.

Прием сверхширокополосных хаотических радиопульсов с большой базой¹

^{1, 2} Андреев Ю. В.

¹ Московский физико-технический институт (Национальный исследовательский университет)
г. Долгопрудный, Московская область, 141700, Российская Федерация
andreev.iuv@mipt.ru

² Институт радиотехники и электроники РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11 корп. 7, Российская Федерация

Аннотация: Исследуется задача энергетического приема хаотических радиопульсов с помощью детектора огибающей. Показано, что для сверхширокополосных хаотических радиопульсов с большой базой можно получить аналитические выражения для характеристик приемника и системы связи в целом.

1. Введение

Рассматривается энергетический прием сверхширокополосных (СШП) хаотических радиопульсов с помощью детектора огибающей. Такой тип приемника до настоящего времени является одним из самых простых и практически работающих приемников СШП радиопульсов [1-3].

2. Теория

Анализ делается при следующих допущениях. Детектор огибающей построен на основе квадратичного детектора с согласованным по скорости передачи фильтром низких частот на выходе. Канал связи будем считать статическим; рассматривается AWGN-канал; эффектами многолучевого распространения пренебрежем. Передаваемая бинарная информация кодируется потоком радиопульсов, система сигналов ортогональная. Несущий хаотический сигнал $s(t)$ формируется детерминированной динамической системой, спектр сигнала $S(f)$ ограничен полосой $[f_0, f_0]$.

Задача приемника состоит в обнаружении СШП хаотического радиопульса на известном временном интервале $[0, T]$, где T – длительность радиопульса. Система должна различать два следующих случая:

$$\begin{aligned} X_1(t) &= s(t) + \xi(t), & \text{– символ «1»} \\ X_0(t) &= \xi(t) & \text{– символ «0»,} \end{aligned} \quad (1)$$

где $X(t)$ – сигнал на входе детектора, $\xi(t)$ – шум приемника, приведенный ко входу детектора, подстрочные знаки «1» и «0» в обозначениях переменных и функций относятся к случаям соответственно наличия или отсутствия импульса. Тогда сигнал на выходе детектора огибающей X_D в момент времени T равен энергии радиопульса на временном интервале $[0, T]$:

$$X_D(T) = \int_0^T X^2(\tau) d\tau = \begin{cases} E_1 = \int_0^T (s(\tau) + \xi(\tau))^2 d\tau, & \text{передача "1"} \\ E_0 = \int_0^T \xi^2(\tau) d\tau. & \text{передача "0"} \end{cases} \quad (2)$$

Так как шумоподобный сигнал $s(t)$ и гауссова помеха $\xi(t)$ являются некоррелированными величинами с нулевым средним, в выражении для E_1 при возведении в квадрат можно пренебречь перекрестным членом.

Для дальнейшего анализа удобно перейти от непрерывного представления сигналов к дискретному, при этом на интервале $[0, T]$ согласно теореме Котельникова получится $n = \frac{T}{\Delta t} = 2T\Delta f$ независимых отсчетов, или $n = 2B$, где $\Delta f = f_0 - f_0$, а $B = \Delta f \Delta T$ – база сигнала [4].

В рамках данной модели, шум в канале связи будем представлять «белым» шумом, отфильтрованным в частотной полосе $[f_0, f_0]$. Моделировать его будем случайными отсчетами с нормальным распределением $N(0, \sigma_\xi^2)$. Энергия E_0 есть сумма квадратов отсчетов случайной помехи. Соответственно, E_0 описывается распределением хи-квадрат $\chi^2(n)$ с моментами $E[\chi] = n\sigma_\xi^2$, $D[\chi] = 2n\sigma_\xi^2$. Согласно центральной предельной теореме [4] при $n \gg 1$ распределение хи-квадрат можно аппроксиро-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-02-00877 А.

мировать нормальным распределением $N(n\sigma_{\text{ш}}^2, 2n\sigma_{\text{ш}}^4)$. В практических приложениях связи, использующих СШП хаотические радиоимпульсы, условие $n \gg 1$ уверенно выполняется, поэтому в модели приемника *длинных* хаотических радиоимпульсов выражение для E_0 можно с хорошей точностью аппроксимировать выражением

$$E_0 = \sum_{i=1}^n \xi_i^2 = n\sigma_{\text{ш}}^2 + \zeta_{\text{ш}}, \quad (3)$$

где $\zeta_{\text{ш}}$ – случайная величина, описываемая нормальным распределением $N(0, 2n\sigma_{\text{ш}}^4)$. (Ранее в работах [5, 6] была допущена ошибка в выражении для дисперсии распределения E_1 . Следует пользоваться выражением $D = 2n(\sigma_x^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)^2$.)

Аналогично, отсчеты несущего хаотического сигнала будем моделировать случайными отсчетами с нормальным распределением $N(0, \sigma_x^2)$, тогда

$$E_1 = \sum_{i=1}^n s_i^2 + \sum_{i=1}^n \xi_i^2 = n(\sigma_x^2 + \sigma_{\text{ш}}^2) + \zeta_x + \zeta_{\text{ш}} = \zeta_{\Sigma}, \quad (4)$$

где ζ_{Σ} – отсчеты с нормальным распределением $N(n(\sigma_x^2 + \sigma_{\text{ш}}^2), 2n(\sigma_x^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)^2)$.

По аналогии с подходом [7], пронормируем распределения на дисперсию шума и введем вспомогательный параметр $\rho = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}$, который можно трактовать как отношение сигнал/шум (SNR) на входе детектора. Тогда выражение для порога в явном виде имеет следующий вид

$$y_T = \frac{1+\rho}{2+\rho} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4}{n} \frac{2+\rho}{\rho} \ln(1+\rho)} \right), \quad (5)$$

а вероятность ошибки приема хаотического радиоимпульса с большой базой ($B \gg 1$)

$$P_{\text{err}} = \frac{1}{2} \Phi(-\sqrt{B}(y_T - 1)) + \frac{1}{2} \Phi(-\sqrt{B}(1 - \frac{y_T}{1+\rho})). \quad (6)$$

где $\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-t^2/2} dt$ – кумулятивная функция нормального распределения.

3. Заключение

С использованием подхода, предложенного в [7], в докладе рассмотрена задача приема СШП хаотических радиоимпульсов с большой базой. В качестве модели СШП хаотических радиоимпульсов используется генератор случайных сигналов с нормальным распределением. Показано, что для радиоимпульсов с большой базой энергия радиоимпульсов также может быть описана нормальным распределением. Таким образом, характеристики энергетического приема с помощью детектора огибающей вычисляются аналитически.

Полученные аналитические решения могут найти применение в расчетах многоэлементных систем передачи и приема информации с помощью хаотических сигналов.

Список литературы

1. Dmitriev A.S., Kyarginsky B.E., Panas A.I., and Starkov S.O. // Int. J. Bifurcation and Chaos, 2003, Vol. 13, No. 6, pp. 1495–1507.
2. Khan M. G., Sallberg B., Nordberg J., Claesson I. Robust Weighted Non-Coherent Receiver for Impulse Radio UWB PPM Signals // IEEE Commun. Lett. 2011, vol. 15, no. 6, pp. 614–616. doi: 10.1109/LCOMM.2011.040711.102583.
3. Wang F., Tian Z., Sadler B.M. Weighted Energy Detection for Noncoherent Ultra-Wideband Receiver Design // IEEE Trans. Wireless Commun. 2011. V. 10, P. 710–720.
4. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. 11е изд. М.: Наука, 2010.
5. Андреев Ю.В. Обнаружение хаотических радиоимпульсов с помощью ансамбля детекторов огибающих // Письма в ЖТФ. 2021, Т. 47, вып. 1, С. 27–30.
6. Andreyev Y.V. Multi-Element Receiver for Ultra-Wideband Chaotic Communications // Proc. Int. Conf. SYNCHROINFO 2020, Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1–5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166099.
7. Харкевич А.А. Борьба с помехами. М.: Физ.-мат. лит, 1965. 274 с.

Повышение точности определения местоположения радиомаяков в однопозиционных пассивных системах навигации

¹ Петров Ю. В.

²Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова
ул. 1-я Красноармейская, д.1, Санкт-Петербург, 190005, Российская Федерация
petrov-i4@yandex.ru

Аннотация. Из-за отсутствия информации о времени и точном значении несущей частоты различных источников излучения, в т.ч. радиомаяков, непосредственное измерение дальности до них по запаздыванию радиосигналов и скорости сближения с ними в однопозиционных системах невозможно. В этом случае основным источником информации об излучателе могут быть только измерения их угловых координат. Известны различные методы определения координат излучающих целей по угломерным данным в однопозиционных системах [1-4]. Однако они все требуют достаточно большого времени для достижения заданной точности. В данной работе автор предлагает метод определения расстояния до радиомаяков с помощью одиночного пеленгатора за счёт его собственного движения и формирования «мнимой» базы экстраполяцией значений пеленгов и собственного положения.

Суть метода состоит в том, что дальность до излучателя определяется по «мнимой» базе и двум пеленгам: полученному в первый момент времени, и экстраполированному (по результатам всех измерений) на некоторый момент времени [5]. Экстраполяция значений пеленгов производится с помощью метода наименьших квадратов. Если носитель пеленгатора движется равномерно и прямолинейно на достаточно большом расстоянии от радиомаяка, то значения пеленгов меняются медленно, и можно предполагать линейное их изменение. Однако, очевидно, что при уменьшении расстояния гипотеза о линейном изменении пеленгов во времени становится несправедлива. Использование для преодоления возникающих трудностей алгоритмов линеаризации на основе расширенного фильтра Калмана не дает ощутимых результатов [6], поскольку такие алгоритмы требуют достаточно точного начального приближения, большого времени и не работают в плохо наблюдаемых ситуациях.

В отличие от известных методов [7-8], предложено экстраполировать значения пеленгов во времени как «вперед», так и «назад». Показано, что такая экстраполяция уменьшает СКО ошибок при прочих равных условиях. Примечательно, что при этом не затрачивается никаких дополнительных ресурсов: для расчетов используются одни и те же измеренные пеленги и координаты, а коэффициенты полинома рассчитываются по ним один раз.

Получено выражение для оценки потенциальной точности определения местоположения источника радиоизлучения данным методом. Определено оптимальное значение интервала экстраполяции. Сделан вывод, что для повышения точности определения местоположения источника радиоизлучения необходимо использовать модели с высокими степенями экстраполирующего полинома или нелинейные функции [9].

Список литературы

1. Верб В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография. М.: Радиотехника, 2014. – 528 с.
2. Меркулов В.И., Чернов В.С., Гандурин В.А. и др. Авиационные системы радиоуправления. М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 2008. 424 с.
3. Бызов А.Н., Петров Ю.В. Определение местоположения источника радиоизлучения пассивными средствами летательного аппарата // Вопросы радиоэлектроники, Серия РЛТ. Выпуск 4. 2014. XII. С. 47-56.
4. Бызов А.Н., Петров Ю.В., Рогожин В.А. Методика оценки времени достижения заданной точности определения дальности до источника радиоизлучения одним подвижным пеленгатором. Вопросы радиоэлектроники, Серия ОТ. 2016. №8.
5. Петров Ю. В., Юхно С. А., Бакарас С. И. Определение координат источников радиоизлучения методом «мнимой базы» в однопозиционных пассивных системах // Вопросы радиоэлектроники. 2018.
6. Рудинский А.В., Шенгелия М.В. О возможности однопозиционного определения дистанции до объекта в пассивном режиме работы радиотелескопа // Фундаментальные исследования, 2013. №11. с. 648-650.
7. Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоположения источников излучения. М.: Радиотехника, 2008. 432 с.
8. Шовгун В.А. Измерение курса и дальности воздушного излучающего объекта с помощью подвижного пассивного радиопеленгатора // Радиоэлектроника, 2005, №4. С. 34-45.
9. Алгоритм Левенберга — Марквардта для нелинейного метода наименьших квадратов и его реализация на Python. [Электронный ресурс]. (Дата обращения 09.03.2018)

Повышение помехозащищенности канала связи с сигналом QAM-16

¹ Ведынькин Д. А., Гильфанова А. Ф.

¹ Казанский национальный исследовательский университет им. А. Н. Туполева — КАИ
г. Казань, ул. Карла Маркса, д. 10, 420111, Российская Федерация
denis_ved@mail.ru

Аннотация: Рассмотрен один из методов повышения помехозащищенности канала связи посредством изменения сигнального созвездия с сигналом QAM-16.

1. Введение

В настоящее время всё более широкое применение находят системы связи, использующие квадратурные форматы модуляции. Естественно вопросам повышения качества передачи цифровой информации в подобного рода системах уделяется довольно большое внимание.

2. Математическая модель канала связи

Исследование сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией является актуальной задачей, так как эти сигналы нашли широкое применение в цифровых системах передачи информации, благодаря тому, что они являются более эффективными при передаче сообщений [1,2,3].

В программной среде MATLAB создана модель квадратурного амплитудного модулированного сигнала (рис. 1) [4]. Каждое возможное значение сигнала представляется в виде комбинации различных амплитуд и фаз на комплексной плоскости. Далее к этому сигналу добавляется цветной шум (здесь фиолетовый). На рис. 1 можем заметить, что под действием шума некоторые точки сигнального созвездия изменяют свои координаты (значения амплитуды и фазы). Эти точки принимают с ошибкой (они обозначены зеленым цветом).

Предлагается метод повышения помехозащищенности, который заключается в изменении сигнального созвездия [5,6]. Здесь для точки, которая чаще остальных принимается с ошибкой, принимается решение переместить ее в область сигнального созвездия, где шум не действует (рис.2).

При моделировании сигнала QAM - 16 с шумом коэффициент ошибок равен 0,2, при изменении созвездия коэффициент снижается до 0,144 (количество ошибок значительно снизилось).

Таким образом, можем сделать вывод о том, что данный метод повышения помехозащищенности, при котором изменяется сигнальное созвездие, является действенным и позволяет существенно уменьшить количество ошибок, которые возникли в процессе передачи сообщения.

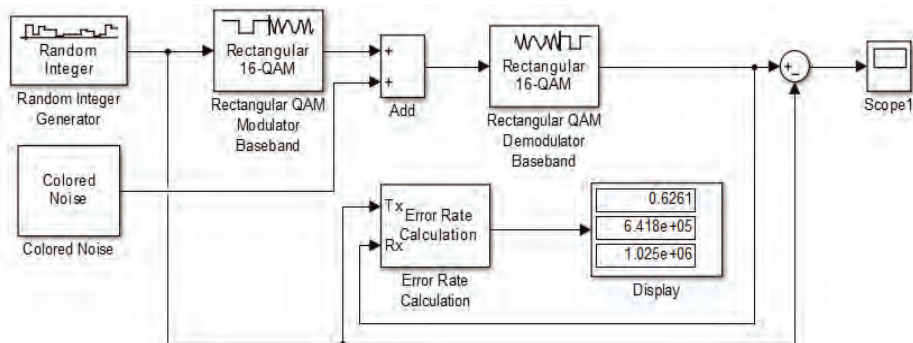


Рис. 1. Структурная схема модуляции QAM-16

3. Заключение

В докладе рассматривается метод повышения помехозащищенности канала связи, использующего шестнадцатипозиционную квадратурную амплитудную модуляцию путем изменения формы сигнального созвездия.

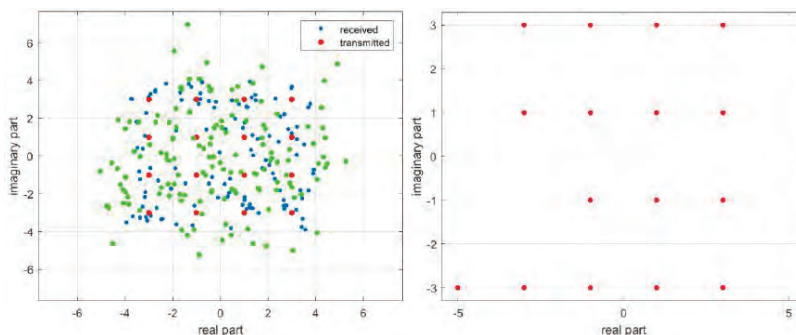


Рис. 2. Сигнальное созвездие принятого сигнала и измененное сигнальное созвездие

Список литературы

1. Комраков А. А. Методы цифровой модуляции в современных беспроводных сетях / А. А. Комраков // Современные тенденции развития науки и технологий : По материалам III Международной научно-практической конференции, г. Белгород, 30 июня 2015 г. – Белгород : изд-во ИП Ткачева Екатерина Петровна, 2015. С. 82-86.
2. Шелковина Е. А. Сравнительный анализ методов цифровой модуляции в стандартах цифрового радиовещания / Е. А. Шелковина, О. Г. Лебедев // Системы обработки информации. 2014. № 8(124). С. 55-58.
3. Мелихов С. В. Методы манипуляции цифровой радиосвязи : Учебное пособие для лекционных и практических занятий, курсового проектирования, самостоятельной работы студентов радиотехнических специальностей. Томск : Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2017. 64 с.
4. Самигуллин Р. Р. Исследование программных моделей методов модуляции в цифровых системах передачи информации / Р. Р. Самигуллин, С. А. Демеев, Т. О. Вазиев // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2014: Материалы XV Международной научно-технической конференции. Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2014: Материалы XII Международной научно-технической конференции. Т. 2. Казань : изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. С. 86-88.
5. Голиков А. М. Сети и системы радиосвязи и средства их информационной защиты : учеб. пособие / А. М. Голиков. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 392 с.
6. Веденькин, Д. А. Анализ влияния поворота сигнального созвездия на уровень символьных и битовых ошибок в фазовых форматах модуляции / Д. А. Веденькин, Д. Г. Макарова, И. Д. Филареева // Инженерный вестник Дона. 2018. № 3 (50). С. 46.

Пройдя ограничители 17 и 18, сигналы нижней и верхней составляющей поступят на фазовые детекторы 19 и 20 соответственно. На вторые входы фазовых детекторов поступает $G(t)$. Фазовые детекторы 19 и 20 выполнены на основе интегральных перемножающих схем, поэтому на входе интеграторов 21 и 22 будут формироваться напряжения, пропорциональные величинам $\Delta\varphi_1 = \varphi - \varphi_n$ и $\Delta\varphi_2 = \varphi - \varphi_v$ соответственно. В вычитающем устройстве 23 значения этих напряжений будут вычитаться, причем результирующее напряжение на выходе будет пропорционально величине фазовых искажений $\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_v$. $U_{\Delta\varphi}$ будет сравниваться с допустимым значением $U_{\Delta\varphi\text{доп}} < 50$ в пиковом детекторе 24, тогда:

а) при наличии частотно-селективных замираний величина $\Delta\varphi \neq 0$, $U_{\Delta\varphi} \geq U_{\Delta\varphi\text{доп}}$ на выходе пикового детектора 24 образовывается управляющее напряжение $U=1$, которое, поступая на управляющий вход коммутатора 7, переводит его в автокорреляционный режим работы. При этом сигнал с первого входа коммутатора сигналов $U(t-T)$, пройдя коммутатор сигналов 7, поступит на опорный вход перемножителя 3. Произведение сигналов $u(t)$ и $u(t-T)$ интегрируется в интеграторе 4, на выходе которого получаем результат интегрирования [3]

$$I_1 = \int_{(n-1)T}^{nT} \{A \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0] + \xi(t)\} \{A \cos[\omega_0 t + \varphi(t-T) + \varphi_0] + \xi(t)\} dt. \quad (2)$$

В последующем решающее устройство 8, синхронизируемой системой тактовой синхронизации 9, принимает решение по величине и знаку I_1 .

б) при отсутствии частотно-селективных замираний величина $\Delta\varphi \approx 0$, $U_{\Delta\varphi} \geq U_{\Delta\varphi\text{доп}}$ на выходе пикового детектора 24 образуется управляющее напряжение $U = 0$, которое, поступая на управляющий вход коммутатора сигналов 7, переводит его на когерентный режим работы. При этом сигнал $G(t)$ со второго входа коммутатора сигналов 7, поступит на опорный вход перемножителя 3. Произведение этих интегрируется в интеграторе 4, на выходе которого будет результат

$$I_2 = \int_{(n-1)T}^{nT} A [\cos(\omega_0(t) + \varphi(t) + \varphi_0) + \xi(t)] A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) dt. \quad (3)$$

В последующем решающее устройство 8, синхронизируемое блоком тактовой синхронизации 9, принимает решение по величине и знаку I_2 .

Для повышения точности измерения дальности [4], а также для устранения неоднозначности измерений в предлагаемой системе используется двухшкальный метод.

Радиальную составляющую скорости можно измерять в запросном (когерентном) или беззапросном режиме [5]. Запросный режим, обеспечивающий наиболее точные измерения, в НРТК является основным.

3. Заключение

Разработанная специализированная система измерения параметров движения КА позволяет использовать ее дополнительно к штатной конфигурации наземных РТК (в частности комплекса «Квант-Д»), которые уже имеют в своем составе средства измерения текущих навигационных параметров (ТНП). Это обеспечивает уменьшение на порядок зоны неоднозначности измерения дальности до КА и позволяет достичь величины относительной ошибки ее измерения 10^{-6} .

Список литературы

1. Космические траекторные измерения. Радиотехнические методы измерений и математическая обработка данных / Агаджанов П. А., Барабанов Н. М., Буренин Н. И. и др. / Под. ред. Агаджанова П. А., Дулевича В. Е., Коростелева А. А. М.: Советское радио, 1964. 504 с.
2. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов / Р. В. Бакитко, М. Б. Васильев, А. С. Виницкий и др. / Под ред. А. С. Виницкого. М.: Радио и связь, 1993. 328 с.
3. Козелков С. В., Тарактей В. П., Ньюкин Н. В. Анализ особенностей частотно-избирательного ограничения СВЧ и КВЧ радиоустройств // Авиационно-космическая техника и технология. 2000. Вып. 15. С. 199–203.
4. Поляков А. Л., Рачинский А. П., Ломоносов С. Е., Моргун А. А. Анализ возможностей повышения эффективности системы контроля и анализа космической обстановки для навигационного обеспечения управления космическими аппаратами // Системы навигации, управления и связи. Киев: ЦНДИ навигации и управления. 2007. Вып. 1. С. 7–11.
5. Козелков С. В., Богдановский А. П., Поляков А. Л., Рачинский А. П. Математическая модель идентификации космических объектов по неконтролируемому излучению бортовой аппаратуры. Сборник научных трудов. Харьков: ХУВС им. И. Кожудуба, 2007. Вып. 4(62). С. 51–55.

Изменение загруженности КВ радиоканалов при расширении их полосы пропускания от 3 кГц до 24 кГц

Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Бельгибаев Р.Р.

Поволжский государственный технологический университет
г. Йошкар-Ола, 424000, пл. Ленина, 3, Российская Федерация
BelgibaevRR@vilgatech.net

Аннотация: Исследовалась задача оценки степени изменения загруженности радиоканалов с увеличением их полосы с 3 до 24 кГц. Разработаны методики, алгоритмы и программно-аппаратные средства на базе SDR технологии для мониторинга загруженности естественными шумами и антропогенными помехами КВ радиоканалов с полосой частот, кратной 3 кГц. Получены экспериментальные данные влияния на загруженность полосы канала и геофизических факторов.

1. Введение

КВ радиосвязь используется гражданскими, промышленными, военными службами и организациями и актуальна для обеспечения связности нашей территории. Системы связи КВ-диапазона обладают рядом преимуществ, таких как: универсальность применения, стоимость и техническая сложность, большая зона покрытия, что важно для связи в труднодоступной местности: горы, море и др. Они обладают возможностью обмена с минимальными затратами с системами спутниковой связи. Дальнейшее ее развитие предполагает расширение полосы частот каналов до 48 кГц и обеспечение когнитивности КВ связи. Последнее связано с задачей обеспечения связи в наименее загруженных естественными шумами и антропогенными помехами каналах для минимизации энергетических затрат. Для оценки степени загруженности изменчивых каналов систему связи дополняют режимом мониторинга спектральной плотности помех с разрешением не меньше полосы используемых каналов. Кроме того, расширение полосы частот каналов от 3 кГц до значений 24 кГц и использование наименее загруженных из них позволяет существенно увеличить пропускную способность КВ связи и расширить область ее применимости. Для комплексирования применяемых в связи методов разработки ведутся с использованием SDR и новейших IT технологий.

2. Теория и эксперимент

Предполагалось, что КВ диапазон разбит на полосы частот по одному мегагерцу, начиная с 3 МГц. В каждой рассматривались примыкающие каналы с полосами, кратными 3 кГц (до кратности 8). Методом ДПФ оценивался с частотным разрешением 3 кГц: 6 кГц; 12 кГц и 24 кГц спектр канального естественного шума в смеси с антропогенными помехами. Элементы разрешения принимались за парциальные радиоканалы на различной рабочей частоте. Для оценки их загруженности сравнивался уровень спектральной мощности помех в каждом из каналов на полосе частот 1 МГц. Для каждой из них выбирались 10 каналов с наименьшими значениями спектральной плотности и результат усреднялся. В качестве порога принимался уровень 10 дБ по отношению к минимальному. Если для тестируемого канала уровень шума превышал пороговый, то канал считался загруженным и для дальнейшей количественной оценки ему присваивалось значение, равное нулю. В противном случае присваивалась единица. Естественно, что загруженность меняется во времени и возникает потребность в оценке доступности канала за некоторый интервал времени (принято за час). Для ее характеристики вводится метрика СМА, равная проценту минут на часе, когда канал был не загружен. Каналы с метрикой 0,75-1 считаются не занятыми (доступными) на этом часе. Графически для градации каналов по метрике СМА принят следующий подход: 0 - 0,25 - красный; 0,25 – 0,5 – оранжевый; 0,5 - 0,75 – желтый и 0,75 - 1 – зеленый.

Для мониторинга спектра помех в КВ диапазоне с разрешением 3 кГц, 6 кГц, 12 кГц и 24 кГц был разработан лабораторный образец программно-аппаратного комплекса с использованием SDR технологии и универсальной аппаратной платформы типа USRP – 210. Применялась антенна типа T2FD модели AN-710. Квадратурная обработка осуществлялась на ПЭВМ высокой производительности. Для алгоритмического обеспечения было дано научное обоснование методик анализа занятости широкополосных КВ радиоканалов на основе спектрального анализа антропогенных и естественных канальных шумов, разработаны методики, основанные на развитых канальных моделях распространения сигналов в ионосфере и их спектральных характеристик загруженности.

Эксперименты проводились в декабре 2020 г. При анализе учитывалось, что обычно рабочие частоты из диапазона 3–8 МГц используются, на радиолиниях NVIS связи (протяженностью трассы до 400–650 км), а частоты в диапазоне 8 – 30 МГц – для дальней (протяженностью трассы до 650 – 2500 км). На рис. 1 представлены полученные для 11 и 23 часов UTC результаты экспериментального определения суточных зависимостей загруженности в метрике СМА радиоканалов с полосой 3–24 кГц в КВ диапазоне.

		3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
11	3 кГц	0.82	0.73	0.73	0.76	0.71	0.74	0.8	0.86	0.87	0.88	0.82	0.82	0.79	0.78	0.76	0.76	0.74	0.74	0.79	0.77	0.82	0.85	0.87	0.89	0.86
	6 кГц	0.68	0.53	0.53	0.58	0.5	0.57	0.66	0.73	0.76	0.78	0.68	0.7	0.69	0.66	0.65	0.62	0.57	0.56	0.64	0.62	0.68	0.73	0.77	0.8	0.75
	12 кГц	0.44	0.29	0.27	0.36	0.28	0.31	0.42	0.51	0.56	0.6	0.47	0.48	0.54	0.47	0.49	0.44	0.39	0.33	0.41	0.45	0.44	0.56	0.62	0.65	0.6
	24 кГц	0.29	0.15	0.14	0.14	0.18	0.13	0.15	0.16	0.31	0.38	0.29	0.26	0.29	0.29	0.25	0.18	0.17	0.1	0.22	0.2	0.23	0.25	0.4	0.35	0.38
23	3 кГц	0.86	0.79	0.78	0.8	0.78	0.76	0.8	0.83	0.87	0.88	0.84	0.79	0.82	0.81	0.82	0.8	0.82	0.82	0.81	0.83	0.83	0.88	0.89	0.88	0.89
	6 кГц	0.72	0.61	0.62	0.65	0.6	0.6	0.65	0.68	0.76	0.76	0.73	0.66	0.74	0.71	0.77	0.71	0.73	0.72	0.69	0.73	0.72	0.79	0.8	0.8	0.8
	12 кГц	0.49	0.36	0.39	0.47	0.43	0.4	0.4	0.48	0.58	0.57	0.58	0.49	0.59	0.53	0.65	0.54	0.58	0.57	0.52	0.6	0.55	0.66	0.69	0.68	0.68
	24 кГц	0.32	0.14	0.19	0.25	0.28	0.24	0.19	0.27	0.38	0.37	0.38	0.27	0.33	0.35	0.43	0.39	0.34	0.39	0.33	0.35	0.39	0.46	0.53	0.45	0.49

Рис. 1. Суточные зависимости загруженности в метрике СМА радиоканалов с полосой 3–24 кГц

Результаты показывают, что для Йошкар-Олы наиболее занятые в дневное время каналы принадлежат частотным диапазонам 4–6 МГц, 7–8 МГц и 19–21 МГц. Загруженность радиоканалов возрастает с увеличением их полосы частот, а с увеличением частоты радиоканалов, их загруженность как правило уменьшается. В ночное время суток загруженность радиоканалов уменьшается. Такой результат связан с изменением критической частоты слоя F2 от дня к ночи, что приводит к изменению дальности при приеме антропогенных шумов. На этот же эффект указывает некоторое уменьшение загруженности радиоканалов полосой в диапазоне 3–4 МГц и увеличение загруженности радиоканалов в полосе 5–9 МГц. Наблюдаемая низкая занятость радиоканалов в диапазонах 3–4 МГц и 6–7 МГц создает условия для организации широкополосной NVIS связи по нескольким примыкающим (или не примыкающим) каналам с полосами кратными 3 кГц.

3. Заключение

Дано научное обоснование методик анализа загруженности широкополосных КВ радиоканалов на основе спектрального анализа антропогенных и естественных канальных шумов. На базе технологий SDR разработан лабораторный образец программно-аппаратного комплекса для мониторинга спектра помех в КВ диапазоне с разрешением 3 кГц, 6 кГц, 12 кГц и 24 кГц. Экспериментально установлено, что для Йошкар-Олы наиболее загруженные в дневное время каналы принадлежат частотным диапазонам 4–6 МГц, 7–8 МГц и 19–21 МГц. Загруженность каналов, как правило, уменьшается с ростом частоты и в ночное время суток. Экспериментально установлено, что при использовании NVIS связи загруженность каналов увеличивается. Низкая загруженность радиоканалов в диапазонах 3–4 МГц и 6–7 МГц создает возможность организации широкополосной тактической NVIS связи. Таким образом, на основе экспериментальных измерений показана принципиальная возможность реализации широкополосной КВ связи с полосами до 24 кГц, позволяющей существенно повысить скорость передачи информации и расширить ее область применения.

Работа выполнена при поддержке гранта № 19-07-00629 Российского фонда фундаментальных исследований.

Список литературы

1. Proakis J.G., Salehi M., "Digital Communications. 5th ed", New York: McGraw-Hill, 2008.
2. William N. Furman, John W. Nieto, Erik N. Koski, "Initial Wideband HF ALE: Approach and On-Air Test Results", The Nordic Shortwave Conference HF13, Faro, Sweden, 2013. www.nordichf.org.
3. William N. Furman, John W. Nieto, William M. Batts, "Wideband HF Channel Availability – Measurement Techniques and Results", 14th International Ionospheric Effects Symposium, Alexandria, Virginia, USA, 2015. <http://ies2015.bc.edu>
4. Md G. Mostafa, Haris Haralambous, "Wideband Channel Availability Statistics over the High Frequency Spectrum in Cyprus", 2nd URSI AT-RASC, Gran Canaria, Spain, 2018. www.ursi.org
5. Recommendation ITU-R P.372-14 – "Radio noise", 20 SEPTEMBER 2019.

SNBWAN — синхронная LPWAN технология Интернета вещей с высокой пропускной способностью

Зверев Б. В., Сартаков А. Л.

ООО «ЭсЭнБиУАН»

г. Новосибирск, 630126, ул. Виллойская, 24-21, Российская Федерация

kb-mars@yandex.ru

Аннотация: К настоящему времени в России нашли практическое применение LPWAN технологии беспроводного доступа для Интернета вещей с широкополосным протоколом LoRaWAN, узкополосными протоколами Sigfox, XNB, NB-Fi и гибридным протоколом GoodWAN. Общим недостатком этих технологий является низкая пропускная способность, обусловленная несинхронным доступом конечных точек к частотно-временному ресурсу сети. В настоящей работе выполнен сравнительный анализ пропускной способности несинхронного и синхронного доступа в пространстве время-частота на основе представления о двумерном случайном процессе.

1. Введение

В несинхронных узкополосных технологиях Интернета вещей Sigfox [1], XNB, NB-Fi из-за большой нестабильности частоты, превышающей ширину полосы излучений сигнала, частота несущей по множеству конечных точек может принимать непрерывное множество случайных значений. Отсутствие временной синхронизации определяет и случайное время поступления сигналов в сеть при непрерывном равномерном распределении времени. Такой канал доступа конечных точек к частотно-временному ресурсу сети может быть определён как двумерный со случайными частотой и временем, принимающими произвольные значения на непрерывных интервалах. В несинхронной широкополосной технологии LoRaWAN доступ по частоте, в отличие от доступа по времени, не рассматривается как случайный, ввиду того, что ширина спектра сигнала много больше случайного отклонения частоты. Следовательно, канал доступа в LoRaWAN может быть определён как одномерный с непрерывным случайным временем. В настоящей работе алгоритмы случайного доступа в одномерном канале ALOHA обобщены на двумерные каналы. Определена сравнительная пропускная способность синхронной сети SNBWAN (Synchronous Narrow Band Wide Area Network) и несинхронных сетей при случайном доступе, а также пропускная способность синхронной сети при упорядоченном доступе, который невозможен в несинхронных сетях. Технология синхронного доступа к частотно-временному ресурсу в низкоскоростной сети Интернета вещей основана на синхронизации конечных точек от базовой станции (БС) [2]. Синхронизация позволила реализовать дискретный доступ, как по времени, так и по частоте при спонтанных и запланированных сеансах связи.

2. Теория

Пропускная способность одномерного канала (случайная частота или случайное время), при заданной вероятности успешной доставки пакета Ps_1 , определяется максимально-допустимой загрузкой одномерного канала G_1 , которая равна [3]:

- для алгоритма «чистая» ALOHA

$$G_1 = -\ln(Ps_1)/2,$$

- для алгоритма «слотовая» ALOHA

$$G_1 = -\ln(Ps_1).$$

Вероятность недоставки пакета в одномерном канале (вероятность коллизий)

$$Pc_1 = 1 - Ps_1$$

Пусть относительная загрузка канала по времени равна G_{1T} , а по частоте – G_{1F} . Тогда загрузка двумерного канала (время и частота), т.е. пропускная способность при заданной вероятности успешной доставки пакета в двумерном канале Ps_2 , равна

$$G_2 = G_{1T} G_{1F}.$$

Вероятность недоставки пакета в двумерном канале, $Pc_2 = 1 - Ps_2$, равна вероятности коллизий в двумерном канале

$$Pc_2 = Pc_{1T} Pc_{1F}, \text{ где}$$

P_{CT} – вероятность совпадения времени передачи пакетов,

P_{CF} – вероятность совпадения частоты передачи пакетов.

Если относительные загрузки по двум координатам в двумерном канале одинаковы и равны G_1 , то загрузка двумерного канала равна

$$G_2 = G_1^2,$$

а вероятность недоставки пакета в двумерном канале равна

$$P_{C2} = P_{C1}^2.$$

При использовании защиты от ошибок в полудуплексном канале методом автоматического запроса повторных передач (ARQ), последние увеличивают загрузку канала в $(1+P_{C2})$ раз. С учётом повторных передач допустимая загрузка канала первичными передачами пакетов

$$G_{P_{ARQ}} = G_2 / (1 + P_{C2}).$$

При использовании защиты от ошибок в симплексном канале методом N-кратных повторных передач, последние увеличивают загрузку канала в N раз. С учётом повторных передач допустимая загрузка канала первичными передачами пакетов

$$G_{P_N} = G_2 / N.$$

3. Результаты сравнения пропускной способности

Приложение теории пропускной способности двумерных случайных каналов к несинхронным узкополосным системам Sigfox, XNB, NB-Fi показало, что для получения критической вероятности коллизий пакетов 5%, при использовании двусторонней радиолинии с автоматическим запросом повторных передач (ARQ), загрузка канала первичными передачами пакетов должна быть 1,5%. Несинхронные системы часто используют одностороннюю радиолинию, в которой для надёжности доставки пакеты передаются 3 раза. В этом случае загрузка канала первичными передачами пакетов должна быть 0,5%. Допустимой загрузкой канала и определяется пропускная способность доступа к БС в той или иной технологии. Из полученных результатов следует вывод о крайне низкой эффективности использования частотно-временного ресурса несинхронными системами.

В синхронной сети SNBWAN конечные точки синхронизированы между собой и с базовой станцией как по времени, так и по частоте. Сетевая синхронизация определила использование случайного доступа по алгоритму «слотовая» ALOHA. Использование алгоритма доступа двумерная «слотовая» ALOHA придало SNBWAN превосходство в пропускной способности случайного доступа по сравнению несинхронными узкополосными системами в 4 раза, а по сравнению с широкополосной системой LoRaWAN - в 20-150 раз. Поскольку синхронизация предполагает синхронный ход часов конечных точек с сетевыми часами, то в SNBWAN есть возможность точной синхронизации по времени и частоте планируемых сеансов связи и, следовательно, возможность полного использования частотно-временного ресурса сети для доступа предельного количества конечных точек без каких-либо конфликтов. Для планируемых сеансов связи пропускная способность сети SNBWAN в 66 раз выше, чем узкополосных несинхронных сетей, и в 330-2500 раз выше, чем широкополосной сети LoRaWAN. Низкая пропускная способность несинхронной сети LoRaWAN усугубляется избыточно широкой занимаемой полосой частот по сравнению с минимально необходимой полосой.

4. Заключение

Синхронизация по частоте и времени в низкоскоростных LPWAN сетях существенно повышает пропускную способность сетей. В практическом плане это означает, что однажды установленная базовая станция сети SNBWAN, в отличие от базовых станций несинхронных сетей, будет значительно дольше эксплуатироваться без перегрузки трафиком при подключении новых конечных точек. Экономическая эффективность сети SNBWAN является следствием эффективного использования ею невозможных ресурсов частотного спектра и времени.

Список литературы

1. Фурте Кристоф (FR), Байель Тьерри (FR). Способ использования ресурса совместно используемой частоты, способ изготовления терминалов, терминалы и телекоммуникационная система. Патент РФ № 2559834 МПК H04J1/12. 2011 г.
2. Сартаков А.Л. Способ использования частотного ресурса, система связи и терминал. Патент РФ № 2627685 МПК H04J1/12. 2016 г.
3. Склэр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание. : Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с. : ил.

Исследования применения эффекта Доплера в области радиоэлектронной разведки с помощью платформы RTL-SDR

Силкин А. В.

Межведомственной центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный)
г. Тамбов-6, 392006, Российская Федерация
a.silkin.mail@yandex.com

Аннотация: Рассматривается возможность применения платформы RTL-SDR в качестве доступного средства для разработки и реализации алгоритмов сопровождения подвижных источников радиоизлучений (ИРИ).

1. Введение

Стремительное развитие за последнее десятилетие программных и аппаратных платформ сделало технологию программно-конфигурируемого радио (SDR) доступной для пользователей по всему миру. У ученых и исследователей широкое применение из-за своей низкой цены получила платформа RTL-SDR, в основе работы которой лежит ТВ-тюнер DVB-T на чипе RTL2832U. Платформа зарекомендовала себя не только как простой инструмент для разработки и создания множества радиолобительских проектов¹, но и как основа для проводимых в технических ВУЗах лабораторных работ [1].

2. Теория

Эффект Доплера – главный признак наличия движения у объектов наблюдения средств радиоэлектронной разведки. В связи с этим возникает вопрос о возможности выделения частот Доплера в сигналах подвижных ИРИ, регистрируемых приемными позициями, и применения их в качестве основы для создания алгоритмов сопровождения объектов наблюдения. При этом технология SDR – ключ к решению данного вопроса из-за возможности работы в широком диапазоне частот и выполнении значительной части обработки сигналов в программном виде.

Платформа RTL-SDR позволяет провести исследования при переходе к более сложным системам. На рис. 1 показано наглядное представление эффекта Доплера и возможностей платформы совместно с СПО Matlab при наблюдении за метеорологическим спутником NOAA-19, использующим систему аналоговой передачи изображений Земли (APT) на частоте 137.1 МГц.

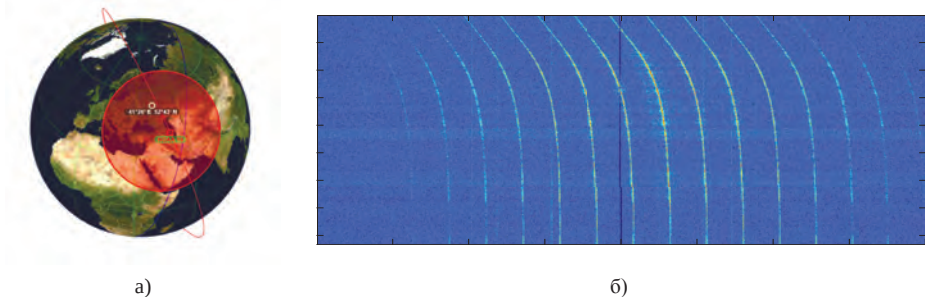


Рис. 1. а) Точка наблюдения, траектория движения и зона покрытия NOAA-19²;
б) Спектрограмма сигнала АРТ, принимаемого на протяжении времени пролета NOAA-19 над точкой наблюдения

3. Заключение

Платформа RTL-SDR – доступный вариант основы практической реализации алгоритмов сопровождения подвижных ИРИ, а так же решения задачи частотно-временного разрешения.

Список литературы

1. Фокин Г. А. Технологии программно-конфигурируемого радио. Москва: Горячая линия – Телеком, 2020. 316 с.

¹ URL: <https://www.rtl-sdr.com/>

² URL: <https://stltracker.github.io/>

Особенности реализации управления терминалами в распределенной системе сбора данных¹

Гимпилевич Ю. Б., Лукьянчиков А. В., Редькина Е. А.

ФГАОУ ВО Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: В работе рассмотрены вопросы организации канала управления буйми в интеллектуальной системе мониторинга состояния Севастопольской прибрежной акватории.

1. Введение

Современные распределенные системы сбора данных разрабатываются с использованием клиент серверной структуры и зачастую используют технологию «интернета вещей» [1]. Если эти распределенные системы сбора данных используются для социально значимых целей, например для мониторинга акватории Черного моря или для мониторинга состоянии водохранилища то возникает вопрос управления терминалами. В обычном режиме терминалы отправляют отчеты по состоянию своих датчиков один раз в час для экономии батареи. Сервер производит анализ большого объема данных от всех терминалов, в результате, которого может быть установлено, что приближается стихийное бедствие и необходимо уменьшить интервал следования отчетов от удаленных терминалов, чтобы иметь более оперативную информацию о быстроменяющейся ситуации. Для управления интервалом следования отчетов требуется реализовать удаленное управление. Реализовать передачу команд от сервера к терминалам достаточно сложно, так как терминалы не имеют постоянного IP адреса в сети и модем, обеспечивающий связь с сетью интернет находятся продолжительное время выключенном состоянии для экономии энергии. Поэтому разработка упрощенной, но в тоже время достаточно функциональной процедуры передачи команд управления для удаленных терминалов интеллектуальной системы мониторинга акватории Черного моря является актуальной задачей, которая решается в данной работе.

2. Теория

Для обоснованного выбора процедуры передачи команд управления удаленными терминалами необходимо рассмотреть структуру интеллектуальной системы мониторинга акватории Черного моря более подробно. На рисунке 1 изображена структурная схема распределенной системы сбора данных [2]. Система состоит из N удаленных терминалов(буйев), которые размещены в прибрежной акватории Черного моря. Каждый терминал имеет выход в интернет за счет используемого GSM-модема.

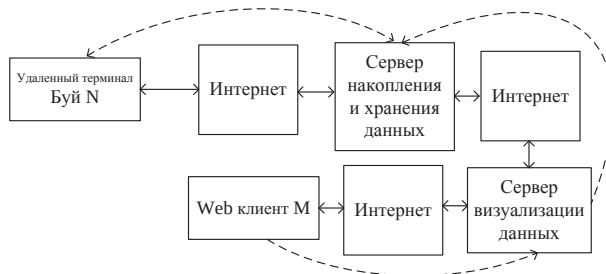


Рис 1. Структурная схема интеллектуальной системы мониторинга акватории Черного моря

Также в систему входит сервер сбора и накопления данных, к которому периодически подключаются терминалы по http протоколу с целью сохранения информации полученной от локальных датчиков терминала. Полученная информация хранится на сервере в привязке к удаленному терминалу. Клиенты (в общем случае их может быть M) заинтересованные в данных предоставляемых интеллектуальной системой мониторинга подключаются через интернет к серверу визуализации дан-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-47-920005/20.

ных, используя обычный веб-браузер. Сервер визуализации представляет данные в графическом (графики, инфографика) или текстовом виде в зависимости от настроек клиентов. С другой стороны сервер визуализации получает актуальные данные от сервера накопления и хранения данных с использованием http протокола. Как видно структура аппаратно-программного обеспечения системы мониторинга является распределенной. Команда управления буйами формируется на стороне клиента, затем поступает на сервер визуализации. Команда сохраняется в локальной базе данных сервера визуализации. При следующем сеансе связи с сервером накопления и хранения данных будет передана полученная от клиента команда. На сервере накопления данных команда будет сохранена в специальной таблице команд. В этой таблице команде присваиваются следующие свойства: уникальный идентификатор; адрес назначения; статус выполнения. При связи удаленного терминала с сервером, он проходит процедуру аутентификации [3]. В ответ на удачную процедуру аутентификации сервер сообщает терминалу также команду управления (если она есть). Маршрут команды управления на рисунке 1 изображен пунктирной линией.

При получении команды управления буй интерпретирует ее и выполняет. Если команда выполнена успешно, то при следующем формировании отчета о состоянии датчиков буй формирует специальное поле «статус команды» и информирует сервер накопления данных об «успешности» или «не успешности» выполнения команды управления. Далее эта информация передается на сервер визуализации данных. Сервер визуализации отображает состояние выполнения команды управления на у клиента. Если поле «статус команды» будет отсутствовать в отчете терминала, это означает, что команда не принята терминалом, и процесс ее передачи повториться. Если поле «статус команды» будет иметь значение «ошибка интерпретации» то эти данные будут переданы клиенту и команда будет помечена как ошибочная. Если поле «статус команды» будет иметь значение «ошибка выполнения» то эта команда будет передана терминалу повторно при следующем сеансе связи с терминалом.

Команда может иметь один или несколько адресатов. Если команда имеет более одного адресата, то она является групповой. Команда управления также может быть широковещательной и передаваться всем терминалам распределенной системы мониторинга. Групповые и широковещательные команды не требуют подтверждения выполнения от терминалов. Подтверждения от терминала о статусе выполнения команды управления требуется, если команда является индивидуальной (имеет один адресат).

Идентификатор команд формируется на основе даты, времени формирования команды, а также адресата команды. Это позволяет разделить одинаковые команды сформированные одновременно нескольким терминалам и получать индивидуальные отчеты о статусе выполнения команды при групповой и широковещательной рассылке. Другими словами команда формируется для нескольких терминалов как в широковещательном или групповом режиме, но выполняется для каждого адресата индивидуально с отчетом о выполнении.

3. Заключение

Предложена упрощенная процедура передачи команд управления для удаленных терминалов системы мониторинга акватории Черного моря, заключающейся в последовательной передаче команд через сервер визуализации и накопления в качестве ответа при успешном завершении процедуры аутентификации терминала. Что позволило передать команду без присвоения реального IP адреса терминалам. Команды могут быть широковещательными, групповыми и индивидуальными, что позволяет более гибко управлять распределенной системой мониторинга.

Список литературы

1. Гимпилевич Ю. Б. Система дистанционного контроля параметров технических объектов / Гимпилевич Ю. Б., Лукьянчиков А.В., Вертегел В. В., Никифоров С. М., Мальцев Р. В., Скорик И. В. // 14-я Междунар. молодежная научно-тех. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ – 2018»; 22 — 26 октября 2018 г., Севастополь. — Севастополь: СевГУ, 2018. — С. 163.
2. Lukyanchikov A. V. Distributed system for measuring and collecting parameters of coastal water area and reservoir/ Lukyanchikov A. V., Redkina E. A., Bezgin A. // В сборнике: Proceedings - 2020 7th All-Russian Microwave Conference, RMC 2020. 7. 2020. С. 320-323
3. Гимпилевич Ю.Б. Особенности процедуры аутентификации в системе мониторинга состояния севавтопольской прибрежной акватории / Гимпилевич Ю.Б., Лукьянчиков А.В., Редкина Е.А., Мотыжев С.В. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1-2. С. 122-123.

Графовые базы данных как основа алгоритмов искусственного интеллекта

Батура М. П., Пилецкий И. И., Волорова Н. А.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

БГУИР, ул. П. Бровки, 6, г. Минск, Беларусь, 220013

bmpbel@bsuir.by, ianmenski@gmail.com, volorova@bsuir.by

Аннотация: В статье приводится сравнительный анализ свойств NoSQL, RDBS и графовых БД. Приводятся основные области применения алгоритмов искусственного интеллекта в соотношении с графовыми БД и графами знаний

Основные свойства БД: RDBMS, NoSQL и графовых

Графы — один из самых мощных и гибких способов представления данных. Они обладают большой выразительной силой, то есть графы могут использоваться для моделирования большого числа систем в различных областях, включая социальные сети, физические системы [1, 2], графы знаний и многие другие области исследований. Граф — это универсальная и выразительная структура, позволяющая моделировать всевозможные сценарии, от постройки космической ракеты до строительства системы дорог, от поставок продуктов питания до историй болезни населения, и многое другое.

Сама графовая база данных обладает рядом преимуществ и достоинств по сравнению другими БД. Как и реляционные БД, графовая БД обладает свойствами OLTP (On-Line Transaction Processing) и OLAP (On-Line Analytical Processing).

Графовые технологии обеспечивают организации транзакционных графовых хранилищ, интеллектуальный анализ данных и аналитическую обработку данных в реальном времени, поддерживают транзакции ACID, что не обеспечивает ни одна NoSQL БД. Графовые технологии являются основой для построения интеллектуальных приложений, для применения алгоритмов искусственного интеллекта. Важным отличием графовых баз данных является то, что они явно описывают зависимости между узлами данных, в то время как другие базы данных связывают данные неявными связями.

Главным отличием графовых баз данных от сетевых является то, что в сетевых базах данных нет возможности связывать произвольные записи друг с другом, что затрудняет работу с графоориентированными наборами данных, в то время как графовые базы данных предоставляют такую возможность [1, 2].

Совместное применение графовых технологий, методов и алгоритмов машинного обучения позволяет получать скрытые зависимости и выполнять предиктивный анализ информации, получать ответы в режиме реального времени, реализовывать алгоритмы искусственного интеллекта. В основу методов совместной работы с графовыми технологиями и машинного обучения (например, применение нейронных сетей) положен графовый эмбединг. Данная технология позволяет выполнять всесторонний, глубокий и интеллектуальный анализ информации.

Рост связности для RDBMS приводит к увеличению соединений, которые снижают производительность и затрудняют внесение в базу данных обновлений. Поэтому при моделировании структурно-сложных объектов, запросы будут становиться все более сложными и медленными, что может привести к полной деградации БД [3]. Для NoSQL вместо свойств ACID ввели свойства BASE, которые значительно слабее гарантий ACID, и между ними нет прямого соответствия [4].

Графовые базы данных позволяют хранить сущности и отношения между ними. Сущности моделируются узлами (nodes), которые имеют свойства. Узел интерпретируется как экземпляр объекта в приложении. Отношения моделируются ребрами (relationships or edges), которые могут иметь свойства. БД отдельно хранит в специальном жестком формате структуру узлов и отношений, а данные (свойства) определяются как пара ключ-значение. Такое решение в базе Neo4J [5] позволяет извлекать данные без обхода графа, с определенным узла (смещение) и по ключу извлекать данные (свойства).

Графовые алгоритмы и машинное обучение

Графы знаний являются основой Graph Data Scientist (GDS) и применяются для оптимизации различных рабочих процессов, для получения ответов на не простые интеллектуальные запросы. Граф знаний позволяет собирать и объединять данные в информацию, используя отношения данных для получения новых знаний [2]. При построении графовых БД сущности (узлы) и отношения как правило дополняются различными характеристиками, свойствами, атрибутами, что составляет контент модели предметной области. Данный контент используется в системах искусственного интеллекта и графовой аналитике что бы быстро и точно дать ответ.

Графовые алгоритмы, как правило, классифицированы следующим образом: Pathfinnding, Centrality и Community Detection. Примеры классификации, визуализации и преобразования эмбединга можно найти на сайтах, на пример [6]. Графовый эмбединг это методология представление свойств сущностей (узлов) и свойств отношений в графе как вектор свойств некого пространства размерностью, намного меньшей, чем их количество в графе, что позволяет более глубоко анализировать графовую модель, различными алгоритмами в ML, на пример, для нейросетей DeepWalk (word2vec), Node2Vec, 2D CNN, Graph Convolutional Networks.

Графовые технологии - это основа для создания интеллектуальных приложений, позволяющая делать более точные прогнозы и быстрее принимать решения. Графы лежат в основе широкого спектра вариантов использования искусственного интеллекта (ИИ).

Так, граф знаний - одна из основных областей ИИ, который позволяет понимать предписывающую аналитику и приложения ИИ (например, обработка и понимание естественного языка (NLP, NLU), PageRank). Искусственные нейронные сети и процесс глубокого обучения также используют графовые модели.

В качестве примера использования графа знаний на рис. 1 приведена модель БД и ее свойства «Системы комплексного анализа данных интернет-источников» (ИС Анализа Данных), разработанная на кафедре информатики БГУИР [7]. Данная система предназначена для поддержки принятия решений, на основе *мониторинга и анализа данных* из открытых Интернет источников, в том числе и научных публикаций. Выявления важных публикаций, ведущих специалистов и *поиске экспертов* определенных *предметных областей*. Создание многоцелевого, модифицируемого кластера в Университете для подготовки специалистов Data Scientist. Система позволяет находить экспертов (авторитетов) в предметной области и выдавать оценку их рейтинга влияния.



Рис. 1. Модель графовой БД, ее узлы, отношения и свойства

Список литературы

1. W. L. Hamilton, Z. Ying, and J. Leskovec, "Inductive representation learning on large graphs," NIPS 2017, pp. 1024–1034, 2017
2. T. Hamaguchi, H. Oiw, M. Shimbo, and Y. Matsumoto, "Knowledge transfer for out-of-knowledge-base entities: A graph neural network approach," in IJCAI 2017, 2017, pp ICLR 2017, 2017
3. Пилецкий И.И., «Эволюционная технология разработки баз данных» // Доклады БГУИР, №3 (41), Минск, БГУИР, 2009 г. - С.107-112
4. Обзор NOSQL баз данных // [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://oracle-patches.com/db/3688-%D0%BE%D0%B1%D0%B7%D0%BE%D1%80-nosql-%D0%B1%D0%B0%D0%B7-%D0%B4%D0%B0%D0%BD%D0%BD%D1%8B%D1%85/> Дата доступа: 10.04.2021
5. What Is Neo4J? // [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://neo4j.com/product/neo4j-graph-database/> Дата доступа: 10.04.2021
6. Что такое эмбединги и как они помогают искусственному интеллекту понять мир людей [Электронный ресурс] / Режим доступа: <https://www.nkj.ru/open/36052/> Дата доступа: 10.04.2021
7. Батура М.П., Пилецкий И.И., Прытков В.А., Волорова Н.А. Интеллектуальная система комплексного анализа данных интернет-источников // BIG DATA and Advanced Analytics = BIG DATA и анализ высокого уровня: сб. материалов VI Междунар. науч.-практ. конф. (Республика Беларусь, Минск, 20-21 мая 2020 года): в 3 ч. Ч. 2 / редкол. : В.А. Богущ [и др.]. – Минск : Бестпринт, 2020. – 428 с. p/220-241 ISBN 978-985-90533-7-5. (ч. 1).

О формировании цифровых моделей предприятия в радиоэлектронной промышленности

Обухов П.А.

РТУ МИРЭА

г. Москва, 119454, проспект Вернадского, дом 78, Российская Федерация
obukhov.pa@yandex.ru

Аннотация: Показаны исторические приоритеты российской науки и практики в моделировании хозяйственной деятельности (на уровнях отдельных предприятий, регионов, народнохозяйственных комплексов); отмечены новые возможности для создания моделей предприятий на современных отечественных цифровых платформах; утверждается, что формирование адаптивных цифровых моделей предприятий (цифровых двойников) объективно востребовано в радиотехнической промышленности, поскольку позволяет создать благоприятную внутреннюю производственно-хозяйственную среду, так и оптимально функционировать во внешней цифровой среде.

1. Введение

Для значительной части предприятий радиоэлектронной промышленности характерна слабая интеграция информационных систем (информационных сред) как в части основных производственных, так и дополнительных, обеспечивающих, управленческих процессов. Принятие ключевых управленческих решений зачастую происходит интуитивно-волевым способом, и далеко не всегда такие решения оказываются оптимальными. В сознании руководящего состава устойчиво закрепляются умозрительные модели объекта управления, не соответствующие его действительным ключевым параметрам и динамике функционирования. В ходе цифровизации и, соответственно, формирования нескольких крупных информационных платформ в рамках единого предприятия, возникают риски ещё большей дезинтеграции процессного поля и нарастания противоречивости управленческих решений и действий. Специфическим требованием радиотехнической отрасли является адаптивность, быстрая и непротиворечивая перенастройка всего процессного контура на выпуск обновлённого ассортимента и переменных объёмов производимой продукции (изделий). В этой связи в число критически значимых выдвигаются задачи формирования единой (объединённой) цифровой платформы предприятия, умелого администрирования такой платформой, получения информации (показателей) о ключевых параметрах деятельности предприятия из «единого источника правды». Действенным инструментом решения этих задач является создание цифровых моделей (цифровых двойников - Digital Twins) предприятия в его текущем состоянии(as-is), ожидаемых переходных состояниях (to-be transient 1,2...n), в целевом состоянии (to-be target).

2. Теория

Представление об организации, как о потоке производственных операций, ещё 130 лет тому назад было обосновано российским математиком Дмитриевым В. К. [1], нашло практическое применение (во многом – эмпирическое) в ходе работ над первыми советскими межотраслевыми балансами [2] и в дальнейшем получило развёрнутое теоретическое обоснование в трудах ряда выдающихся российских учёных, включая Леонтьева В. В., Колосовского Н. Н., Глушкова В. М. [3-5]. Модель «Затраты-Выпуск» В. В. Леонтьева в самом общем виде представлена как циклический процесс создания общественных благ, оптимально функционирующий в условиях регулируемого рынка. Практическое применение в развитии народного хозяйства СССР нашла предложенная Н. Н. Колосовским модели: - «Энергопроизводственных циклов» (ЭПЦ), как устойчивых, технологически-связанных совокупностей производственных процессов, группирующихся вокруг основного процесса, связанного с освоением и использованием конкретного вида сырья или энергии; - «Территориально-производственных комплексов» (ТПК), как проекций сочетаний ЭПЦ в конкретную хозяйственную среду.

Нельзя не отметить значительное совпадение моделей В. В. Леонтьева и Н. Н. Колосовского. Эти модели, без сомнения, имеют мировоззренческую и методологическую общность с макроэкономическими моделями, предложенными Глушковым В. М. Теоретические основы оптимального функционирования такого рода моделей были предложены В. Л. Канторовичем.

В 70-е годы прошлого века Майклом Портером была опубликована Модель цепочки приращения стоимости (Value Chain) [6], которую с полным основанием можно рассматривать как детализацию процессов «Предпринимательского сектора» из модели Василия Леонтьева.

Дальнейшим шагом в 80-е годы прошлого века стало инструментальное воплощение циклической производственной модели в цифровом комплексе ARIS (Architecture of Integrated Information Systems), созданном на основе методологии А.-В. Шеера. Отображение многоуровневной процессной модели «добавленного качества» ARIS-VAD (value added diagram) практически представляет собой искомую цифровую модель предприятия (генерализованную и универсальную) [7].

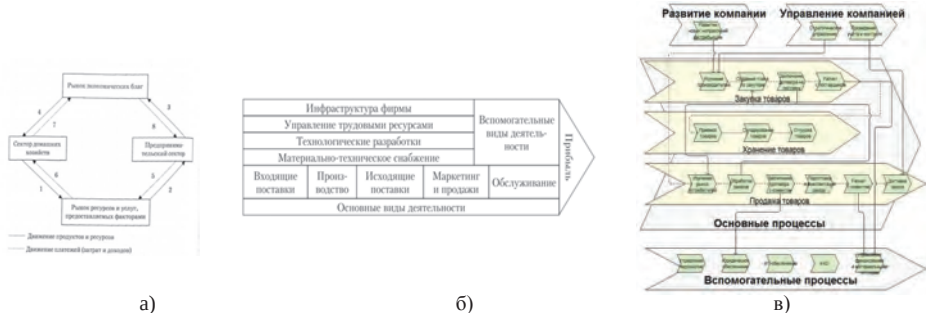


Рис. 1. Свод диаграмм: а) модель «Затраты – Выпуск» В. В. Леонтьева; б) модель «Цепочка добавленного качества» М. Ю. Портера; в) модель «Диаграмма добавленного качества» А.-В. Шеера

Детализация процессов в рамках единой взаимосвязанной производственной модели выполняется на основе функциональных (FDD - Functional Decomposition Diagrams) и событийных диаграмм (eEPC - extended Event Driven Process Chain). Модели всех уровней, взаимоувязанные в едином репозитории, по сути представляют собой цифровой двойник предприятия. Однако этот двойник статичен; нередко его актуальность теряется непосредственно в ходе стартового наполнения репозитория. В таких отраслях как радиоэлектроника, где требуется быстрая перенастройка производства, требование постоянной актуализации цифровой модели предприятия является первостепенным. Кроме того, инструменты актуализации (так же как и собственно первичного моделирования) применительно к радиоэлектронике должны быть включены в Российский реестр ПО. К числу таких весьма зрелых цифровых инструментов могут быть отнесены ELMA, Creatio (Террасофт), Visary (Бизнес-Автоматика), Comindware, КСК.ИК и ряд других [8]. В не столь далёкой перспективе следует ожидать появление первых цифровых моделей предприятий радиоэлектроники на отечественных инструментальных платформах.

3. Заключение

Дано обоснование теоретической зрелости и практической возможности формирования на современных отечественных платформах цифровых моделей (двойников) предприятий радиоэлектронной промышленности, что позволяет поддерживать высокую управляемость внутренних процессов их производственно-хозяйственной деятельности, а также эффективно работать во внешней цифровой среде.

Список литературы

1. Dmitriev V. K. Economic Essays on Value, Competition and Utility (Modern Revivals in Economics) // London. Cambridge University Press. 1974. 44 p.
2. Собрание узаконений и распоряжений правительства за 1917—1918 гг. Управление делами Совнаркома СССР М. 1942, стр. 733–736.
3. Wassily Leontief. Input-Output Economics, Second edition // NY Oxford. Oxford University Press. 1986. 435 p.
4. Колосовский Н.Н. Технико-экономические принципы производственного комбинирования // Колосовский Н.Н. Теория экономического районирования // Москва. Мысль. 1969. с.209–249
5. Глушков В. М. Макроэкономические модели и принципы построения ОГАС // Москва. Статистика. 1975. 160 с.
6. Porter Michel E. Interbrand Choice, Strategy, and Bilateral Market Power (Harvard Economic Studies). Cambridge, Mass.: Harvard University Press. 1976. 254 p.
7. Шеер А.-В. Бизнес-процессы. Основные понятия. Теория. Методы. Москва. Весть-МетаТехнология. 1999. 175 с.
8. Реестр российского программного обеспечения. Вендоры BPM-систем, лидирующие на российском рынке. 2021. <https://www.tadviser.ru/>

Особенности адаптации моделей временных рядов первого и второго порядка

Клевцов С.И.

Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета
г. Таганрог Ростовской обл., 347900, пер. Некрасовский, 44, Российская Федерация
sergkmps@mail.ru

Аннотация: Исследуется возможность применения простых полиномиальных моделей временного ряда первого и второго порядка, базирующихся на методе многократного экспоненциального сглаживания для получения прогнозных значений параметра технического объекта в реальном времени. Рассмотрены особенности поведения моделей и определены правила подбора параметров адаптации в зависимости от характера изменения технического параметра во времени.

1. Введение

Актуальность задачи оценки технического параметра в реальном времени связана с возможностью раннего обнаружения нештатных ситуаций при работе технического объекта и своевременного реагирования на недопустимые изменения [1]. Для предотвращения аварий и других нештатных ситуаций необходимо проводить оценку изменения технических параметров в процессе работы объекта. Оценка должна проводиться в режиме реального времени в микроконтроллере. Для оценки целесообразно использовать модели полиномиального вида первого и второго порядка [2, 3]. Их характеризуют несложные алгоритмы реализации и, следовательно, незначительные временные затраты на выполнение в микроконтроллере. Однако, необходимо учитывать особенности использования моделей временного ряда, связанные с настройкой параметров адаптации, таких как постоянная сглаживания и начальные оценки коэффициентов модели. Для эффективного применения моделей нужно определить правила подбора параметров адаптации в зависимости от характера изменения параметра во времени.

2. Настройка параметров адаптации

Пусть значения контролируемого параметра технического объекта $y(t)$ измеряются в дискретные моменты времени с постоянным шагом h . В результате получим массив $Y = \{y_i\}_{i=0}^n$ измеренных значений параметра $y_i = y(t_i)$ в точках $t_0, t_1, \dots, t_n$; $t_i = t_{i-1} + h$. Необходимо определить значение параметра y в точках $T + kh$, $k = 1, K$, где T – текущее значение времени, относительно которого делается прогноз на k - шагов или на промежуток времени $\tau = kh$, называемый временем упреждения или горизонтом прогнозирования [2], а K – число, определяющее диапазон прогнозирования.

Будем рассматривать горизонт прогнозирования для моделей начиная с величины, равной шагу съема информации $\tau = h$. В качестве моделей на основе сглаживающих временных рядов для аппроксимации изменения параметра y во времени будем использовать адаптивные полиномиальные модели первого и второго порядка [2, 3].

Полиномиальная модель первого порядка (далее модель 1): $y(t) = a_1 + a_2 t$.

Тогда прогнозное значение y в точках τ : $\tilde{y}(T + \tau) = (2 + \frac{\alpha}{\beta} \tau) S_T - (1 + \frac{\alpha}{\beta} \tau) S_T^{[2]}$, где S_T и $S_T^{[2]}$ – экспоненциальные средние, $S_T = \alpha y_T + \beta S_{T-1}$, $S_T^{[2]} = \alpha S_T + \beta S_{T-1}^{[2]}$, α – постоянная сглаживания, которую необходимо подбирать, $\beta = 1 - \alpha$. Для того, чтобы запустить процесс расчета необходимо задать начальные значения S_0 и $S_0^{[2]}$: $S_0 = \bar{a}_{1,0} - \frac{\beta}{\alpha} \bar{a}_{2,0}$, $S_0^{[2]} = \bar{a}_{1,0} - \frac{2\beta}{\alpha} \bar{a}_{2,0}$. Здесь $\bar{a}_{1,0}$ и $\bar{a}_{2,0}$ – начальные оценки a_1 и a_2 .

Полиномиальная модель второго порядка (далее модель 2): $y(t) = a_1 + a_2 t + \frac{1}{2} a_3 t^2$. Соотношения для определения экспоненциальных средних и начальных значений рассчитываются аналогично модели 1. Настройка модели осуществляется с помощью выбора α – постоянной сглаживания и $\bar{a}_{1,0}$, $\bar{a}_{2,0}$, $\bar{a}_{3,0}$ – начальных оценок a_1 , a_2 , a_3 .

Для эффективного использования моделей 1 и 2 необходимо определить параметры адаптации таким образом, чтобы период адаптации был несущественным для процедуры прогнозирования.

Для определения влияния параметров адаптации на характер периода адаптации в качестве исходных зависимостей рассматривались полиномы, моделирующие изменение параметра объекта:

$$x1(t) = b_1 + b_2 t; \quad (1)$$

$$x2(t) = b_1 + b_2 t + \frac{1}{2} b_3 t^2 \quad (2)$$

Для линейной зависимости (1) при равенстве коэффициентов $\bar{a}_{1,0}$, $\bar{a}_{2,0}$ моделей 1 и 2 соответствующим коэффициентам b_1 , b_2 был зафиксирован значительный по времени период адаптации (рис.1). Коэффициент $\bar{a}_{3,0} = 0,05$, $\alpha = 0,1$. Переходный процесс в случае линейной зависимости у модели 1 больше, чем у модели 2 при малых $\bar{a}_{3,0}$ (рис.1а). При увеличении коэффициента $\bar{a}_{3,0}$ ($\bar{a}_{3,0} = 0,5$) модели 2 результат обратный (рис.1б).

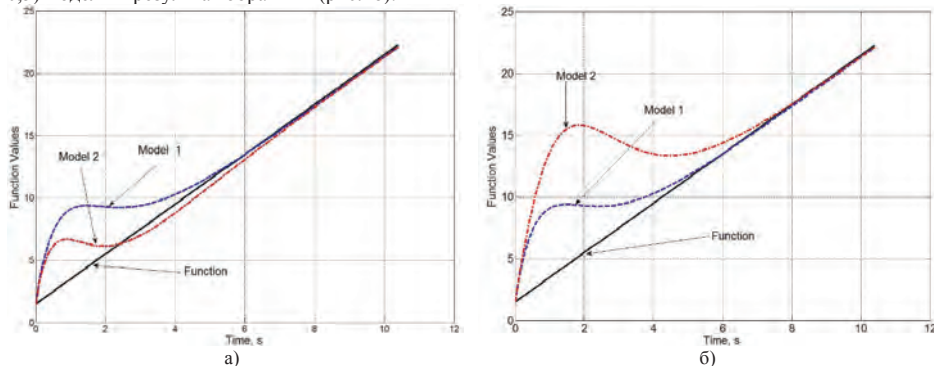


Рис. 1/ Графики изменения ускорения и прогнозного значения ускорения для исходной зависимости в виде полинома первого порядка при равенстве коэффициентов зависимостей и моделей: а) $\bar{a}_{3,0}$ меньше 0,3; б) $\bar{a}_{3,0}$ больше 0,3

Для квадратичной зависимости (2) при равенстве коэффициентов $\bar{a}_{1,0}$, $\bar{a}_{2,0}$ модели 1 и $\bar{a}_{1,0}$, $\bar{a}_{2,0}$, $\bar{a}_{3,0}$ модели 2 соответствующим коэффициентам b_1 , b_2 , b_3 был зафиксирован также значительный по времени период адаптации. Переходный процесс в случае квадратичной зависимости в отличие от линейной зависимости у модели 2 больше, чем у модели 1. Уменьшение коэффициента $\bar{a}_{3,0}$ снижает разницу амплитуд. При определенном значении $\bar{a}_{3,0}$ ($\bar{a}_{3,0} = 0,2$) кривые сливаются, а затем ситуация меняется на обратную. При увеличении коэффициента $\bar{a}_{3,0}$ ($\bar{a}_{3,0} = 0,5$) модели 2 результат обратный. При уменьшении коэффициент $\bar{a}_{2,0}$ переходный процесс сокращается, обе модели с достаточной точностью выполняют прогнозирование исходной зависимости. Точность прогнозирования и период адаптации моделей также существенным образом зависит от параметра сглаживания α [3].

3. Заключение

Для эффективного прогнозирования изменения параметра технического объекта модель необходимо настраивать, например, на начальном этапе моделирования, на прогнозирование конкретной экспериментальной зависимости, подбирая соответствующие значения начальных оценок коэффициентов модели. Также на качество прогнозирования влияет параметр адаптации α . Так, при увеличении параметра адаптации трендовая составляющая экспериментальной зависимости точнее воспроизводилась моделью. Для каждой зависимости существуют теоретически оптимальные значения α и начальных оценок коэффициентов модели, при которых может быть достигнута минимальная погрешность.

Список литературы

1. Клевцова А.Б., Клевцов Г.С. Модели параметрической экспресс-оценки состояния технического объекта // Известия ЮФУ. Технические науки. 2008. Т.88. № 11. С.15-19.
2. Лукашин Ю. П. Адаптивные методы краткосрочного прогнозирования временных рядов. М.: Финансы и статистика, 2003. 416с.
3. Клевцов С.И. Особенности выбора параметров настройки модели сглаживающего временного ряда для осуществления краткосрочного прогнозирования изменения физической величины // Известия ЮФУ. Технические науки. 2011. Т. 118. № 5. С. 133-138.

Применение технологии LoRa в IoT системе сбора климатических данных для агробизнеса России

Южаков М.С., Берзин А.К., Фильченко Д.И., Бадьин А.В.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, ул. Ленина, 36, 634050, Российская Федерация
tomsk.agrozond@gmail.com

Аннотация: В статье рассматриваются вопросы применения технологии LoRa в разработке системы мониторинга климатических данных для агробизнеса России. Описывается структура системы, основные её элементы, принцип работы, достоинства и недостатки. Приводятся результаты тестирования и перспективы развития системы.

1. Введение

Современные системы сбора информации, работающие в составе «Интернета вещей (IoT)» используют высокоскоростные сети с малым радиусом покрытия и хорошо подходят к применению в квартирах, домах и предприятиях. [1] Как правило, такие устройства имеют постоянный доступ в интернет и непрерывное электропитание. В этом случае вопросы дальности связи и энергоэффективности вовсе не рассматриваются. Другой кластер технологий — это технологии LPWAN (Low-power Wide-area Network) [2], которые позволяют собирать данные с удаленных мест с последующей передачей в сеть Интернет. В таких сетях в качестве конечных устройств используются «дальнобойные» и энергоэффективные устройства, включенные в сеть по топологии «звезда». Такая технология отлично подходит для нужд сельского хозяйства, однако в России, не смотря на выделение значительных средств на цифровизацию сельского хозяйства (с/х) [3], данное направление IoT развивается слабо, а существующие варианты не используются конечными потребителями в силу их дороговизны. В связи с этим представляется необходимым создание экономически выгодной системы по сбору параметров микроклимата для сельскохозяйственных угодий.

2. Структура сети и конечных устройств

Для построения сети по сбору климатических параметров использовался шаблон сети LPWAN, где присутствуют конечные устройства, станции LPWAN, сервер и приложение. Система состоит из зондов, базовых станций и сервера. Структура сети приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структура сети для сбора параметров микроклимата

Зонды выполняют регистрацию необходимых параметров с/х поля и с заданным периодом отправляют данные на базовую станцию, данные с базовой станции отправляются на сервер и отображаются в веб-интерфейсе. Блок-схема агрозонада и протокол передачи данных приведена на рис. 2.

В качестве сенсора атмосферного давления в зонах используется пьезо-резистивный датчик BMP280 от компании Bosch с точностью $\pm 0,12$ гПа. Энергопотребление в режиме измерения давления составляет 0,7 мА, в режиме сна - 0,1 мА. Сенсором влажности воздуха является датчик HTU21 производства Measurement specialties, позволяющий регистрировать относительную влажность воздуха с точностью $\pm 3\%$ с потреблением в режиме измерения влажности 0,45 мА, в режиме сна - 0,02 мА.

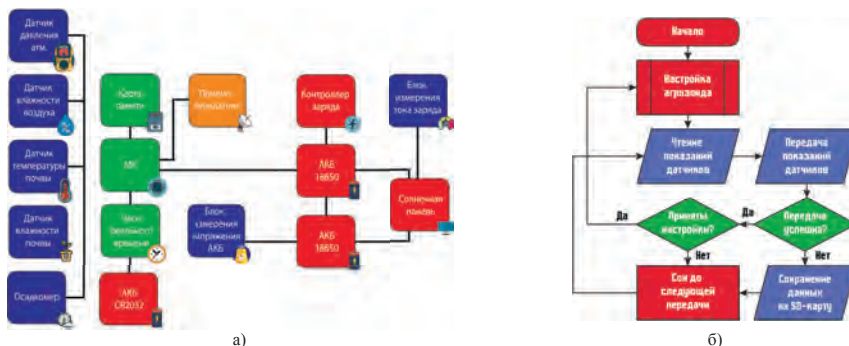


Рис. 2. Блок-схема агрозвонда (а) и протокола взаимодействия базовой станции и звонда (б)

Для измерения температуры почвы используется датчик DS18B20. Измерение происходит с точностью $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ с потреблением в активном режиме 1 мА, в режиме ожидания 0,8 мкА. Для измерения влажности почвы и уровня воды в осадкомере используется емкостный датчик, включенный в цепь фильтра низкой частоты. По мере изменения влажности почвы или уровня воды, полоса среза фильтра сдвигается и проходящий ШИМ-сигнал поступает на амплитудный детектор с разной амплитудой. Показания схемы оцифровываются с помощью 10-битного АЦП. Данные обрабатываются микроконтроллером Atmega328P, энергопотребление в режиме сна составляет 1 мкА при напряжении питания 3 В, в активном режиме 1 мА. Приемопередатчик производства Semtech SX1276 при передаче на максимальной мощности потребляет 120 мА, в режиме сна 0,2 мкА. Приемопередатчик использует модуляцию LoRa, что обеспечивает дальность передачи до 5 км. Устройство питается от двух литий-ионных аккумуляторных батарей емкостью 3000 мАч производства АО «Энергия» (Россия). Между базовой станцией и зондом реализован полудуплексный режим с передачей подтверждения приема данных и команд управления. Для отправки данных на сервер предусмотрены три варианта с применением технологий: Wi-Fi, GSM или Ethernet. На рис. 3 представлены результаты тестирования в Томской ботаническом саду разработанной системы сбора климатических данных.

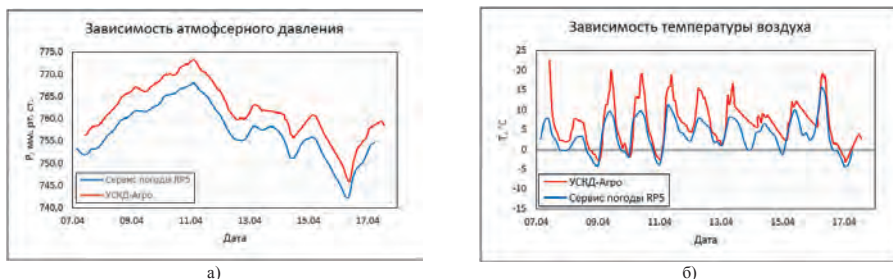


Рис. 3. Результаты тестирования системы: а) атмосферное давление; б) температура воздуха

3. Заключение

В результате тестирования разработанной системы было установлено, что агрозвонд способен регистрировать агроклиматические параметры и обеспечивать их передачу на расстоянии до 3,5 км на открытой местности. Время работы агрозвонда без солнечной панели составило 1280 часов (53 дня), с средним потреблением 4,3 мА/ч.

Список литературы

1. N. Gershenfeld The Internet of Things / N. Gershenfeld, R. Krikorian, D. Cohen // Scientific American. – 2004.
2. И. Смольянинов Новая технология связи для беспроводных АСКУЭ / И. Смольянинов // Энергетика и промышленность России. – 2016. – № 01-02. – С. 28.
3. Об утверждении Федеральной научно-технической программы развития сельского хозяйства на 2017 - 2025 годы: постановление Правительства РФ от 25 августа 2017 г. № 996 // Собрание законодательства. – 2017. - № 36. – С. 5421.

Разработка платформы тестирования устройств интернета вещей

Папуловская Н. В., Изотов И. Н., Блиничкин Д. Ю.

ФГАОУ ВО Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина,
г. Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 32, Российская Федерация
n.v.papulovskaia@urfu.ru

Аннотация: Производство приборов для систем интернета вещей (IoT) сопровождается тестированием встроенного программного обеспечения устройства. В настоящее время тестирование прошивок счетчиков учета потребления воды, тепла, электроэнергии происходит в ручном режиме. Производителю приходится тратить значительное количество человеко-часов для этой работы. В статье описаны результаты научно-исследовательской работы по разработке автоматизированной системы тестирования.

1. Введение

Тестирование устройств Интернета вещей является важной задачей для производителя. Особенно это касается предприятий, занимающихся массовым производством электронных устройств и приборов, например, «умных» счетчиков, измеряющих потребление энергоресурсов в квартирах, домах, промышленных помещениях. На данный момент на рынке нет подходящего инструмента, позволяющего проводить тестирование встроенного программного обеспечения автоматически. Поэтому, чаще всего, тестирование таких устройств проводится вручную. Эмуляция микроконтроллера для исполнения программ не является эффективным решением в связи с непредсказуемым влиянием погрешностей эмуляции на результат работы программы [1]. Однако существует возможность автоматизировать процесс испытаний новых версий встроенного ПО, так как устройство «общается» с приложениями для управления или сбора данных через определенную платформу. Например, для создания LoRaWAN сети, обеспечивающей взаимодействие с оконечными устройствами, используется сервер сети с открытым исходным кодом ChirpStack. Данный сервер позволяет обмениваться сообщениями с оконечными устройствами через протокол MQTT. Для автоматизации тестирования встроенного программного обеспечения устройств Интернета вещей было принято решение о создании платформы, которая позволит упростить тестирование.

2. Теория

По итогам ранее проведенной работы была разработана методология тестирования «умных» устройств. Процесс тестирования заключается в следующем: приложение отправляет на устройство запрос с командой и получает от него ответ. Взаимодействие происходит с помощью протокола MQTT. Далее, приложение анализирует полученный ответ и сравнивает его с ожидаемым откликом. При получении некорректного ответа регистрируется ошибка, означающая наличие ошибки в прошивке устройства или выполняется повторная отправка команды. По результатам тестирования формируется отчет о работоспособности устройства. Для создания автоматизированной платформы тестирования устройств Интернета вещей был разработан сервис – ядро тестирования. Ключевыми особенностями ядра платформы являются:

- использование протокола MQTT в качестве основной коммуникационной платформы;
- задание сценариев в YAML-формате;
- модульная архитектура, позволяющая расширить функционал ядра.

Платформа тестирования представляет собой веб-приложение для управления тестовыми сценариями и процессом проведения испытаний. Система поддерживает взаимодействие с MQTT-сервером и обладает необходимым функционалом для управления устройствами, коммуницирующими через MQTT-сервер. Для эксперимента выбран сервер сети LoRaWAN ChirpStack. В будущем планируется расширить список поддерживаемых платформ сетевого взаимодействия. Концептуальная схема работы платформы тестирования представлена на рисунке 1. В случае (а) система тестирования напрямую взаимодействует с устройствами, работающими на MQTT-сервере. В случае (б) система тестирования обменивается данными с сервером сети через API для регистрации и управления устройствами, а для приема и передачи данных на устройства также использует MQTT-сервер. При этом сервер сети взаимодействует с базовой станцией. Базовая станция транслирует сигналы на тестируемые модули LoRaWAN.



Рис. 1. Схема взаимодействия между системой тестирования и тестируемыми модулями с поддержкой стека TCP/IP; б) тестируемыми модулями LoRaWAN

Платформу тестирования можно логически поделить на 3 части (рис. 2): клиентское приложение, состоящее из различных модулей, с которыми взаимодействует пользователь; серверное приложение, обрабатывающее поступающие запросы и взаимодействующее с сервером сети LoRaWAN для получения информации об устройствах; и ядро тестирования. В качестве СУБД используется PostgreSQL [2], для временного хранения данных – Redis [3].

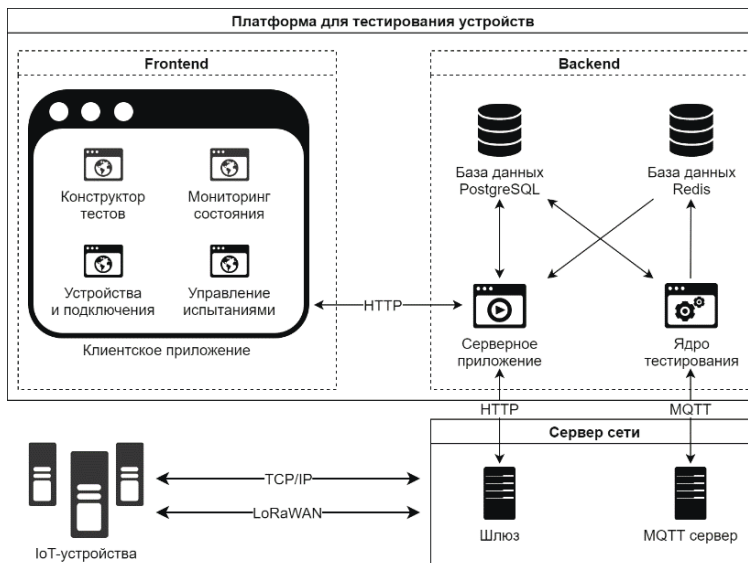


Рис. 2. Схема взаимодействия компонентов платформы тестирования

Разработка ядра тестирования выполнялась, начиная от реализации ключевых функций и заканчивая настройкой запуска в контейнере. Возможности ядра тестирования могут быть расширены с помощью дополнительных модулей.

3. Заключение

В качестве экспериментальной базы для проведения испытания ядра тестирования, был выбран универсальный многотарифный прибор учета электрической энергии Милур 307 с модулем Карат-941LW. Устройство предоставлено предприятием ООО НПО «Карат». Счетчик имеет встроенный специализированный микроконтроллер российского производства, разработка компании «Миландр». Прибор оснащен различными интерфейсами связи для обмена данными с внешними устройствами. Связь между электросчетчиком и модулем осуществляется по протоколу Modbus [4]. Модуль способен выполнять команды, спускаемые сервером приложений LoRaWAN или управляющей платформой, и отправлять архивные данные. Модуль работает в классе C, постоянно прослушивая эфир, поскольку имеет активное питание от электросчетчика.

Ручное и автоматизированное тестирование базировались на программе испытаний, используемой на предприятии. Программа содержит 26 тестов. Ручное тестирование проводилось с использованием корпоративной программы LoRaData. Результаты тестов, отправленные команды и полученные пакеты фиксировались тестировщиком в отчете. Полный процесс тестирования занял 3 часа 13 минут рабочего времени. Автоматическое тестирование было выполнено за 27 минут, а затраты на составление сценария – 30 минут. Основные затраты по времени связаны с тестами, проверяющими смену времени суток и получение соответствующих архивных данных. Результаты тестов записаны в базу данных. С помощью автоматизированной платформы тестирования устройств Интернета вещей тестировщик может посмотреть полученные результаты. Таким образом, автоматическая система тестирования встроенного ПО устройств интернета вещей имеет очевидные преимущества перед ручным способом тестирования.

Список литературы

1. Козлов А. Тестирование прошивок микроконтроллеров AVR [Электронный ресурс] // Платформа Medium. 2020. Режим доступа: https://medium.com/@anton_oxide/testirovanie-proshivok-mikrokontrollerov-avr-f079045419c (дата обращения: 28.03.2021).
2. Документация PostgreSQL [Электронный ресурс] // Официальный сайт PostgreSQL. Режим доступа: <https://www.postgresql.org/docs/> (дата обращения: 22.05.2021).
3. Документация Redis [Электронный ресурс] // Официальный сайт NoSQL СУБД Redis. Режим доступа: <https://redis.io/documentation> (дата обращения: 23.05.2021).
4. Спецификация протокола Modbus [Электронный ресурс] // Организация Modbus. 2012. Режим доступа: https://modbus.org/docs/Modbus_Application_Protocol_V1_1b3.pdf (дата обращения: 21.03.2021).

Метод синтеза линейной виртуальной антенной решетки с угловым сверхразрешением

Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Винник Л.В.

ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи»
г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344027, Российская Федерация
mihome@yandex.ru

Аннотация: Предложен метод синтеза линейной виртуальной антенной решетки, состоящей из цифровой антенной решетки и виртуальной подрешетки, позволяющий уменьшить ограничения метода виртуального раскрытия на гладкость распределения поля в раскрые приемной цифровой антенной решетки. Решена задача синтеза виртуальной антенной решетки по критерию максимума отношения нормы вектора комплексных амплитуд в раскрые виртуальной подрешетки к норме отклонения измеренного вектора комплексных амплитуд в каналах цифровой антенной решетки от рассчитываемого вектора комплексных амплитуд. Показано, что предлагаемый метод позволяет решать задачу уточнения пеленгационного рельефа при произвольной пространственной ориентации источников радиоизлучения и относительно низком отношении сигнал/шум.

1. Введение

Ограничения потенциальной разрешающей способности радиолокатора обычно связывают с размерами раскрыя его антенны [1]. Эти ограничения частично снимаются при использовании методов сверхразрешения в цифровых антенных решетках (ЦАР), к основным из которых следует отнести алгоритмы Кейпона, MUSIC [1], а также метод виртуального раскрытия [2, 3]. Суть последнего состоит в экстраполяции распределения поля, измеренного в пределах раскрыя антенной решетки (АР), на раскрые большего размера. Решение подобной задачи в вычислительном отношении значительно проще, чем при применении алгоритмов Кейпона и MUSIC, однако, оно может быть получено при условии, что распределение поля в раскрые ЦАР представляет собой медленно изменяющуюся функцию. Это ограничивает пространственную область углового сверхразрешения окрестностью направления нормали к раскрыю и допустимым уровнем шумов при измерениях квадратурных составляющих сигналов в каналах ЦАР. Цель работы состоит в том, чтобы снять ограничения метода виртуального раскрытия и обеспечить его реализуемость при произвольном пространственном расположении источников радиоизлучения и более высоком относительном уровне шума в каналах.

2. Обоснование метода и численные результаты

Имеется система из N точечных источников радиоизлучения (ИРИ). Расположение ИРИ задает вектор $\mathbf{U} = (\mathbf{U}_n | n=1, 2, \dots, N)$, а комплексные амплитуды – вектор-строка $\mathbf{J} = (J_n | n=1, 2, \dots, N)$. Число N источников неизвестно, регистрация комплексных амплитуд сигналов осуществляется в каналах приемной M -элементной ЦАР. Требуется сформировать пеленгационный рельеф виртуальной АР, содержащей $P + M$ антенных элементов (АЭ), на основании которого можно получить оценки параметров источников. Координаты фазовых центров антенных элементов (АЭ) ЦАР задаем как

$$\mathbf{x} = (x_m = d(m - (M + 1)/2) | m=1, 2, \dots, M). \quad (1)$$

Комплексные амплитуды в каналах ЦАР для параметров сигнальной обстановки могут быть представлены в виде:

$$\mathbf{A} = \mathbf{J}\mathbf{f}^*(\mathbf{U}) + \mathbf{\Delta}, \quad (2)$$

где $\mathbf{\Delta} = (\Delta_m | m=1, 2, \dots, M)$ – вектор комплексных амплитуд внутренних шумов в каналах ЦАР;

$$\mathbf{f}(\mathbf{u}) = (f_m(\mathbf{u}) = \exp(ikx_m u) | m=1, 2, \dots, M); \quad (3)$$

символ «*» обозначает операцию комплексного сопряжения; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число.

По результатам измерения комплексных амплитуд в раскрые АР может быть сформирована комплексная функция, соответствующая в области $u \in [-1, 1]$ диаграмме направленности (ДН) ЦАР

$$F(u) = \mathbf{A}\mathbf{f}(u). \quad (4)$$

Рассмотрим виртуальную АР, состоящую из двух подрешеток. АЭ первой подрешетки расположены в точках, определяемых вектором $\mathbf{x}$, а АЭ второй подрешетки – в точках, образующих вектор $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{x}_p | p=1, 2, \dots, P)$. Первую подрешетку будем называть реальной подрешеткой, а вторую –

виртуальной подрешетки. Если комплексные амплитуды в раскрыве реальной подрешетки совпадают с комплексными амплитудами ЦАР, то ДН виртуальной АР представляет собой сумму ДН ЦАР и виртуальной подрешетки:

$$\hat{F}(u) = F(u) + \hat{A}\hat{f}(u), \quad (6)$$

где $\hat{A}$ – комплексные амплитуды виртуальной подрешетки; $\hat{f}(u) = \left(\hat{f}_p(u) = \exp(ik\hat{x}_p u) \right) | p=1, 2, \dots, P$.

Для формирования пеленгационного рельефа виртуальной АР необходимо найти комплексные амплитуды в раскрыве виртуальной подрешетки с учетом того, что преобразование Фурье ДН виртуальной АР должно приводить к совпадению комплексных амплитуд реальной подрешетки и ЦАР, а также к ненулевым значениям комплексных амплитуд в раскрыве виртуальной подрешетки. С учетом этих условий вводим две целевые функции, зависящие от формы ДН виртуальной АР:

$$g_1(\hat{F}) = \left\| \frac{1}{T_u} \hat{F} \hat{f}^H - \mathbf{A} \right\|^2; \quad g_2(\hat{F}) = \frac{1}{T_u} \left\| \hat{F} \hat{f}^H \right\|^2, \quad (11)$$

где $\|\mathbf{a}\|$ соответствует норме вектора $\mathbf{a}$; H обозначает операцию эрмитова сопряжения.

Искомая функция $\hat{F}$ должна обеспечивать достижение максимального значения второй частной целевой функции при условии достижения минимума первой частной целевой функции. Этому требованию может соответствовать максимум отношения частных целевых функций

$$g(\hat{F}) = g_1(\hat{F}) / g_2(\hat{F}). \quad (13)$$

Точным решением задачи при отсутствии шума является дискретная функция

$$\hat{F}(u) = \begin{cases} J_n, & u = U_n; \\ 0, & u \neq U_n. \end{cases} \quad (14)$$

Решение задачи минимизации (13) получено градиентным методом. Эффективность метода оценивалась на примере $M = 64$ -элементной линейной ЦАР, а в состав синтезируемой виртуальной АР входило 256 элементов. На рис. 1 приведены результаты формирования пеленгационного рельефа (ДН) виртуальной АР, а на рис. 2 – найденное амплитудное распределение.

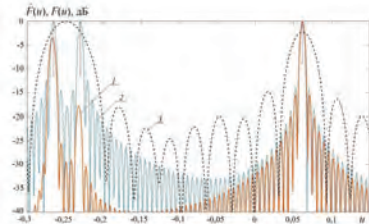


Рис. 1. ДН виртуальной АР (кривые 1 и 2) и ДН ЦАР (кривая 3) при снижении ОСШ до 1...2 дБ

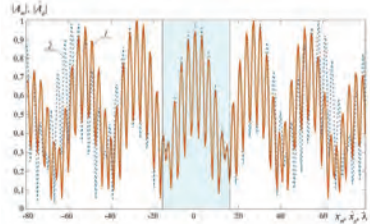


Рис. 2. Амплитудные распределения в раскрыве виртуальной АР (кривая 1 – идеальное распределение, кривая 2 – синтезированное)

3. Заключение

Предложенный метод синтеза виртуальной АР отличается использованием энергетического показателя для определения амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве виртуальной АР при известном АФР в раскрыве ЦАР (реальной подрешетки). Показана работоспособность метода. Достигнуто улучшение разрешающей способности по сравнению с обычной ЦАР при отношении сигнал/шум в каналах порядка 1...2 дБ.

Список литературы

1. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М. Радио и связь. 2003. - 200 с.
2. Лаговский Б.А. Сверхразрешение на основе синтеза апертуры цифровыми антенными решетками // Антенны, 2013, № 6(193). - С. 9-16.
3. Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Винник Л.В., Литвинов А.В., Помысов А.С. Метод детализации радиолокационного изображения на основе генетического алгоритма // Радиотехника, 2019, №7(9). - С. 49-61. doi: 10.18127/j00338486-201907(9)-06.

Способ обработки радиолокационных сигналов в импульсно-доплеровской радиолокационной станции с активной фазированной антенной решеткой

Ларин А.Ю., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Помысов А.С., Шацкий В.В.

ФГУП «Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи»
г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344027, Российская Федерация
mihome@yandex.ru

Аннотация: Предложен способ обработки сигналов, отличающийся тем, что на передающей стороне управляют энергетическим потенциалом активной фазированной антенной решетки для каждого зондирующего импульса формируемой последовательности. Способ основан на использовании в составе передающей антенны электронных ключей, позволяющих отключать передающие каналы активной фазированной антенной решетки от цифрового формирователя сигналов на каждый такт синхронизации. Число активных каналов в каждом зондирующем импульсе подбирают таким образом, чтобы снизить уровень боковых лепестков корреляционной функции без использования весовых коэффициентов. Показано, что предлагаемый способ позволяет экономить энергетический ресурс радиолокационной станции на передающей стороне и сохранять чувствительность приемной системы в процессе согласованной и доплеровской фильтрации.

1. Введение

Процесс обработки сигналов в импульсно-доплеровской радиолокационной станции (РЛС) обычно включает согласованную фильтрацию принятого сигнала с опорным сигналом и спектральную обработку [1]. В результате получают функцию неопределенности Вудворда (ФНВ), положения локальных максимумов которой соответствуют оценкам наклонной дальности и радиальной скорости цели. Известно, что любая автокорреляционная функция кроме главного максимума содержит боковые лепестки. В результате может возникать проблема пропуска слабого отклика цели на фоне боковых лепестков более сильного отклика. Поэтому используют различные варианты подавления боковых лепестков корреляционных функций [1]. В настоящее время наибольшее распространение получили зондирующие сигналы с линейной частотной модуляцией и весовым взвешиванием сигналов импульсов [2], излучаемых передающими активными фазированными антенными решетками (АФАР) и принимаемых цифровыми антенными решетками (ЦАР) [3]. Элементом любой АФАР и ЦАР является подсистема контроля работоспособности, которая способна по результатам автоматического тестирования антенны отключать любой заданный передающий и приемный канал на каждый такт синхронизации. Функция отключения может быть реализована при помощи электронных ключей, которые в передающей АФАР устанавливают между устройством цифрового формирования сигнала и усилителями СВЧ каналов АФАР. Цель данной работы состоит в том, чтобы посредством электронных ключей АФАР снизить уровень боковых лепестков корреляционной функции без использования весовых оконных функций в приемной ЦАР в процессе когерентного накопления энергии принимаемого сигнала.

2. Обоснование способа

Комплексная огибающая радиолокационного сигнала на входе приемника РЛС может быть представлена выражением

$$U_m(t_n, \mathbf{v}) = \sum_{i=1}^{N_s} u_{m,i}(t_n, \mathbf{v}_i) + \xi_m(t_n), \quad m=1, 2, \dots, N, \quad n=1, 2, \dots, N_t, \quad (1)$$

где $\xi_m(t_n)$ – комплексная амплитуда составляющей шума в n -ом отсчете сигнала m -ой последовательности отсчетов соответствующего зондирующего импульса; $u_{m,i}(t_n, \mathbf{v}_i)$ – комплексная амплитуда, соответствующая i -му сигналу; $\mathbf{v}_i$ – вектор измеряемых параметров i -го сигнала.

На выходе доплеровской РЛС обычно формируют корреляционную сумму [1]

$$Z(\mathbf{v}_i - \mathbf{v}_{0n}) = \sum_{t'_s} \sum_{m=1}^N W_m U_m(t_n + t'_s, \mathbf{v}) S_0^*(t'_s, \mathbf{v}_{0n}), \quad (2)$$

где $t'_s \in (-0.5\tau_u, -0.5\tau_u + \Delta t, \dots, 0.5\tau_u)$; τ_u – длительность зондирующего импульса, соответствующая длительности комплексной огибающей опорного сигнала $S_0(t, \mathbf{v}_{0n})$; $\mathbf{v}_{0n}$ – вектор параметров опорного сигнала с компонентами, аналогичными составляющим векторов $\mathbf{v}_i$; W_m – значение весового коэффициента оконной функции для m -го зондирующего импульса.

Если ограничиться только совместным измерением дальности и радиальной скорости, то сумма вида (2) соответствует дискретному представлению ФНВ, а вектор $\mathbf{v}_i$ содержит две компоненты, определяющие время запаздывания сигнала и доплеровский сдвиг частоты. В процессе анализа ФНВ необходимо на фоне шумов выделить векторы $\mathbf{v}_i$, соответствующие параметрам сигналов и локальным экстремумам ФНВ.

Обнаружение локальных экстремумов ФНВ на фоне шумов при приеме одного сигнала наиболее эффективно при условии, что весовые коэффициенты $\mathbf{W} = \{W_m \equiv 1\}$. В этом случае ФНВ содержит единственный главный экстремум, положение которого отвечает дальности до объекта и его радиальной скорости движения. Кроме того, ФНВ содержит ряд боковых лепестков, уровень которых необходимо снизить. Для решения этой задачи предложено использовать АФАР с управляемым энергетическим потенциалом при излучении каждого зондирующего импульса последовательности. Пусть $\mathbf{W} = \{W_m\}$ – выбранная оконная функция. Тогда энергетический потенциал АФАР следует выбирать в каждом зондирующем импульсе таким образом, чтобы выполнялось равенство

$$\max_m \left(\sqrt{P_0 M_m D_{\text{в}m}} \right) W_m = \sqrt{P_0 M_m D_{\text{в}m}}, \quad (3)$$

где P_0 – средняя излучаемая мощность канала в зондирующем импульсе; M_m – число антенных элементов АФАР, участвующих в излучении m -го зондирующего импульса; $D_{\text{в}m}$ – коэффициент направленного действия передающей АФАР при излучении m -го зондирующего импульса M_m антенными элементами.

На рис. 1 показано, как изменяется энергетический потенциал 1600-элементной плоской АФАР в зависимости от числа активных антенных элементов M_m . На рис. 2 приведено сечение ФНВ при реализации предлагаемого способа обработки сигналов в РЛС.

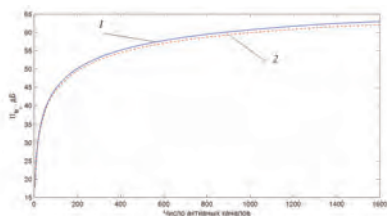


Рис. 1. Энергетический потенциал АФАР при ограничении числа активных антенных элементов:
1 – неотклоненный луч, 2 – отклоненный луч

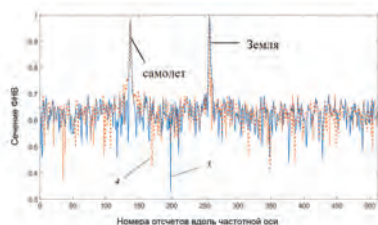


Рис. 2. Сечение ФНВ с целью реализации существующего (кривая 1) и предлагаемого (кривая 2) способов обработки сигналов.

3. Заключение

Предложенный способ обработки сигналов в РЛС с АФАР обеспечивает подавление боковых лепестков корреляционной функции путем отключения ряда каналов передающей АФАР в процессе излучения пачки зондирующих импульсов. Проведенное сопоставление существующего и предложенного способов показало, что предлагаемый способ обеспечивает сохранение энергетического ресурса РЛС порядка 3...5 дБ в зависимости от выбираемой оконной функции для обработки сигналов.

Список литературы

1. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / под ред. В.Е. Дулевича. М.: Сов. радио, 1978. 608 с.
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника. 2007. - 376 с.
3. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.

Узконаправленная волноводная антенна радиолокационной системы обзора летного поля

¹Сучков А. В., ¹Рыжов Д. А.

¹ПАО «НПО «Алмаз» (ТОП «ЛЭМЗ»)

г. Москва, 127411, Дмитровское шоссе, 110, Российская Федерация
avsu@bk.ru

Аннотация: Разработана узконаправленная волноводная антенна для радиолокационной системы обзора летного поля X-диапазона частот. Антенна, состоящая из расширяющегося рупора и 256-элементной линейной волноводной антенной решетки с параллельным возбуждением, формирует в полосе частот 9000–9450 МГц диаграмму направленности с ширинами $0,35^\circ$ в горизонтальной плоскости и 11° в вертикальной плоскости, максимальным уровнем боковых лепестков –25 дБ и реализованным коэффициентом усиления не менее 38 дБ.

1. Введение

Антенны радиолокационных систем обзора летного поля (РЛС ОЛП) с высокой разрешающей способностью¹ в большинстве случаев строят в виде узконаправленных линейных волноводно-щелевых решеток с механическим вращением по азимуту^{2,3}. Для повышения коэффициента усиления и обеспечения требуемой формы диаграммы направленности (ДН) в вертикальной плоскости линейную решетку размещают в расширяющемся рупоре. При этом последовательное возбуждение щелей решетки приводит к отклонению углового положения главного луча ДН при изменении рабочей частоты [1], что ограничивает возможность расширения полосы излучаемого/принимаемого сигнала для улучшения разрешающей способности РЛС по дальности [2]. В работе [3] показано возможное решение этой задачи при реализации антенны в виде решетки с последовательно-параллельной микрополосковой системой питания излучающих элементов. В данном докладе обсуждаются результаты разработки узконаправленной волноводной антенны радиолокатора обзора летного поля «Алькор»⁴, рассмотрены вопросы устранения частотной зависимости углового положения главного луча ДН, расширения рабочей полосы частот и снижения потерь, вносимых системой питания.

2. Основные технические решения и результаты

С учетом требований к ширине и форме ДН, определяемым азимутальным разрешением и зоной обзора РЛС по углу места, антенна построена в виде линейной решетки из 256 волноводных излучателей, которые размещены в расширяющемся рупоре с шагом 25 мм в продольном направлении (рис. 1а, вид А). При этом для устранения зависимости углового положения ДН от частоты должно быть обеспечено равенство электрических длин линий, питающих излучатели. Одним из наиболее рациональных вариантов синфазного широкополосного возбуждения излучателей с минимальными вносимыми потерями является применение параллельной волноводной схемы питания [4]. Схема питания излучателей включает 64 бинарных делителя мощности (ДМ) 1:4, вход каждого из которых соединен с соответствующим выходом 64-канального делителя, формирующего спадающее амплитудное распределение (АР) в горизонтальной плоскости. АР при выбранном размере апертуры и теоретическом уровне боковых лепестков –33 дБ обеспечивает ширину ДН не более $0,35^\circ$. ДМ 1:64 выполнен на основе Т-образных волноводных мостовых соединений в Е-плоскости [5] и направленных ответвителей с Т-щелевым элементом связи [6]. ДМ 1:4 содержит 3 неразвязанных волноводных Е-тройника [5] и образует совместно с волноводными излучателями 4-элементную подрешетку. Применение подрешеток позволяет упростить конструктивное исполнение и улучшить массогабаритные характеристики схемы питания. При этом периодическая амплитудная модуляция распределения поля приводит к возникновению боковых лепестков квантования [4, 5] на уровнях –32 дБ и –49 дБ. Антенна имеет горизонтальную поляризацию. Поляризационный фильтр (рис. 1а), опционально применяемый в составе антенны, обеспечивает возможность работы в режиме круговой поляризации.

Линейная решетка и схема питания выполнены в сборном фрезерованном корпусе [7], расположенном под расширяющимся рупором параллельно его нижней стенке. Сборный корпус и рупор с поляризационным фильтром установлены на несущей конструкции, закрытой радиопрозрачным об-

¹ <https://favt.gov.ru/sertifikaciya-avia-tehniki-oborudovaniya-sertif-trebovaniya-rtop>

² <https://manualzz.com/doc/35330648/21-feet-high-gain-antenna-system>

³ <http://www.npo-leninetz.ru/produktsiya/radar/antenna-a2-and-a3>

⁴ <https://lemz.ru/алькор>

текателем (рис. 16). Конструкция антенны защищена патентом [8]. При разработке для оптимизации радиотехнических характеристик антенны проводилось полноволновое моделирование ее составных частей с применением строгого электродинамического анализа методом конечных элементов [9].

На рис. 1в приведены характеристики ДН, измеренные на планарном сканере в ближней зоне излучения амплифазометрическим методом⁵. Реализованный коэффициент усиления антенны [10] в рабочей полосе частот составляет не менее 38 дБ.

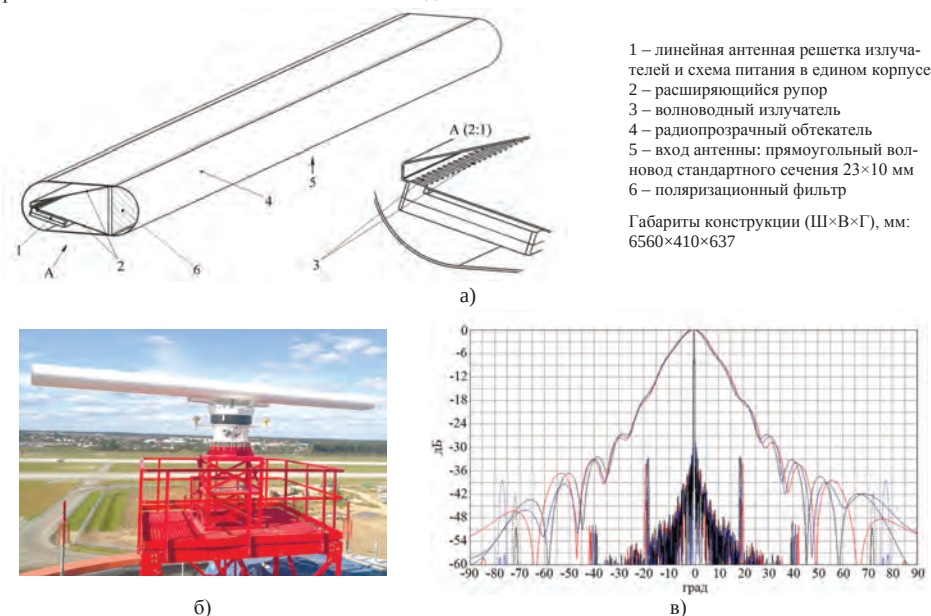


Рис. 1. Узконаправленная волноводная антенна: а) конструкция; б) установка в антенном модуле РЛС ОЛП «Алькор»; в) измеренные ДН в горизонтальной и вертикальной плоскостях на нижней, верхней и центральной рабочих частотах

3. Заключение

Представлены результаты разработки узконаправленной волноводной антенны Х-диапазона. Полученные экспериментальные результаты хорошо согласуются с результатами численного моделирования, что подтверждает корректность проведенных расчетов и заложенных технических и конструкторско-технологических решений. Антенна успешно прошла сертификационные испытания в составе радиолокатора обзора летного поля «Алькор»⁶, в настоящее время ведется подготовка ее серийного производства. Универсальность конструкции и реализованные радиотехнические характеристики антенны обеспечивают возможность ее применения в радиолокационных системах с полосой сигнала до 450 МГц, что позволяет улучшить разрешающую способность по дальности.

Список литературы

1. Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г. Антенны УКВ. Под ред. Г. З. Айзенберга, в 2-х частях. Ч. 2. М.: «Связь», 1977. 288 с.
2. Namish M. Modern radar systems, 2d edition. Boston: Artech house, 2008. 701 p.
3. Буянов Ю. И., Доценко В. В. и др. Узконаправленная антенна 3-см диапазона для обзорной РЛС с высоким разрешением по дальности. В сб.: 10-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2010 (Севастополь, 13—17 сент. 2010 г.). 2010. С. 538-539.
4. Hansen R. C. Phased array antennas. 2d edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & sons, inc., 2009. 547 p.
5. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Т. 2. М.: Сов. Радио, 1977. 408 с.
6. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. Радио, 1967. 652 с.
7. Фельдштейн Е. Э. Обработка деталей на станках с ЧПУ. Минск: Новое знание, 2008. 299 с.
8. Сучков А. В., Великотский А. В. и др. Пат. 201664. Узконаправленная волноводная антенна. Оpubл. в Б. И., 2020. № 1.
9. Гринев А. Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики. М.: Радиотехника, 2012. 336 с.
10. Инденбом М. В. Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. М.: Радиотехника, 2015. 416 с.

⁵ ГОСТ 8.309-78

⁶ <https://favt.gov.ru/sertifikaciya-avia-tehniki-oborudovaniya-reestr-sertifikatov-tipa-rtop/>

Компенсация помех, принятых по боковым лепесткам антенны, в радиолокационных системах с фазированной антенной решеткой

¹ Паршина Е. С.

¹ АО «НПП «Радар ммс»

г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, Российская Федерация
parshina_es@radar-mms.com

Аннотация: Рассмотрены системы компенсации помех, принятых по боковым лепесткам антенны, на основе одноканального корреляционного автокомпенсатора помех. Проведен анализ показателей эффективности (коэффициентов подавления помехи, коэффициентов подпомеховой видимости) двух систем при различных размерах апертуры антенн и амплитудных распределениях антенных элементов. Показано, что при идентичных характеристиках антенн значения показателей эффективности двух способов построения компенсационных каналов отличаются на величину не более 2 %.

1. Введение

Компенсация помех, принятых по боковым лепесткам антенны, является одной из мер защиты от помех и используется для подавления непрерывных шумоподобных помех, действующих в направлении боковых лепестков антенны радиолокационной системы.

Принцип действия основан на использовании корреляционного автокомпенсатора помех [1 – 3], для реализации которого необходимо наличие дополнительного канала приема, состоящего из приемника и слабонаправленной антенны с коэффициентом усиления, перекрывающем боковые лепестки антенны радиолокационной системы.

Для большинства современных радиолокационных систем в качестве антенны используется активная фазированная антенная решетка [4]. В [5] предложен способ пространственной селекции помех фазированных антенных решеток блочно-модульного типа построения; показано, что при определенном выборе размера подрешетки и амплитудного распределения антенных элементов диаграмма направленности подрешетки антенны радиолокационной системы удовлетворяет требованиям, предъявляемым к антенне компенсационного канала.

В работе проведен анализ показателей эффективности двух способов построения компенсационных каналов: посредством подрешетки антенны радиолокатора и посредством выделения отдельного компенсационного канала.

2. Описание систем, осуществляющих компенсацию помех

На рисунке 1 приведены структурные схемы рассматриваемых систем, осуществляющих компенсацию помех, принятых по боковым лепесткам антенны.

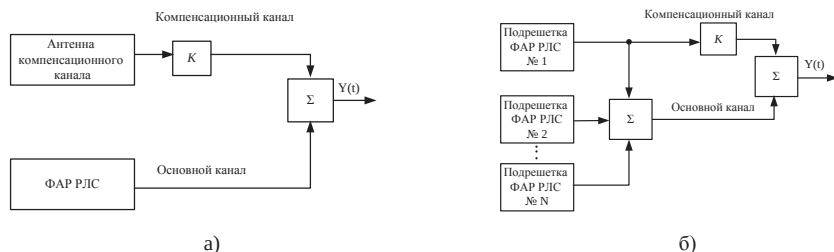


Рис. 1. Структурная схема систем защиты от помех: а) первая система, характеризующаяся наличием отдельного канала; б) вторая система защиты от помех на основе использования подрешетки антенны радиолокатора

Сигнал на выходе системы защиты можно представить в виде:

$$y(t) = x_o(t) + kx_k(t),$$

где $y(t)$ – сигнал на выходе системы защиты от помех, $x_o(t)$ – принятый сигнал основного канала, $x_k(t)$ – принятый сигнал компенсационного канала, k – регулируемый весовой коэффициент.

Принятые сигналы основного и компенсационного каналов $x_o(t)$ и $x_k(t)$ являются откликами фазированной антенной решетки на внешнее радиолокационное поле и, согласно [6], зависят от расположения и амплитудно-фазового распределения антенных элементов в фазированной антенной решетке, направления прихода и интенсивности отраженных сигналов от полезной цели и постановщика помех.

Весовой коэффициент k вычисляется согласно выражению [2]:

$$k = -\frac{x_o(t)x_k(t)}{x_k(t)^2}$$

3. Анализ показателей эффективности подавления помех

Проведен анализ показателей эффективности (коэффициента подавления помех K_{pd} , коэффициента подпомеховой видимости K_{pv}) систем компенсации помех (рис.1) в зависимости от дисперсии собственных шумов приемника при различных амплитудных распределениях антенных элементов (как в [5]) и размерах апертуры основного и компенсационного каналов. При этом в качестве антенны компенсационного канала первой системы использовалась фазированная антенная решетка с такими же расположением и амплитудным распределением антенных элементов как у антенны компенсационного канала второй системы.

Замечено, что для рассмотренных способов построения компенсационных каналов значения коэффициентов K_{pd} , K_{pv} , выраженные в децибелах, отличаются на величину не более 2%. На рисунке 2 в качестве примера представлены зависимости коэффициентов подавления помехи и подпомеховой видимости, полученные для антеннной решетки радиолокационной системы с апертурой антенны основного канала $11\lambda \times 5\lambda$, где λ – длина волны, апертурой антенны компенсационного канала $2\lambda \times 2\lambda$. Амплитудное распределение элементов получено посредством оконной функции Кайзера.

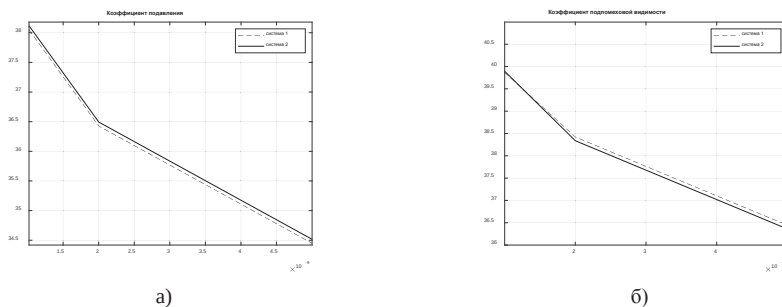


Рис. 2. Зависимости показателей эффективности от дисперсии собственных шумов приемника: а) K_{pd} ; б) K_{pv}

4. Заключение

Рассмотрены две системы, осуществляющие компенсацию помех, принятых по боковым лепесткам антенны радиолокационной системы с фазированной антенной решеткой, проведен анализ показателей эффективности подавления помех.

Компенсация помех на основе одноканального корреляционного автокомпенсатора помех, в качестве антенны компенсационного канала которой используется подрешетка антенны радиолокатора, позволяет при меньших габаритах (по сравнению с первой системой) достигнуть схожих показателей эффективности как у системы защиты от помех с конструктивным исполнением компенсационного канала в виде отдельных антенны и приемника.

Список литературы

1. Вексин С. И. Обработка радиолокационных сигналов в доплеровских головках самонаведения. М: МАИ, 2005. 244 с.
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп./ Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
3. Справочник по радиолокации/ Под ред. М. И. Скольника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2 книгах. Книга 2. М.: Техносфера, 2014. 680 с.
4. Нечаев Е. Е., Дерябин К. С. Современные бортовые радиолокационные станции и антенные решетки многофункциональных авиационных комплексов военного назначения // Научный вестник МГТУ ГА. 2015. №221 (11). [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/sovremennye-bortovye-radiolokatsionnye-stantsii-i-antennnye-reshetki-mnogofunktsionalnyh-aviatsionnyh-kompleksov-voennogo-naznacheniya> (дата обращения: 4.05.2021).
5. Паршина Е. С. Способ пространственной селекции помех в моноимпульсной радиолокационной станции с фазированной антенной решеткой // Вопросы радиоэлектроники. 2020. № 12. С. 18 – 23.
6. Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. John Wiley & Sons, Inc, 2002. 1443 p.

Волноводная антенная решетка X-диапазона с эллиптической поляризацией

Овчинникова Е.В., Гаджиев Э.В., Нгуен Динь То, Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация
oea8888@gmail.com

Аннотация: Предлагается схема построения антенной решетки из поляризаторов с линейной перегородкой, обеспечивающая требуемые энергетические и поляризационные характеристики антенной решетки радиолинии передачи целевой информации, устанавливаемой на борту космического аппарата. Проведено численное моделирование элемента и антенной решетки. Определено влияние параметров конструкции элемента на характеристики направленности и частотные характеристики. Рассмотрены методы синтеза ДН многоэлементной антенной решетки и вопросы ее практической реализации.

1. Введение

Рупорные и волноводные антенны обеспечивают высокую надёжность и малые потери, поэтому они широко применяются в бортовых системах спутниковой связи (ССС). Одной из важнейших характеристик таких антенн является сохранение высокого коэффициента эллиптичности в широком секторе углов [1—8]. Для обеспечения работы антенной системы применяется широкоугольное механическое сканирование. Перспективным направлением является использование конформных антенн с цифровым диаграммообразованием. В наземных системах связи и радиолокационных комплексах, а также в бортовых радиолокационных станциях (РЛС) широко применяются активные фазированные антенные решётки (АФАР) и цифровые активные фазированные антенные решётки (ЦАФАР). В таких антенных системах отсутствует распределительная система, обеспечивающая требуемое амплитудно-фазовое распределение (АФР), а следовательно, и потери в распределительной системе, что позволяет повысить энергетический потенциал.

В данной работе рассмотрен вариант построения бортовой антенной решётки X-диапазона, обеспечивающей коэффициент усиления не менее 15 дБ в рабочей полосе 8-8,4 ГГц и коэффициент эллиптичности не менее 0,7 в секторе углов $\pm 70^\circ$.

2. Теория

Антенны с эллиптической поляризацией поля излучения могут возбуждаться двумя источниками, обеспечивающими пространственный и временной фазовый сдвиг 90° или одним источником, возбуждающим две ортогональные вырожденные волны, распространяющимися с разными скоростями [9-12]. Второй способ возбуждения имеет более простую практическую реализацию, однако поляризационные характеристики таких антенн в основном определяются параметрами поляризаторов. Важнейшей поляризационной характеристикой антенны является коэффициент эллиптичности, который связан с компонентами поля в раскрыве поляризатора. В работе определены зависимости поляризационных характеристик от конструктивных параметров поляризаторов в составе антенной решётки. Показано, что взаимодействие излучателей снижает коэффициент эллиптичности в рабочем секторе углов $\pm 70^\circ$, однако пространственное разнесение элементов позволяет получить требуемые характеристики. На рис.1 приведены зависимости коэффициента эллиптичности элемента в составе антенной решётки от пространственной угловой координаты. На рис.2 показана зависимость коэффициента направленного действия от частоты. На рис.3 приведены пространственные диаграммы направленности, из которых видно, что пространственное разнесение элементов не приводит к появлению дифракционных максимумов.

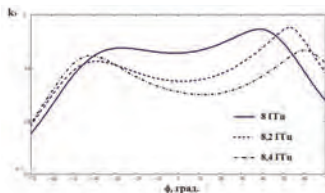


Рис.1. Зависимости коэффициента эллиптичности от угловой координаты в угломерной плоскости

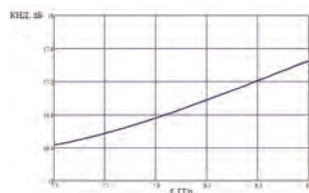


Рис.2. Зависимость коэффициента направленного действия от частоты

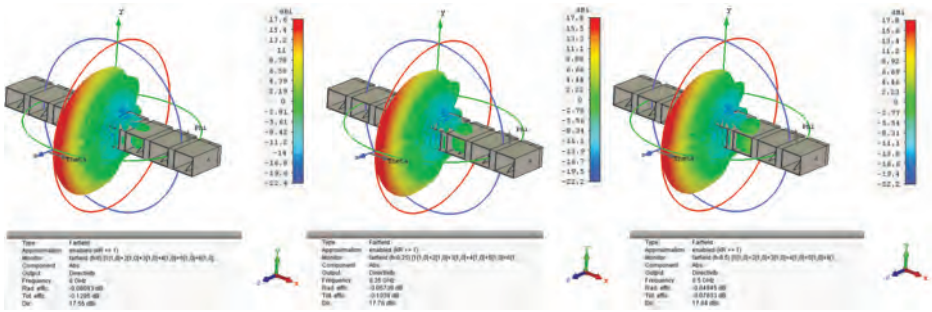


Рис. 3. Пространственные диаграммы направленности антенной решетки из поляризаторов с линейной перегородкой

Полученные зависимости показывают, что пространственное разнесение элементов позволяет улучшить поляризационные характеристики антенной решетки, поэтому эффективным методом расширения углового сектора поляризационных характеристик является синтез размещения элементов в полотно решетки.

3. Заключение

Разработаны модели волноводных излучателей на основе поляризаторов с линейной перегородкой. Проведена параметрическая оптимизация излучателей с целью достижения коэффициента эллиптичности не ниже 0,7 в секторе углов $\pm 70^\circ$. Определены характеристики направленности антенной решетки из восьми элементов. Показано существенное влияние взаимодействия излучателей в антенной решетке на зависимости коэффициента эллиптичности от угловых координат. Рассмотрены различные схемы построения антенного полотна. Разработаны методы синтеза диаграмм направленности многоэлементной антенной решетки, обеспечивающие требуемые поляризационные характеристики.

Список литературы

1. Steven Gao, Ya Hya Rahmat-Samii, Richard E. Hodges, Xue-Xia Yang. Advanced Antennas for Small Satellites. Proceedings of the IEEE. Vol. 106, No. 3, March 2018. P.391-403.
2. E.N. Yegorov, V.V. Likhtenvald, G.V. Sbitnev. The system of Active Phased Array Antennas for satellite relay "Kupon". Proceedings of the XVIII Moscow International Conference on Antenna Theory and Technology, Moscow, 1998, p.p 55-61.
3. Masanobu Y., Takumi H., Tomonori K., Masai S. On-board evaluation results of active phased array antenna for winds Satellite, Transactions of the Japanese Society for Artificial Intelligence, Aerospace Technology Japan. – 2011. – V. 8. – P. 13-18.
4. Е.В. Овчинникова, С. Г. Кондратьева, П. А. Шмачилин, Нгуен Динь То, А. Г. Генералов, Э. В. Гаджиев, М. Р. Салихов. Применение рупорной антенны в качестве бортовой антенны радиолинии передачи целевой информации. Журнал «Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ.» – 2019. – Т. 173. – № 6. – С. 41 – 50.
5. Ming Chen, Tsandoulas G. A wide-band square-waveguide array polarizer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1973. V. 21. № 3. P. 389–391.
6. Двуреченский В.Д., Тепляков П.П., Федотов А.Ю. Спутниковая антенна с эллиптической поляризацией // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2013. Т. 134. № 3. С. 27–30.
7. Фам Ван Винь. Моделирование антенных систем спутникового телевидения // Труды Междунар. молодежной науч. конф. «Гаринские чтения» (17–20 апреля 2018 г.). М.: МАИ. С. 223–224.
8. Kim I., Kovitz J.M., Rahmat-Samii Y. Enhancing the power capabilities of the stepped septum using an optimized smooth sigmoid profile // IEEE Antennas and Propagation Magazine. Oct. 2014. V. 56. № 5. P. 16–42. DOI: 10.1109/MAP.2014.6971913.
9. Simmons A. J. Phase shift by periodic loading of waveguide and its application to broad-band circular polarization / A. J. Simmons // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1955. – 3, N 6. – P. 18–21.
10. Rebolgar J. Broad-band corrugated polarisers using different kinds of corrugations / J. Rebolgar // IEEE AP-S Int. Symp.: digest. – Vancouver, 1985. – P. 639–642.
11. A novel design tool for waveguide polarizers / G. Virone, R. Tascone, M. Baralis et al. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – 53, N 3. – P. 888–894.
12. Combined-phase-shift waveguide polarizer / G. Virone, R. Tascone, O. A. Peverini et al. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2008. – 18, N 8. – P. 509–511.

Модернизация элемента отражательной фазированной антенной решетки W-диапазона

¹Комиссарова Е. В., ¹Крехтунов В. М.

¹Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)

г. Москва, ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация
mc_ken@list.ru, komissarovaev@bmtu.ru

Аннотация: Исследуется интегрированный элемент ФАР с двумерным электрическим сканированием луча, переотражающей кругополяризованные волны. Элемент ФАР содержит волноводный диэлектрический излучатель и отражательный волноводный ферритовый фазовращатель с магнитной памятью. С целью уменьшения поперечных размеров элемента ФАР изменена форма поперечного сечения корпуса, обмотка продольного намагничивания выполнена бескаркасной, расположена непосредственно на ферритовом стержне, не содержащем токопроводящего покрытия боковой поверхности, образуя спирально проводящий квадратный волновод. Технический результат – расширение двумерного сектора сканирования луча отражательной ФАР.

1. Введение

Интегрированные элементы ФАР, содержащие волноводные ферритовые фарадеевские фазовращатели (ВФФВ) и волноводные диэлектрические излучатели (ВДИ) широко используются в отечественных радиолокационных системах. Пример их успешного применения описан в [1], где представлен элемент ФАР X-диапазона серийно выпускаемого изделия, в котором реализована идея патента [2]. Позднее с рядом усовершенствований, включая упрощение конструкции и сборки устройства, замену диэлектрика типа «ситалл» на высокочастотные керамики, схема построения элемента ФАР [2] реализована в ФАР Ka-диапазона частот [3] с учетом патента [4].

В последнее время повышенный интерес к многоэлементным ФАР с интегрированными элементами типа [2] и [4] проявляется в связи с созданием вертолетных РЛС [5], работающих в коротковолновой части миллиметрового диапазона волн (W-диапазон). Эти РЛС позволяют обнаруживать высокие объекты и провода ЛЭП, что практически важно для вертолета, летящего ночью или в условиях ограниченной видимости на предельно малых высотах.

2. Основная часть

Ранее в статье [6] отмечались проблемы, препятствующие созданию элементов ФАР с двумерным широкоугольным электрическим сканированием луча на частотах выше 60 ГГц. Однако эти трудности были преодолены [7] и создан ВФФВ на частоту 94 ГГц. На его основ с учетом [8] были разработаны элементы ФАР с высокими электрическими характеристиками.

На рис. 1 показаны продольное и поперечное сечения элемента отражательной ФАР (ОФАР). Здесь обозначено: 1- волноводно-диэлектрический излучатель, 2 – волновод излучателя, 3 – ступенчатый согласующий переход, 4 – ферритовая скоба магнитопровода 5 – ферритовый стержень, 6 – обмотка его продольного намагничивания без каркаса, 7 – короткозамыкатель с волноводом, 8 – выводы обмотки намагничивания.

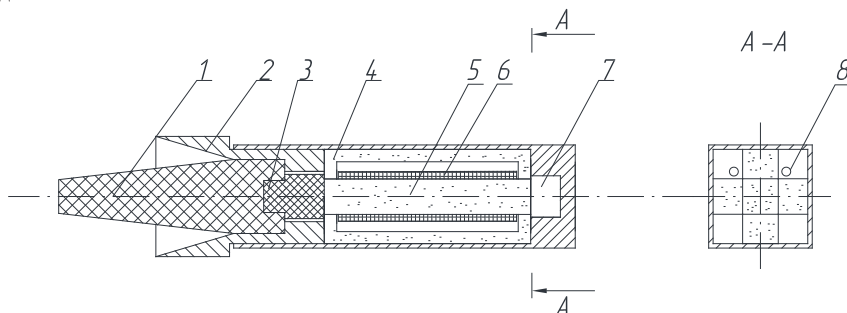


Рис. 1. Элемент отражательной ФАР

В этом элементе ОФАР в отличие от элемента ОФАР [8] отсутствует каркас обмотки намагничивания, которая размещена непосредственно на ферритовом стержне, не содержащем токопроводящего покрытия боковой поверхности. В итоге провода обмотки намагничивания вплотную примыкают друг к другу так, что обмотка намагничивания образует спирально-проводящий волновод квадратного сечения, заполненный ферритовой средой.

Такое выполнение обмотки намагничивания – это первая возможность уменьшения поперечного размера ферритового блока ВФФВ на толщину каркаса [8], которая составляет до $0,05\lambda$, где λ – рабочая длина волны. Другая возможность изменения поперечного размера в отличие от [8] – изменение формы поперечного сечения тонкостенного корпуса элемента ОФАР.

В элементе ОФАР, описанном в [9], между внутренней поверхностью круглого цилиндрического корпуса и плоскими гранями ферритовых скоб магнитопровода ВФФВ имеются зазоры величиной $0,1\lambda$. Эти зазоры могут быть устранены при замене круглого цилиндрического корпуса на цилиндрический корпус, содержащий плоские грани, примыкающие к плоским внешним граням ферритовых скоб магнитопровода ВФФВ. За счет этой замены поперечный размер элемента ОФАР может быть уменьшен на величину до $0,2\lambda$, так что общее уменьшение поперечного сечения элемента ОФАР составит до $0,3\lambda$. Численные значения зависят от конкретной практической реализации элемента ОФАР W-диапазона частот.

При соответствующей сборке полотна отражательной ФАР такое уменьшение поперечного размера элемента ОФАР обеспечивает режим однолучевого сканирования луча при размещении элементов в узлах треугольной сетки для заданного в [10] сектора сканирования луча $\pm 15^\circ$, что существенно упрощает выбор излучателя при разработке отражательной ФАР с такими элементами. В случае необходимости сканирования луча в большем секторе углов, возможно применение ВДИ, аналогичного [10]. В этом случае элемент ОФАР обеспечивает расширение двумерного сектора электрического сканирования луча до $\pm 22^\circ$.

3. Заключение

Предложена модернизация элемента отражательной фазированной антенной решетки W-диапазона в виде изменения формы поперечного сечения корпуса элемента и выполнения обмотки намагничивания в виде спирально-проводящего волновода квадратного сечения с ферритовым заполнением, в результате которой показана возможность уменьшения размера поперечного сечения элемента, позволяющая реализовать режим однолучевого сканирования в секторе углов $\pm 15^\circ$. При необходимости расширения двумерного сектора сканирования луча применение модернизированного элемента ОФАР позволяет увеличить сектор сканирования до $\pm 22^\circ$.

Список литературы

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. 3-6 May. 1994. A. 3. Antenna design. P. 20–24.
2. Патент № 2184410 РФ. Приемопередаточный элемент фазированной антенной решетки. Афанасьев Ю.Н., Жигарев В.В., Захарьев Л.Н., Кашин В.А., Корецкий В.М., Леманский А.А., Липатов А.В., Павельев Б.А., Феоктистов В.Г. Заявл. 26.06.2001. Оpubл. 27.06.2002г. Бюл. № 18.
3. Шевцов О.Ю., Артюшев А.В., Крехтунов В.М., Голубцов М.Е., Русов Ю.С. Особенности построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн для РЛС зенитно-ракетного комплекса малой дальности // Известия РАН. 2010. № 3. С. 61–69.
4. Патент № 2325741 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. Рoshаль Л.Б., Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю. Заявл. 06.10.2006. Оpubл. 27.05.2008. Бюл. № 15.
5. Канашенков А.И. Вертолетная радиолокация. Проблемы и решения // Фазотрон. Информационно-аналитический журнал Корпорации «Фазотрон-НИИР». 2007. 1-2 (10). С. 16-25.
6. Harrison G. R., Sharon Th. E. Millimeter Wave Components For Electronically Controllable Antennas // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. Vol. 9. No. 5. 1988. Pp. 443-468.
7. Крехтунов В.М., Андропов Е.В., Комиссарова Е.В. Волноводный ферритовый фазовращатель для ФАР на частоту 94 ГГц // Антенны. 2001. Вып. 8 (54). С. 28-33.
8. Патент 2474018 РФ. Элемент фазированной отражательной антенной решетки. Комиссарова Е. В., Крехтунов В.М. Заявл. 30.12.2010. Оpubл. 27.01.2013. Бюл. № 3.
9. Крехтунов В.М., Андропов Е.В., Комиссарова Е.В., Русов Ю.С. Элемент фазированной антенной решетки W-диапазона // 11-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. Севастополь. 2001. С. 333-335.
10. Комиссарова Е.В. Разработка элементов ФАР КВЧ диапазона с повышенным быстродействием и пониженным энергопотреблением // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. Севастополь. 2013. Т.2. С. 576-578.

Эффективный алгоритм расчета весовых коэффициентов в адаптивных антенных решетках

Обуховец В.А.

Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344006, ул. Б. Садовая, 105/42, Российская Федерация
vaobuhovec@sfedu.ru

Аннотация: Рассмотрен эффективный алгоритм обработки сигналов в адаптивных антенных решетках, позволяющий экономить вычислительные затраты и учитывать взаимное влияние излучателей. Алгоритм основан на методе множителей Лагранжа и применим к решеткам произвольной геометрии. Приведены примеры моделирования работы алгоритма для линейных антенных решеток.

1. Введение

Важнейшей проблемой теории адаптивных антенных решеток (ААР) является необходимость сокращения времени адаптации за счет совершенствования процедуры вычисления весовых коэффициентов и обеспечение возможности работы в реальном масштабе времени.

Наиболее трудоемкой процедурой при расчете весовых коэффициентов [1] является обращение комплексной ковариационной матрицы шумов $[M_N]$, порядок которой равен числу излучателей решетки. Эта операция, в основном, определяет быстродействие алгоритма и необходимые вычислительные ресурсы. Применение методов Q - преобразования и итерационных [1-6] при значительном количестве излучателей не всегда позволяет реализовать работу в реальном времени.

2. Вычисление весовых коэффициентов

Рассматриваемый ниже алгоритм адаптации по критерию обеспечения максимума отношения сигнал/шум требует значительно меньшего числа вычислительных операций. Величина отношения сигнал/шум при исследовании стационарного режима работы адаптивной антенной решетки определяется отношением квадратичных эрмитовых форм (или обобщенным отношением Рэлея) [1]:

$$q = \frac{\langle w^* [M_s] w \rangle}{\langle w^* [M_N] w \rangle}, \quad (1)$$

где $\langle w$ и $w \rangle$ - матрица-строка и матрица-столбец весовых коэффициентов соответственно, $[M_s]$ и $[M_N]$ – ковариационные матрицы сигналов и шумов. Оптимальный набор весовых коэффициентов, обеспечивающих максимум отношения (1) с точностью до постоянного множителя α , определяется выражением

$$w_{opt} = \alpha [M_N]^{-1} f^*(\theta_0, \varphi_0), \quad (2)$$

$f^*(\theta_0, \varphi_0)$ - матрица-столбец выборок из комплексно-сопряженных диаграмм направленности отдельных излучателей в направлении (θ_0, φ_0) приема полезного сигнала. В [2] приведены простые соотношения для расчета $[M_N]$ и представления ее в виде

$$[M_N] = [M_0] + [M_\phi] + \sum_{j=1}^L [M_I] = [M_{\text{распр}}] + \sum_{j=1}^L [M_I]. \quad (3)$$

Здесь $[M_0]$, $[M_\phi]$ и $[M_I]$ – соответственно ковариационные матрицы внутренних шумов, шумов распределенного фона и шумов, обусловленных влиянием L сосредоточенных помех.

Поиск оптимального набора весовых коэффициентов выполняется методом множителей Лагранжа путем минимизации функционала

$$\Phi = \langle w^* [M_{\text{распр}}] w \rangle + \sum_{i=0}^L \mu_i \langle f(\theta_i, \varphi_i) w \rangle.$$

Неопределенные множители Лагранжа μ_i определяются из решения системы уравнений по заданным ограничениям на уровень диаграммы направленности a_k в L направлениях (θ_i, φ_i) :

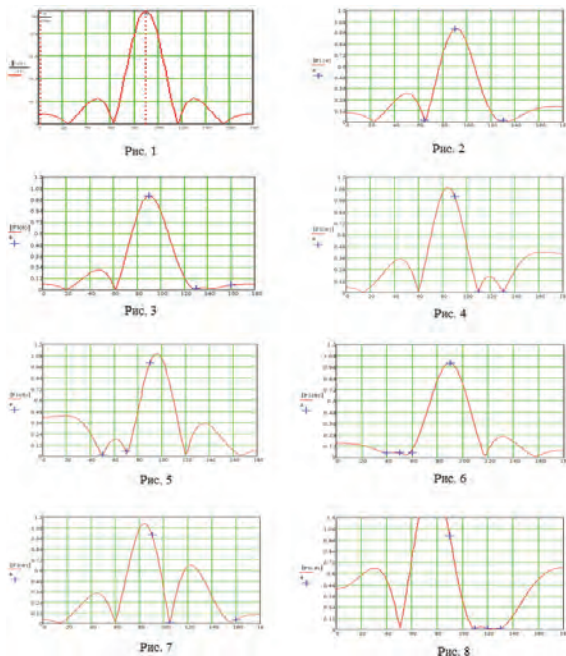
$$\sum_{i=0}^L \mu_i^* \langle f(\theta_i, \varphi_i) [M_0]^{-1} f(\theta_k, \varphi_k) \rangle = -a_k. \quad (4)$$

Найденные значения μ_i^* позволяют вычислить оптимальную матрицу-столбец весовых коэффициентов

$$W_{opt} = -\sum_{i=0}^L \mu_i^* [M_{распр}]^{-1} f^*(\theta_i, \varphi_i) >.$$

3. Результаты моделирования

Результаты численного моделирования для линейной решетки из 11 изотропных излучателей, расположенных на расстояниях $0,5\lambda$ друг от друга, представлены на рис. 1 – 8 для различного числа сосредоточенных помех и их угловых координат (отмечены маркером на рисунках). Первый рисунок соответствует $L=0$, что обеспечивает формирование диаграммы направленности с максимальным коэффициентом усиления в направлении 0 градусов. Влияние помехи тем значительнее, чем ближе направление ее прихода к главному максимуму диаграммы направленности.



4. Заключение

Отметим, что порядок системы уравнений (4) на единицу больше числа сосредоточенных источников помех $L+1$, что, чаще всего, значительно меньше числа излучателей решетки, определяющего размер обрабатываемой матрицы при традиционном подходе к решению задачи (1). Выигрыш в числе требуемых вычислительных операций при этом определяется отношением $N/(L+1)$ и быстро растет при увеличении числа излучателей по сравнению с количеством источников сосредоточенных внешних помех.

Список литературы

1. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991.
2. Сазонов Д. М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. М.: Радиотехника, 2015. 143 с.
3. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
4. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 141 с.
5. Haupt R. L. Antenna Arrays: A Computational Approach. New York: Wiley-IEEE Press; 2010.
6. Kumar R, Kumar P, Kartikeyan MV. Wide scanned electronically steered conformal active phased array antenna for Ku-band SATCOM. Int. Journal of Microwave and Wireless Technologies 2019; 11:376-381. doi: 10.1017/S1759078718001599.

Малоэлементная антенная решётка системы локального позиционирования объектов

Широков И. Б., Сердюк И. В., Овчаров П. П.

Севастопольский государственный университет

г. Севастополь, Университетская, 33

shirokov@ieee.org

Аннотация: Представлены принципы построения активной малоэлементной антенной решётки для локальной навигационной системы. Представлены результаты моделирования и экспериментальных исследований малоэлементной решётки. Произведён выбор параметров антенной решётки.

1. Введение

В настоящее время особое внимание уделяется созданию дистанционных систем управления движением и, в том числе, созданию безэкипажных судов. Одной из задач при создании безэкипажных систем является обеспечение надёжной навигации, особенно вблизи берега. Данная задача особенно актуальна для создания системы автоматического причаливания судна. Предложенный в [1] способ измерения положения судна позволяет создать локальную навигационную систему, обеспечивающую определение мгновенных координат судна с точностью, достаточной для обеспечения дистанционного управления причаливанием. Однако, для увеличения радиуса действия системы позиционирования необходимо обеспечить больший уровень сигнала от ретранслятора и снизить влияние многолучевого распространения. За счёт формирования дискретно-перестраиваемой диаграммы направленности антенной решётки и использования активных антенных элементов может быть значительно повышена точность и помехоустойчивость локальной навигационной системы.

2. Принципы построения и результаты экспериментальных исследований

Антенная решетка представляет собой массив прямоугольных печатных антенных элементов. Элементы смещаются в плоскости, перпендикулярной плоскости, проходящей через точку возбуждения элементов антенны и их центры. Такой выбор расположения элементов антенны уменьшает их взаимное влияние друг на друга. При толщине подложки 2 мм, относительной диэлектрической проницаемости 2,5, центральной рабочей частоте 1,3 ГГц размеры элемента антенной решетки составляют 70x70 мм. Точка подачи расположена на расстоянии 13 мм от центра печатающего элемента с входным сопротивлением 50 Ом. Расстояние между краями элементов антенны тоже 60 мм, что соответствует половине длины волны в диэлектрике.

В таблице 1 показана зависимость ширины диаграммы направленности и диапазона углов сканирования от количества элементов антенной решетки.

Таблица 1. Характеристики малоэлементных антенных решёток.

Число элементов	Ширина диаграммы направленности, градус	Диапазон углов сканирования, градус
2	60	$\pm 13,5$
3	41	± 15
4	30	± 16

На Рис. 1 показана диаграмма направленности четырёхэлементной антенной решетки при синфазном возбуждении элементов. За счёт изменения фаз возбуждения боковых элементов, относительно центрального элемента, можно существенно изменять положение минимумов диаграммы направленности, и за счёт этого уменьшать влияние помехи на полезный сигнал.

Как следует из рис. 2.5, коэффициент усиления 4-х элементной антенной решётки равен 9,79 дБ, а ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ в Е-плоскости равна 30 градусов.

Для проведения экспериментальных исследований изготовлена антенная решётка. Проведено исследование зависимости КСВН входного порта антенны от частоты. КСВН входного порта антенны не превышает 2 в полосе частот от 1,2908 ГГц до 1,3061 ГГц.

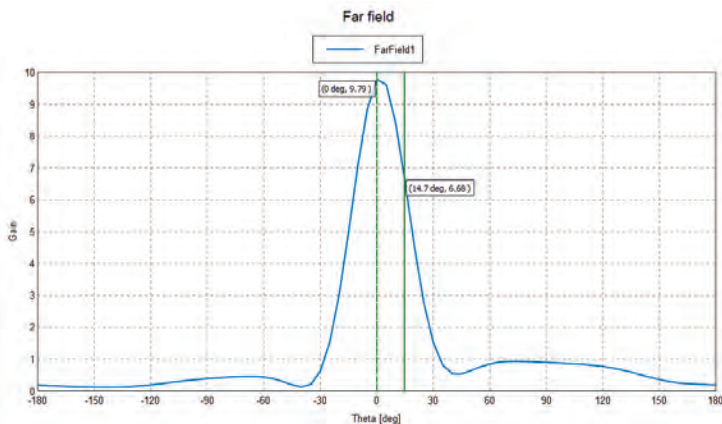


Рис. 1. Диаграмма направленности четырёхэлементной антенной решетки

3. Заключение

В результате проведённого экспериментального исследования установлено, что характеристики печатных излучателей очень чувствительны к технологическому разбросу параметров материала подложки. По результатам экспериментов скорректированы размеры печатных излучателей. Узкополосные свойства антенны в данном случае являются одновременно положительным и отрицательным фактором: благодаря узкополосным свойствам антенны обеспечивается дополнительное подавление внеполосного излучения, но при этом усложняется её настройка.

Благодаря предложенной малозлементной антенной решетке можно существенно снизить влияние многолучевого распространения измерительного сигнала на точность определения местоположения подвижных объектов локальной навигационной системой.

4. Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке по внутреннему гранту Севастопольского государственного университета, проект № 23 / 06-31.

Список литературы

1. E. I. Shirokova, A. A. Azarov, N. G. Wilson and I. B. Shirokov, "Precision Positioning of Unmanned Aerial Vehicle at Automatic Landing," 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 2019, pp. 1065-1069, doi: 10.1109/EIConRus.2019.8656921.
2. Shirokov I. B., Ablyakimov I. S., "Operation of Local Positioning System for Automatic Ship Berthing," Proc. of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'17), Novi Sad, Serbia, September 29 - October 2, 2017, P. 237-241.
3. I. B. Shirokov, I. V. Serdyuk, E. I. Shirokova and I. L. Afonin, "Active Few-Elements Antenna Array," 2020 27th International Conference on Telecommunications (ICT), 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICT49546.2020.9239507.
4. V. P. Kubanov, "Directional properties of antenna arrays," Samara, PSUTI, 2011, 56 p.
5. Shirokov I. B., Shirokova E. I., "Active Antenna," Proc. of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS-URSI'18), Boston, Massachusetts, USA, 8-13 July 2018, P. 501-502.
6. Shirokov I. B., Shirokova E. I., "Experimental Investigation of Active Antenna," Proc. IEEE International conference on antenna measurements and applications. Focus on Antenna Systems (CAMA'19), Bali, Indonesia, 23 – 25 October, 2019, P.118-120

Произведён расчёт значений аттенюации и величины изменения фазы в каждом канале формирования, необходимых для формирования луча антенны. Произведено измерение S-параметров разработанной диаграммообразующей системы и диаграммы направленности управляемой им антенны.

3. Заключение

Разработана и изготовлена восьмиканальная диаграммообразующая система для АФАР X-диапазона. Проведённые измерения показали, что она позволяет формировать луч антенны и управлять им по цифровому интерфейсу.

Список литературы

1. Indrawijaya R. et al. Fractional-N PLL synthesizer for linear FMCW radar signal generator //Telecommunication Systems Services and Applications (TSSA), 2016 10th International Conference on. – IEEE, 2016. – С. 1-6.
2. Shao Z., Zhang X., Li Y. Analysis and Validation of Super-Resolution Micro-Deformation Monitoring Radar //Progress In Electromagnetics Research. – 2017. – Т. 62. – С. 41-50.

Антенный модуль на LTCC-керамике Ka-диапазона для перспективных систем спутниковой связи

¹Царьков А. В., ¹Бочкова Е. Н., ¹Нечаев В. И.

¹ООО «Базовые Технологии»

г. Москва, 125040, ул. 3-я Ямского Поля, 2к7, Российская Федерация
a.tsarkov@btlabs.ru

Аннотация: Представлены результаты по разработке многослойной СВЧ-платы для антенного модуля Ka-диапазона на основе низкотемпературной совместно обжигаемой керамики российского производства для перспективных систем спутниковой связи. Данный модуль включает в себя антенную решетку из печатных излучателей с апертурной связью размером 2х2. Главной особенностью модуля является возможность масштабирования антенного полотна до любого размера, что позволяет получать устройство с необходимым уровнем коэффициента усиления.

1. Введение

В современных высокоскоростных беспроводных системах связи наблюдается тенденция по уменьшению габаритов устройств и интеграции как активных, так и пассивных компонент на одной многослойной плате, что становится возможным благодаря последним достижениям в области микроэлектроники. В результате, традиционная конструкция активной фазированной антенной решетки (АФАР), включающая в себя антенное полотно и систему приемо-передающих модулей, все чаще реализуется в виде компактного антенного модуля, объединяющего на одной многослойной плате решетку излучателей и приемо-передающий модуль, выполненный в интегральном исполнении в виде управляющего кристалла. Для изготовления многослойных антенных модулей, в том числе и для космических применений, наиболее популярной технологией является низкотемпературная совместно-обжигаемая керамика LTCC [1]. Керамика низкотемпературного обжига позволяет использовать легкоплавкие металлы с высокой проводимостью [2]. Коэффициент температурного расширения (КТР) LTCC близок к КТР кристаллов, что обеспечивает их надежную интеграцию на керамическую подложку для широкого диапазона температур. Более того, LTCC отличается низкими диэлектрическими потерями и нечувствительностью к радиационному излучению, что позволяет применять низкотемпературную керамику для перспективных космических применений на широком диапазоне частот вплоть до 270 ГГц [3,4].

2. Многослойная СВЧ-плата для антенного модуля

Сотрудниками ООО «Базовые технологии» была разработана многослойная СВЧ-плата для антенного модуля Ka-диапазона на основе низкотемпературной совместно обжигаемой керамики российского производства АО "НПП "Исток" им. Шокина". Система представляет собой многослойную печатную плату, на которой располагается антенная решетка и интегрируется кристалл управления, как показано на Рис.1. Контактные площадки для управления кристаллом располагаются на специальной рамке на обратной стороне платы. Предполагается производить соединение контактных площадок с платой управления посредством BGA-пайки. Посадочные места под кристалл расположены в нишах для более удобной распайки выводов. Модуль состоит из десяти слоев керамики, пять из которых относятся к рамке, и одиннадцати слоев металлизации. Габаритные размеры модуля 32х32х2.5 мм. Антенная решетка модуля размером 4х4 излучателей состоит из четырех подрешеток размером 2х2, каждая из которых должна управляться отдельным кристаллом. Одиночный излучатель выполнен в виде прямоугольной патч антенны с возбуждением через апертурную связь.

Для проверки характеристик отдельной антенной подрешетки был изготовлен макет, как показано на Рис. 2, где СВЧ-сигнал выводится на обратную сторону многослойной платы в SMPM-соединитель для подачи мощности от генератора сигнала. Макет был изготовлен на предприятии АО "НПП "Исток" им. Шокина" на основе керамики российского производства пленка СКМ, которая по своим характеристикам максимально приближена к пленке Dupont 951. Получены следующие результаты измерений диаграммы направленности и согласования антенной подрешетки: максимальное усиление 10.35 dBi на частоте 32 ГГц, измеренный коэффициент отражения S11 на частоте 32 ГГц составляет -13 дБ.

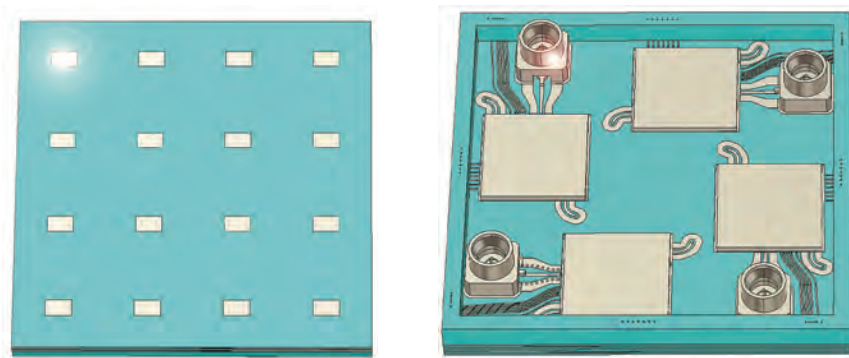


Рис. 1. Схематичное изображение антенного модуля с лицевой и обратной стороны

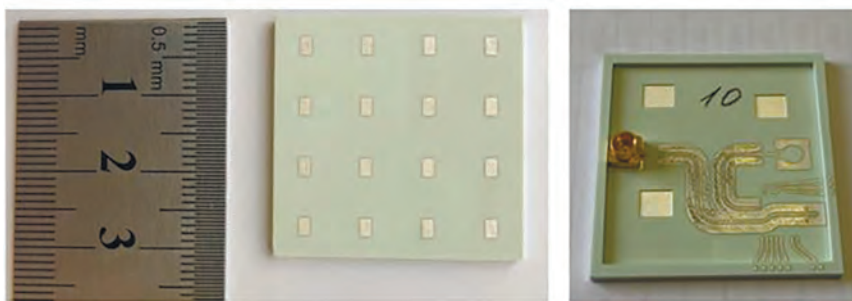


Рис. 2. Макет многослойной СВЧ-платы

3. Заключение

Представлен макет антенного модуля Ка-диапазона на основе низкотемпературной керамики российского производства и продемонстрирована работа антенной части. Данный модуль может быть модифицирован под конкретный кристалл. Благодаря совместимости модулей, используя различное количество устройств, можно получать антенные фазированные решетки с нужным усилением для перспективных космических применений.

Список литературы

1. Ubaid Ullah, "Antenna in LTCC Technologies: A Review and the Current State of the Art", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 57, No. 2, 2015.
2. Y. Imanaka: "Multilayers low temperature cofired ceramics (LTCC) technology", Chapter 2; New York, Springer, 2005.
3. C. Q. Scrantom, J. C. Lawson, and L. Liu, "LTCC technology: where we are and where we're going. II," in MTT-S Intl. Topical Symp. on Technologies for Wireless Applications, Vancouver BC, Canada, pp. 193-200, 1999.
4. J. Xu, Z. N. Chen, and X. Qing, "270-GHz LTCC-integrated high gain cavity-backed Fresnel zone plate lens antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, no. 4, pp. 1679-1687, Apr. 2013.

Исследование алгоритма функционирования кольцевой цифровой антенной решётки с базой технологических данных, с целью повышения эффективности работы изделия в экстремальных условиях

Левенков Н. О., Шапошникова Ж. В., Аверина Е. В.

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, 394018, Российская Федерация

Аннотация: *Исследуется вопрос применения баз данных, при работе с различными алгоритмами: калибровки, кодирования данных, фильтрации, оптимизации расчета весовых коэффициентов. Рассматривается алгоритм функционирования кольцевой цифровой антенной решётки с базой технологических данных, с целью адаптации изделия к отказам приёмо-передающих модулей, и повышения эффективности работы изделия в экстремальных условиях. Приводится сравнительный анализ использования различных типов баз данных в радиомодемах с ЦАР. В ходе исследования алгоритма было разработано программное обеспечение, позволяющее смоделировать различные режимы работы кольцевой цифровой антенной решётки в экстремальных условиях. Оценивается быстродействие предложенного алгоритма, а также анализируется выбор решающего правила, для наиболее эффективной работы изделия в условиях выхода из строя ППМ.*

1. Введение

При разработке современных систем радиосвязи одними из важнейших критериев являются адаптивность, надежность и быстродействие. В процессе эксплуатации изделия возможны ситуации, при которых возникает отказ одного или нескольких приёмо-передающих модулей. Это в свою очередь может быть обусловлено множеством факторов. В ответ на эти изменения радиотехническое средство (РТС) должно автоматически настроить свою работу таким образом, чтобы учесть негативное влияние отказавшего элемента и максимально минимизировать его, а также обеспечить эффективное выполнение поставленной задачи в кратчайшие сроки.

В статье [1] предлагается метод, позволяющий при отказе части излучателей фазированной антенной решетки (ФАР) восстановить некоторые параметры исходной (номинальной) диаграммы направленности (ДН) решетки в ограниченном секторе углов за счет определенного повышения уровня боковых лепестков в других секторах. Предлагаемый метод адаптации к техническому состоянию может быть использован также для решения задач помехозащиты в поврежденных ФАР путем формирования ДН с пониженным относительно номинальной ДН уровнем боковых лепестков. Приведены алгоритмы расчета, восстанавливающие ширину диаграммы направленности, ориентацию нуля разностной ДН и НГМ, снижающие УБЛ в определенных секторах углов.

В патенте 2006 «Устройство и способ калибровки антенной решётки» Шиблич Кристиан, предлагается устройство и способ, реализующие процедуру калибровки антенной решётки в составе базовой станции мобильной сети связи. В составе устройства имеется калибровочная антенна и калибровочный процессор, который соединен с процессором формирования луча, обрабатывающим сигналы от/к отдельным антенным элементам АР. Коэффициенты, представляющие определенные вариации, сохраняются в таблицах преобразования. Данный способ требует наличие калибровочного процессора в составе изделия, а также специализированной антенны.

Из вышеизложенного следует, что решение оптимизационных задач при синтезе ДН, и калибровка изделия в полевых условиях, требует наличие высокой электронно-вычислительной мощности самого РТС, наличие специального оборудования и временных затрат, что не всегда представляется возможным.

2. Теория

Адаптация к техническому состоянию предполагает: анализ неисправности, расчет возможных параметров системы связи в сложившейся неблагоприятной ситуации, и наконец выбор стратегии функционирования изделия, минимизирующий влияние отказавших модулей на систему связи.

В статье [2] анализировалось влияние отказов ППМ 8-ми элементной кольцевой цифровой антенной решётки (ЦАР) на её основные характеристики. Было выяснено, что отказ одного ППМ незначительно влияет на работу РТС. Эффективность же работы изделия, при выходе из строя двух ППМ, значительно снизится. Причём, если модули расположены рядом, то наибольшее изменение

будут претерпевать коэффициент усиления системы и её чувствительность при фазировании в направлении расположения отказавших элементов. При противоположном расположении отказавших модулей критичные изменения претерпевает уровень боковых лепестков.

Чтобы изделие продолжило эффективно функционировать в экстремальных условиях, требуется провести калибровку РТС в полевых условиях, а также сформировать целевую функцию и запустить программное обеспечение для расчёта ВК. Для выполнения этих задач потребуется специальное оборудование и продолжительное время, что в полевых условиях крайне затруднительно.

В работе также исследуется 8-ми элементная кольцевая цифровая антенная решётка. Расчётным путём было установлено, что количество конфигураций вариантов отказов ППИМ может достигать 37. Поэтому, для более оперативного и менее затратного решения проблемы адаптации изделия к отказам ППИМ, было предложено следующее: на этапе регулировки устройства нужно определить целевые функции для расчёта ДН при различных вариантах отказов ППИМ для того, чтобы в последующем было возможно сформировать базу данных калибровочных коэффициентов для различных конфигураций отказов ППИМ. Причем для большей точности работы изделия, калибровочные таблицы возможно рассчитать для каждого угла фазирования. По полученным результатам можно будет сформировать базу технологических данных. С ней будет взаимодействовать изделие в процессе работы.

Файл с базой данных, предлагается хранить во flash-накопителе в самом изделии, либо в ПЛИС(ПЗУ) для оптимальной работы с данными (Рисунок 1).



Рис. 1 Обобщенная структурная схема

В ходе исследования были проанализированы различные оптимизационные методы. В данной работе рассматривается оптимизация ВК при помощи генетического алгоритма. Так как решение подобного рода задач требует высоких электронно-вычислительных мощностей и продолжительного расчетного времени, то было принято решение сформировать эти данные заранее, для всех вариантов отказов, и записать их в базу технологических данных.

3. Заключение

Таким образом, изделие будет оперативно взаимодействовать с базой данных: считывать калибровочные параметры и весовые коэффициенты, в соответствии с выбранным режимом работы и углом фазирования. Это в свою очередь позволит адаптироваться РТС к техническому состоянию, существенно сократить время выполнения задач, снизить нагрузку на электронно-вычислительную мощность, и как следствие уменьшить затраты на разработку и обслуживание изделия.

Список литературы

1. У.Р. Лиепинь, Г.А. Головин, Н.И. Свитенко, С. М. Адаптация фазированной антенной решётки к техническому состоянию в условиях невозбуждения части излучателей. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.mash.dobrota.biz/39tehnikeskie/268492-1-k-tehnicheskomu-sostoyaniyu-usloviyah-nevozbuzhdeniya-chasti-izluchateley-ktin-liepin-golovin-svitenk.php> (Дата обращения 08.05.2021)
2. Шапошникова Ж.В., Аверина Е.В., Левенков Н.О. Влияние отказов приёмо-передающих модулей кольцевой цифровой антенной решётки на её основные характеристики. // Теория и техника радиосвязи. – 2017. - №4. – С. 56-61.

Методика расчёта калибровочных коэффициентов для цифровой антенной решетки в условиях эксплуатации

Ж. В. Шапошникова, Н. О. Левенков, Е.В. Аверина
АО «Концерн «Созвездие», 394018, Воронеж, Российская Федерация

Аннотация: Рассматривается методика расчета калибровочных коэффициентов для цифровой антенной решетки в условиях эксплуатации. Расчет диаграммы направленности и пеленгационного рельефа приемной системы осуществляется с учетом весовых коэффициентов, которые определены на основе генетического алгоритма.

1. Введение

Достижимые технические характеристики и эффективность работы систем радиосвязи с цифровыми антенными решетками определяется совокупностью факторов, среди которых следует учитывать различие каналов приемного тракта по значениям комплексных коэффициентов передачи, модуль и аргумент которых представляют собой амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики трактов. Различие АЧХ и ФЧХ требует коррекции приемных каналов радиомодемов с ЦАР с целью выравнивания комплексных коэффициентов передачи приемных трактов, в том числе в частотной области.

Также при длительной эксплуатации радиомодемов с ЦАР возможно искажение амплитудно-фазового распределения вследствие старения элементов управления лучом и разброс их электродинамических характеристик от расчетных значений из-за отклонения температуры и влажности окружающей среды, следовательно, необходимо корректировать АЧХ и ФЧХ при эксплуатации изделия в полевых условиях.

Целью настоящей работы является разработка методики расчета калибровочных коэффициентов радиомодема с ЦАР в условиях эксплуатации изделия и исследование влияния частоты принимаемого сигнала на расчет калибровочных коэффициентов при построении диаграммы направленности(ДН) или пеленгационного рельефа(ПР).

2. Методика расчета калибровочных коэффициентов в полевых условиях

Абсолютные значения коэффициентов передачи неинформативны, так как направление прихода радиосигнала определяется отношениями амплитуд и разностями фаз сигналов на выходах каналов радиоприемного тракта. Поэтому в качестве калибровочных коэффициентов рассматривают значения относительных коэффициентов передачи – отношений коэффициентов передачи каналов, определенных относительно одного из каналов, выбранного в качестве опорного, что позволяет не использовать дополнительный канал или устройства внутренней калибровки.

Тогда для определения калибровочных коэффициентов можно применить метод наименьших квадратов, который минимизирует выражение, представляющее целевую функцию квадрата модуля ошибки между требуемым и выходным сигналом:

$$I_i = \|S_1 * D_1 - S_i * D_i * W_i\| \quad (1)$$

где $i = 2..N$, W_i – калибровочный коэффициент i -го канала.

$S_{пр}^i$, $i = 2..N$, N - количество элементов решетки и представляя собой отсчеты принятого комплексного сигнала. $D_1(\varphi), \dots, D_N(\varphi)$ - рассчитанные в программе CST комплексные парциальные диаграммы направленности каждого излучающего элемента решетки (4). При этом калибровочный коэффициент первого канала равен 1. W_i представляют собой весовые коэффициенты, рассчитаны по генетическому алгоритму для понижения боковых лепестков(4). Распишем это выражение:

$$I_i = E(S_1^2) * D_1^2 - E(S_i * S_1^*) * D_i * W_i * D_1^* - E(S_1 * S_i^*) * D_1 * D_i^* + E(S_i^2) * D_i^2 * W_i * W_i^* \quad (2)$$

В данном выражении E – знак усреднения. Минимум функции будет достигаться при выполнении условия:

$$\frac{\partial I}{\partial W_i^*} = 0 \quad (3)$$

Это выражение представим в следующем виде:

$$\frac{\partial I}{\partial W_i^*} = E(S_i^2) * D_i^2 * W_i - E(S_1 * S_i^*) * D_1 * D_i^* = 0 \quad (4)$$

Отсюда следует, что

$$W_i = \frac{E(S_1 S_i^*) * D_1}{E(S_i^2) * D_i} \quad (5)$$

3. Заключение

Таким образом, методика по расчету калибровочных коэффициентов имеет следующие возможности:

- не зависит от вида сигнала;
- имеет возможность учета ДН каждого элемента с учетом их взаимного влияния;
- не нужно дополнительного опорного канала для калибровки, что позволяет упростить конструкцию изделия;
- зависимость калибровочных коэффициентов от частоты не проявляется в данном частотном диапазоне, что позволяет проводить калибровку на одной частоте.

Список литературы

1. М.Л. Артёмов и др. // Максимально правдоподобный алгоритм оценивания калибровочных коэффициентов радиоприемного тракта многоканального обнаружителя-пеленгатора по всем взаимным спектрам калибровочного сигнала с произвольным распределением энергии в частотно-временной области / М.Л. Артёмов, О.В. Афанасьев, О.А. Машарова, М.П. Сличенко. Теория и техника радиосвязи. 2019. №3. С. 82—88.
2. Д.Д. Дмитриев и др. // Калибровка приемных каналов адаптивной цифровой антенной решётки. Малые космические аппараты: производство, эксплуатация и управление, 2017. С. 387—389.
3. В.В. Худяков. Метод компенсации искажений амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве антенны, обусловленных воздействием климатических факторов. Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Технические науки. – 2009- №5. С. 49—54.
4. Аверина Л.И. Увеличение помехоустойчивости системы радиосвязи за счёт амплитудно-фазового синтеза кольцевой антенной решётки / Л.И. Аверина, А.А. Гриднев, М.А. Корольков, Е.П. Никитенко, Ж.В. Шапошникова // Теория и техника радиосвязи. 2016. №2. С. 5—11.

Моделирование и экспериментальное исследование частотно-селективных экранов из метаматериала для антенных систем

¹Бузов А. Л., ¹Бузова М. А., ¹Минкин М. А., ²Шляхов А. В.

¹АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»
г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация
bma@siprs.ru

²Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
г. Самара, 443010, ул. Льва Толстого, 23, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований влияния частотно-селективных экранов из метаматериала на характеристики близко расположенных антенных систем. Показано, что экраны из метаматериала на резонансных частотах обеспечивают максимальную развязку между взаимодействующими вибраторами.

1. Введение

В связи с активным развитием в России систем связи и телерадиовещания новых поколений проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств еще более актуализируется. Поэтому актуальной является задача модернизации существующих и разработки новых методов и средств обеспечения ЭМС. Ранее в работах авторов была предложена модернизация одного из методов обеспечения ЭМС, а именно использования электромагнитных экранов, в части замены металла на современный материал – метаматериал, обладающий уникальными электродинамическими свойствами [1]. Данная работа посвящена дополнительному изучению свойств частотно-селективных экранов из метаматериала теоретическим и экспериментальным путем.

2. Постановка задачи

В качестве «модельной» задачи в данной работе рассматривалась задача взаимодействия двух близко расположенных антенн, работающих на близких частотах. В качестве взаимодействующих антенн рассматривались пары конструктивно одинаковых петлевых вибраторов, рассчитанных на работу в различных частотных диапазонах. На рабочих частотах вибраторы являлись полуволновыми. В качестве экрана из метаматериала рассматривался экран, состоящий из идеально проводящих тонких правосторонних спиралей, расположенных упорядоченно в диэлектрическом слое, по электрофизическим свойствам близком к воздуху. В рамках проводимых исследований рассматривалось влияние частотно-селективного экрана на характеристики направленности вибраторов, а также на развязку между ними, причем как расчетным, так и экспериментальным путем.

3. Результаты исследований

Как показали проведенные исследования, экран из метаматериала обеспечивает хорошую развязку между вибраторами, но только на частотах, близких к резонансным частотам экрана. Именно поэтому такие экраны можно считать частотно-селективными. При этом на остальных частотах экран оказывает слабое влияние на поле излучения между взаимодействующими вибраторами и, следовательно, практически не влияет на их характеристики по назначению.

4. Заключение

Таким образом, полученные результаты исследований полностью подтвердили возможность и целесообразность использования электромагнитных экранов из метаматериала для повышения развязки между близкорасположенными антеннами, работающими в близких частотных диапазонах. Подобные экраны целесообразно использовать для мест компактного размещения радиоэлектронных средств, например, на верхних площадках башен или мачт, так как при малых габаритах они обеспечивают эффективное экранирование на частоте помехи без особого ухудшения характеристик направленности на рабочей частоте.

Список литературы

1. Бузов А.Л., Бузова М.А., Карлов А.В., Носов Н.А., Шляхов А.В. Повышение развязки между антеннами, расположенными на верхних площадках башен, за счет использования экранов со сложной геометрией // Радиотехника. – 2020. – Т. 84. – № 6 (11). – С. 6 – 14.

Исследование системы антенна-обтекатель на основе амплифазометрических измерений с помощью сферического сканера

¹Кирпанев А. В., ²Кирпанев Н. А., ³Шубников В. В.

¹Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радар ммс"

(АО "НПП"Радар ммс")

г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, лит. А, Российская Федерация

kirpanev_av@radar-mms.com

²ФГАОВ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

г. Санкт-Петербург, 195251, ул. Политехническая, д. 29, Российская Федерация

³Акционерное общество «Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры»

(АО «ВНИИРА»)

г. Санкт-Петербург, 192012, пр. Обуховской обороны, д. 120, Российская Федерация

Аннотация: Предлагаются методы определения характеристик системы антенна-обтекатель по амплифазометрическим измерениям с помощью сферического сканера. При выполнении условий дальней зоны для системы "антенна-обтекатель" непосредственно по измерениям сферических составляющих поля определяются составляющие её векторного амплитудного спектра однородных плоских волн. В случае больших электрических размеров системы "антенна-обтекатель" составляющие её векторного амплитудного спектра однородных плоских волн определяются через амплитуды векторных сферических волн. Показан один из путей оценки диэлектрической проницаемости обтекателя регулярной формы через коэффициент прохождения.

1. Введение

Антенны радиосистем, как правило, защищены радиопрозрачными укрытиями и обтекателями. Обтекатели оказывают влияние на все характеристики излучения размещенных под ними антенн и, как следствие, на характеристики радиосистемы в целом [1,2]. Геометрия, толщина и материал стенки обтекателей летательных аппаратов определяются, в первую очередь, аэродинамическими требованиями. Обтекатель гиперзвукового летательного аппарата может иметь нерегулярную форму, что, как правило, весьма негативно влияет на характеристики укрытой им антенны. Вышеизложенное поясняет необходимость дальнейшего развития и совершенствования методов исследования систем "антенна – обтекатель" и экспериментального определения радиофизических характеристик обтекателей.

2. Теория

При исследовании систем "антенна-обтекатель" целесообразно использовать сферический сканер []. Сначала по амплифазометрическим измерениям определяются отдельно характеристики антенны, а затем уже системы "антенна-обтекатель". Положим, что кинематические схемы сканеров предполагают направление основного потока мощности вдоль оси OZ системы координат, связанной с антенной, апертура излучения которой параллельна координатной плоскости XOY . В декартовой системе координат составляющие напряженности электрического поля антенны без обтекателя в области внешней полусферы определяются [3]

$$E_{v\ a}(x, y, z) = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 A_v(k_x, k_y) e^{-ikk_x x - ikk_y y - ikk_z z} dk_x dk_y, \quad (1)$$

где $v = x, y, z$ служит для обозначения составляющих напряженности электрического поля, $k_x = \sin \theta \cos \phi$, $k_y = \sin \theta \sin \phi$, $k_z = \cos \theta$ - составляющие векторного волнового числа, нормированного к модулю векторного волнового числа k , θ и ϕ - угол места и азимут сферической системы координат. $A_x(k_x, k_y)$, $A_y(k_x, k_y)$, $A_z(k_x, k_y)$ - составляющие векторного амплитудного спектра плоских волн. Составляющие напряженности электрического поля для системы "антенна-обтекатель"

$$E_{v\ a-o}(x, y, z) = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 F_v(k_x, k_y) e^{-ikk_x x - ikk_y y - ikk_z z} dk_x dk_y = k^2 \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 A_v(k_x, k_y) T_v(k_x, k_y) e^{-ikk_x x - ikk_y y - ikk_z z} dk_x dk_y, \quad (2)$$

где $T_x(k_x, k_y)$ и $T_y(k_x, k_y)$ - независимые составляющие спектральной векторной характеристики прохождения $T(k_x, k_y)$, которая определяет влияние обтекателя на характеристики антенны. Независимости

мые составляющие векторных амплитудных спектров $A_x(k_x, k_y)$, $A_y(k_x, k_y)$ и $F_x(k_x, k_y)$, $F_y(k_x, k_y)$ определяются через амплитуды a_{nm}, b_{nm} и $\hat{a}_{nm}, \hat{b}_{nm}$ векторных сферических волн антенны и системы «антенна-обтекатель». Амплитуды a_{nm}, b_{nm} и $\hat{a}_{nm}, \hat{b}_{nm}$ вычисляются по результатам амплифазометрических измерений касательных составляющих напряженностей электрического поля на сфере, окружающей антенну и, соответственно, систему «антенна-обтекатель» [4]. Составляющие $A_x(k_x, k_y)$ и $A_y(k_x, k_y)$ определяются равенствами

$$\begin{cases} A_x(k_x, k_y) = \frac{1}{2\pi k} \frac{i}{k_z \sqrt{k_x^2 + k_y^2}} (\tilde{E}_\varphi(k_x, k_y) k_y - \tilde{E}_\theta(k_x, k_y) k_z k_x), \\ A_y(k_x, k_y) = -\frac{1}{2\pi k} \frac{i}{k_z \sqrt{k_x^2 + k_y^2}} (k_x \tilde{E}_\varphi(k_x, k_y) + \tilde{E}_\theta(k_x, k_y) k_z k_y), \end{cases} \quad (3)$$

при этом

$$\begin{cases} \tilde{E}_\theta(k_x, k_y) = \frac{1}{\sqrt{\eta}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \sum_{m=-n}^n i^n \left(-\frac{m}{|m|} \right)^m e^{im\varphi} (b_{nm} \frac{\partial P_n^{[m]}(\cos\theta)}{\partial \theta} - a_{nm} \frac{m P_n^{[m]}(\cos\theta)}{\sin \theta}), \\ \tilde{E}_\varphi(k_x, k_y) = \frac{1}{\sqrt{\eta}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \sum_{m=-n}^n i^{n+1} \left(-\frac{m}{|m|} \right)^m e^{im\varphi} (b_{nm} \frac{m P_n^{[m]}(\cos\theta)}{\sin \theta} - a_{nm} \frac{\partial P_n^{[m]}(\cos\theta)}{\partial \theta}), \end{cases} \quad (4)$$

где $\eta = \sqrt{\epsilon_0/\mu_0}$, $k_z = \cos\theta = \sqrt{1 - k_x^2 - k_y^2}$, $\varphi = \arccos(k_x/\sqrt{k_x^2 + k_y^2})$, $\sin\theta = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$, $P_n^{[m]}(\cos\theta) = P_n^{[m]}(\sqrt{1 - k_x^2 - k_y^2}) = P_n^{[m]}(k_x, k_y)$ - нормированный присоединенный полином Лежандра, $m P_n^{[m]}(\cos\theta)/\sin\theta = m P_n^{[m]}(k_x, k_y)/\sqrt{k_x^2 + k_y^2}$, $N = kr_a + 10$, r_a - минимальный радиус сферы, охватывающей антенну, $\frac{\partial}{\partial \theta} P_n^{[m]}(\cos\theta) = \frac{1}{2}((n-m+1)(n+m)P_n^{[m-1]}(k_x, k_y) - P_n^{[m+1]}(k_x, k_y))$,

Предположим, что поле антенны линейно поляризовано по x , тогда в вершине обтекателя ($x=0$, $y=0$) можно определить коэффициент прохождения $T_{ст.у}(0,0) = E_y(d_{нар}, 0, 0)/E_y(d_{вн}, 0, 0)$, где

$E_x(0, 0, d_{вн}) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k A_x(k_x, k_y) e^{-id_{вн} k_z} dk_x dk_y$, $E_x(0, 0, d_{нар}) = \int_{-k}^k \int_{-k}^k F_x(k_x, k_y) e^{-id_{нар} k_z} dk_x dk_y$ и оценить диэлектрическую проницаемость обтекателя [5]

3. Заключение

Предлагаемый подход позволяет с помощью сферического сканирования определить характеристики излучения системы антенна-обтекатель во всей передней полусфере, определить коэффициенты прохождения обтекателя и оценить его диэлектрическую проницаемость.

Список литературы

1. Пригода В. А., Кокунько В. С. Обтекатели антенн летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1978. 288 с.
2. И. Е. Макушкин, А. Е. Дорофеев, А. Н. Грибанов, С. Е. Гаврилова, А. И. Синани Метод измерения угловых ошибок пеленга в системе «антенна-обтекатель» в области сканирования луча ФАП// Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2019. № 2. С. 7–24.
3. Kerns D. M. Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions. Washington, U.S. Government Printing Office, 1981. 179 p.
4. Кирпанов А. В., Кирпанов Н. А., Шубников В. В. Особенности исследования системы «антенна- обтекатель» по измерениям ближнего поля сферическим сканером // Вопросы радиоэлектроники. 2020. № 9. С. 14–21.
5. Беляев А. А., Романов А. М. и др. Измерение диэлектрической проницаемости стеклосотопласта в свободном пространстве // Электронный журнал «ТРУДЫ ВИАМ». 2014. № 5.

Характеристики рассеяния антенных обтекателей на основе металлодиэлектрических дифракционных решеток

^{1,2} Касьянов А. О., ² Суматохин К. В.

¹Южный федеральный университет, Инженерно-технологическая академия в г. Таганроге
Институт радиотехнических систем и управления, ул. Б. Садовая, 105, Ростов-на-Дону, 347900, Россия
kasyanovao@sfedu.ru, kasaoo@mail.ru

²Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 347900, Россия

Аннотация: Доклад посвящен анализу результатов численного исследования характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя. На основе полученных численных данных рассматриваются возможности применения трех вариантов плоских дифракционных решеток в качестве пространственных фильтров в составе антенных обтекателей.

1. Введение

Антенные системы (АС) подвижных радиоэлектронных средств (РЭС) (наземных, водных и воздушных) в процессе эксплуатации подвергаются самым разнообразным воздействиям окружающей среды, которые могут значительно ухудшить их характеристики. Для защиты антенн от воздействия окружающей среды используются диэлектрические оболочки – радиопрозрачные антенные обтекатели, которые должны вносить минимальные искажения в излучаемое поле. Введение дифракционных решеток в состав обтекателей позволяет, наряду с обеспечением герметичности, решать с помощью таких обтекателей задачи пространственной, частотной и поляризационной селекции.

В работе рассматриваются результаты численного исследования характеристик рассеяния плоских частотно-избирательных антенных обтекателей в виде металлодиэлектрических дифракционных решеток, позволяющие решить актуальную задачу разработки наиболее технологичных обтекателей для развязки близкорасположенных антенн, работающих в смежных частотных диапазонах.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является численное исследование свойств частотно-избирательных антенных обтекателей, выполненных на основе плоских металлодиэлектрических дифракционных решеток, для определения возможности их использования в составе перспективных радиосистем.

Для достижения поставленной цели решены задачи конструктивного синтеза трех частотно-избирательных антенных обтекателей в виде металлодиэлектрических дифракционных решеток в следующей постановке.

Пусть имеется два РЭС, в состав которых входят прямо-передающие антенные системы. Первое работает в двух узких диапазонах частот: в окрестности частоты $1,017f_0$ – 1-й поддиапазон, и в окрестности частоты $1,133f_0$. Второе – в диапазоне частот от $0,87f_0$ до $0,93f_0$. В первом РЭС требуется обеспечить уровень пространственной развязки его приемной антенны от мешающего излучения, возбуждаемого передающей антенной второго РЭС, не менее, чем на 23 дБ. При этом потери на прохождение волн сквозь антенный обтекатель на частотах первого РЭС не должны превышать 0,5 дБ.

3. Характеристики рассеяния обтекателей с металлодиэлектрическими решетками

В работах авторов [1, 2] предложено два варианта возможной конструктивной реализации частотно-избирательного металлодиэлектрического антенного обтекателя. При разработке каждого из этих вариантов учитывалось требование по обеспечению частотной развязки близкорасположенных антенных систем прямо-передающих РЭС, работающих в смежных частотных диапазонах.

Несмотря на то, что описанные конструкции обтекателей полностью удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям в части частотной избирательности, присутствие диэлектрических материалов в их составе снижает эксплуатационные характеристики таких обтекателей. Данный недостаток преодолевается в обтекателях, выполненных на основе частотно-избирательных поверхностей (ЧИП) волноводного типа. На рис. 1 приводятся результаты численного исследования характеристик рассеяния, в качестве которых выступают элементы матрицы поляризационной рассеяния (ПМР) [S], ЧИП волноводного типа, выполненной в виде металлической дифракционной решетки.

Волноводные элементы ЧИП размещены в узлах сетки с треугольной ячейкой. При этом ячейка Флоке имеет размеры: $A \times B = (0,6343 \times 0,5493) \cdot \lambda_0$, где $\lambda_0 = c / f_0$ – длина волны, c – скорость света в

вакууме. Размеры апертур отрезка прямоугольного волновода: $a \times b = (0,5198 \times 0,5188) \cdot \lambda_0$. Размеры апертур каждой из резонансных диафрагм: $w \times h = (0,4312 \times 0,4433) \cdot \lambda_0$. Расстояние от апертуры волновода до ближайшей резонансной диафрагмы: $t_1 = 1,1029 \cdot \lambda_0$. Расстояние между диафрагмами, расположенными в отрезке волновода: $t_2 = 1,0287 \cdot \lambda_0$. Толщина резонансной диафрагмы: $s = 0,0572 \cdot \lambda_0$.

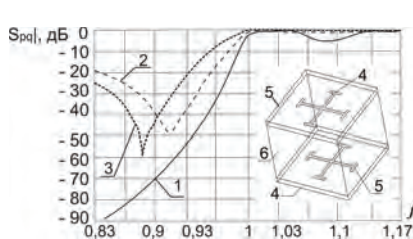


Рис. 1. Частотные характеристики (ЧХ) элементов ПМР ЧИП: 1 – ЧИП волноводного типа; 2 – печатная решетка, изображенная на рис. 1; 3 – печатная решетка, изображенная на рис. 2; 4 – вибраторы; 5 – укрытия; 6 – сердцевина

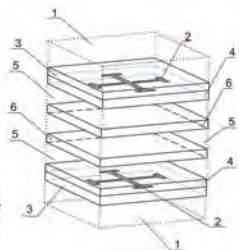


Рис. 2. Ячейка печатной ЧИП: 1 – канал Флоке; 2 – вибраторы; 3 – укрытия; 4, 6 – слои составной сердцевины; 5 – воздушные прослойки сердцевины

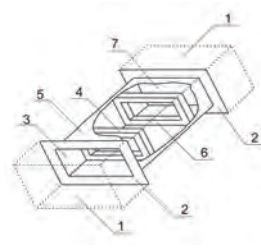


Рис. 3. ЧИП волноводного типа: 1 – канал Флоке; 2 – фланец; 3, 7 – апертуры отрезка волновода; 4, 6 – резонансные диафрагмы; 5 – отрезок волновода;

Для сравнения на рис. 1 приведены ЧХ элементов ПМР печатных решеток, ранее рассмотренных в работах авторов [1, 2]. Переизлучатели обеих печатных решеток представляют собой планарные вибраторы, выполненные в виде иерусалимских крестов, нанесенных с обеих сторон на диэлектрическую сердцевину и имеющих двухсторонние диэлектрические укрытия.

Для решетки, топология которой изображена на врезке в рис. 1, сердцевина представляет собой четвертьволновый слой ($\lambda_0/4$), выполненный из однородного материала (Teflon 2,08). Для решетки, топология которой изображена на рис. 2, сердцевина является составной, выполненной в виде многослойной воздушно-диэлектрической структуры, эквивалентной однородному слою толщиной $\lambda_0/4$.

Как видно из графиков, решетка волноводного типа по частотной избирательности значительно превосходит печатные, однако в случае её исполнения в цельнометаллическом варианте масса такой ЧИП оказывается существенно выше, чем у печатных ЧИП. Для преодоления указанного недостатка при изготовлении вышеописанной ЧИП волноводного типа потребуется применение технологии металлизации пластиков.

4. Заключение

На основе численных исследований характеристик рассеяния многоэлементных мульти-планарных решеток печатных элементов выработаны рекомендации по конструкционным параметрам многослойной ЧИП, выступающей в качестве многофункционального антенного обтекателя цифровой АФАР приемо-передающего РЭС. Проведенные численные исследования дают право утверждать, что использование микрополосковых отражательных антенных решеток с печатными элементами, имеющими сложную топологию на многослойных магнитоэлектрических подложках, открывает дополнительные возможности по частотной фильтрации полей прошедших сквозь такие решетки волн, обеспечивая возможность развязки источников, имеющих близкие рабочие частоты, что позволяет рекомендовать их для использования в составе обтекателей современных РЭС.

Показно, что ЧИП волноводного типа по частотной избирательности значительно превосходит печатные, однако в случае её исполнения в цельнометаллическом варианте её масса оказывается существенно выше, чем у печатных. Для преодоления этого недостатка при изготовлении ЧИП волноводного типа потребуется применение технологии металлизации пластиков.

Список литературы

- [1] Касьянов А.О. Результаты численного исследования характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя // Материалы 30-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 7-12 сентября 2020 г., Севастополь, Крым. Изд. СевГУ, 2020. – С.165-166.
- [2] Касьянов А.О. Математическое моделирование и расчет характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2020, №6. – Ростов-на-Дону, 2020. – С. 129-139.

Результаты численного исследования характеристик рассеяния частотно-избирательной поверхности волноводного типа

^{1,2} Касьянов А. О., ² Шишак В. Н.

¹Южный федеральный университет, Инженерно-технологическая академия в г. Таганроге
Институт радиотехнических систем и управления, ул. Б. Садовая, 105, Ростов-на-Дону, 347000, Россия
kasyanovao@sfedu.ru, kasao@mail.ru

²ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 347038, Россия

Аннотация: Решена задача разработки частотно-селективного антенного обтекателя в виде частотно-избирательной поверхности волноводного типа для обеспечения электромагнитной совместимости близкорасположенных приемо-передающих радиоэлектронных средств, работающих в смежных частотных диапазонах.

1. Введение

Перспективными направлениями разработки антенных обтекателей являются многофункциональные обтекатели, выполняющие функции частотно-избирательных поверхностей, угловых и поляризационных фильтров, а также трансформаторов поляризации. Введение дифракционных решеток в состав таких многослойных антенных обтекателей позволяет, наряду с обеспечением герметичности, решать с помощью обтекателей задачи пространственной, частотной и поляризационной селекции и трансформации. Вопросы разработки поляризационно-селективных обтекателей ранее рассмотрены авторами в [1] на примере антенн судовых радионавигационных станций. В [2] авторами рассмотрены вопросы разработки пространственно-избирательных обтекателей (угловых фильтров) для разреженных решеток. Конструктивно каждый из таких антенных обтекателей выполнен в виде многослойной металлodieлектрической дифракционной решетки. При этом следует заметить, что обтекатели в виде многослойных металлodieлектрических структур по эксплуатационным характеристикам уступают лёгким цельнометаллическим обтекателям, выполняемым по технологии металлизации пластика.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является численное исследование характеристик рассеяния частотно-избирательных антенных обтекателей, представляющих собой частотно-избирательные поверхности (ЧИП), выполненные в виде цельнометаллических дифракционных решеток волноводного типа, позволяющих обеспечить электромагнитную совместимость близкорасположенных радиоэлектронных средств (РЭС), работающих в смежных частотных диапазонах.

Пусть имеется два радиоэлектронных средства, в состав которых входят приемо-передающие антенные системы. Первое РЭС работает в двух узких диапазонах частот: в окрестности частоты f_0 – 1-й поддиапазон (Δf_1), и в окрестности частоты $1,1f_0$ – 2-й поддиапазон (Δf_2). Второе РЭС – в диапазоне частот от $0,87f_0$ до $0,93f_0$ – поддиапазон заграждаемых частот (Δf_3). В первом РЭС требуется обеспечить уровень пространственной развязки его приемной антенны от мешающего излучения, возбуждаемого передающей антенной второго РЭС, не менее чем на 50 дБ. При этом потери на прохождение волн сквозь антенный обтекатель на рабочих частотах первого РЭС не должны превышать 0,5 дБ.

3. Результаты конструктивного синтеза частотно-избирательного антенного обтекателя

Для целей пространственной развязки удобно использовать дифракционную решетку из отрезков квазиквадратных волноводов с резонансными диафрагмами, фрагмент которой показан на рис. 1. Как показано на рис. 1, волноводные элементы решетки 2 размещены в узлах сетки с треугольной ячейкой. При этом ячейка Флоке решетки 1 имеет размеры: $A \times B = (0,6343 \times 0,5493) \cdot \lambda_0$, где $\lambda_0 = c / f_0$ – длина волны, c – скорость света в вакууме. Размеры апертуры 3 прямоугольного волновода: $a \times b = (0,5198 \times 0,5188) \cdot \lambda_0$. Размеры апертур каждой из резонансных диафрагм: $w \times h = (0,4312 \times 0,4433) \cdot \lambda_0$. Расстояние от апертуры отрезка прямоугольного волновода до ближайшей резонансной диафрагмы: $t_1 = 1,1029 \cdot \lambda_0$. Расстояние между диафрагмами, расположенными в отрезке прямоугольного волновода: $t_2 = 1,0287 \cdot \lambda_0$. Толщина резонансной диафрагмы: $s = 0,0572 \cdot \lambda_0$.

На рис. 2 и 3 показаны, рассчитанные на частоте f_0 , распределения u - составляющей напряженности электрического поля в двух поперечных и одной продольной плоскости единичной ячейки ЧИП волноводного типа, изображенной на врезке рис. 4.

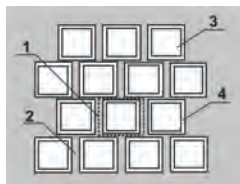


Рис. 1. Фрагмент ЧИП волноводного типа: 1 - канал Флоке; 2 - фланец; 3 - аперттура волновода; 4 - резонансная диафрагма

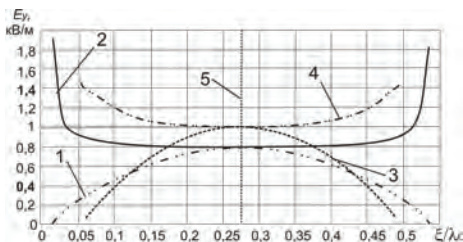


Рис. 2. Распределения у-составляющей напряженности электрического поля в поперечной плоскости: 1 - в среднем сечении аперттуры для случая $\xi = x$; 2 - в той же апертуре, но при $\xi = y$; 3 - в среднем сечении диафрагмы для случая $\xi = x$; 4 - в той же диафрагме, но при $\xi = y$; 5 - середина аперттуры / диафрагмы

При этом поперечные координаты x или y обозначены на рис. 2 буквой ξ , а продольная координата z – буквой ζ на рис. 3.

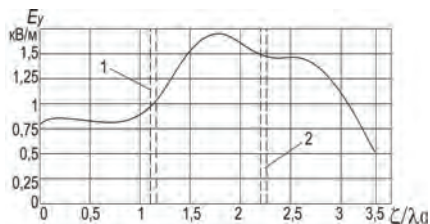


Рис. 3. Распределения у-составляющей напряженности электрического поля в продольном сечении вдоль оси волновода: 1 - входная диафрагма; 2 - выходная диафрагма

Как видно из графиков, показанных на рис. 2, распределения поля в аперттурах являются седловидными. При этом, как следует из рис. 3, уровень поля во входной диафрагме примерно на четверть превышает уровень поля в входной апертуре отрезка волновода, уровень поля в выходной диафрагме примерно в полтора раза превышает уровень поля во входной диафрагме, а уровень поля в выходной апертуре отрезка волновода примерно в три раза ниже уровня поля в выходной диафрагме.

Частотные характеристики (ЧХ) диагональных элементов S_{pq} , $p = q$ поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) [S] вышеописанной ЧИП показаны на рис. 4. Как видно из графиков, решетка волноводного типа обладает превосходной по сравнению с печатными [3] частотной избирательностью, однако в случае её исполнения в цельнометаллическом варианте масса такой ЧИП оказывается существенно выше, чем у печатных ЧИП. Для преодоления указанного недостатка при изготовлении вышеописанной ЧИП волноводного типа потребуются применение технологии металлизации пластика.

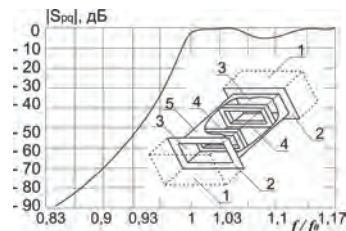


Рис. 4. ЧХ элементов ПМР ЧИП волноводного типа (врезка): 1 – канал Флоке; 2 – фланец; 3 – аперттура волновода; 4 – диафрагма; 5 – отрезок волновода

4. Заключение

На основе численных исследований характеристик рассеяния частотно-избирательных поверхностей волноводного типа выработаны рекомендации по конструктивным параметрам цельнометаллических обтекателей антенн приемо-передающего РЭС. Из приведенных результатов численных экспериментов следует, что применяя толстые перфорированные экраны волноводного типа, при соответствующем подборе параметров последних можно добиться развязки, обеспечивающей электромагнитную совместимость близкорасположенных РЭС, работающих в смежных диапазонах частот.

Список литературы

- [1] Касьянов А.О. Обтекатель антенны судовой радиолокационной станции // Труды Между-народной научной конференции "Излучение и рассеяние ЭМВ" ИРЭМВ-2003, 16-20 июня 2003г., Таганрог, ТРТУ. – С.96-99.
- [2] Касьянов А.О., Обуховец В.А. Численное исследование многофункциональных обтекателей антенн судовых РЛС // Труды НТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Владимир, 1999. – С.160-166.
- [3] Касьянов А.О. Математическое моделирование и расчет характеристик рассеяния печатного частотно-избирательного антенного обтекателя // Известия ЮФУ. Техн. науки. – 2020, №6. – Ростов-на-Дону, 2020. – С.129-139.

Конструктивная реализация антенных обтекателей с угловой фильтрацией в на основе металлодиэлектрических решеток

^{1,2}Касьянов А. О., ²Чернышев А. С.

¹Южный федеральный университет, Инженерно-технологическая академия в г. Таганроге
Институт радиотехнических систем и управления, ул. Б. Садовая, 105, Ростов-на-Дону, 347900, Россия
kasyanovao@sfnedu.ru , kasao@mail.ru

²Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 347900, Россия

Аннотация: Доклад посвящен анализу результатов численного исследования характеристик направленности разреженных плоских антенных решеток с обтекателями в виде металлодиэлектрических решеток. На основе полученных численных данных рассматриваются возможности применения двух вариантов плоских дифракционных решеток в качестве пространственных фильтров в составе антенных обтекателей разреженных АР.

1. Введение

Возможность применения многослойных мультирешеточных частотно-избирательных поверхностей (ЧИП) в качестве устройств пространственной селекции (угловых фильтров – УФ) представляет практический интерес при разработке антенных обтекателей разреженных антенных решеток. С помощью УФ удастся устранить побочные главные максимумы в ДН антенных решеток с повышенными межэлементными расстояниями. Таким образом, применение УФ способствует уменьшению числа излучателей в АР, что ведет к снижению их стоимости.

Например, УФ можно включить в состав многофункционального обтекателя антенны судовой радионавигационной станции, где для устранения паразитной составляющей вектора поляризации поля возбуждаемого волноводно-щелевой антенной решеткой (ВЩАР) из встречно-наклонных щелей, выполненных в узкой стенке волновода, используется поляризационный фильтр. Другим способом устранения нежелательной вертикальной составляющей поля ВЩАР является выполнение поперечных щелей на широкой стенке волновода. Однако такой излучатель имеет повышенные межэлементные расстояния. При этом возрастает опасность появления побочных главных максимумов (ПГМ) в диаграмме направленности (ДН) антенны. Задачу подавления ПГМ в ДН АР можно возложить на многофункциональный обтекатель, выполненный в виде герметизирующей вставки, устанавливаемой в раскрытые рупора, и выполняющей функцию пространственного, или углового фильтра.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является численное исследование свойств антенных обтекателей – УФ, обладающих пространственной избирательностью, и выполненных в виде металлодиэлектрических решеток, для определения возможности их использования в составе перспективных радиосистем.

В качестве одного из вариантов конструктивной реализации такого УФ рассмотрим типичную частотно-селективную структуру, а именно, перфорированный металлический экран. Интерес к исследованию ЧИП в качестве углового фильтра не является случайным. Дело в том, что с одной стороны, при фиксированном угле падения поведение характеристик рассеяния углового фильтра в полосу частот ничем не отличается от аналогичных зависимостей обычной ЧИП, а, с другой стороны, при фиксированной частоте f_0 ЧИП ведет себя в секторе углов падения подобно угловому фильтру. Для достижения поставленной цели решены следующие задачи конструктивного синтеза двух антенных обтекателей в виде металлодиэлектрических решеток, выполняющих функции УФ.

Пусть имеется мобильное радиоэлектронное средство (РЭС). В состав данного РЭС должна входить приемо-передающая антенная система, работающая на двух ортогональных линейных поляризациях. Необходимость установки РЭС на подвижном носителе исключает возможность применения параболической антенны, вместо которой применяется разреженная антенная решетка (АР). АР представляет собой плоскую решетку рупорных излучателей. На рис. 1 показан излучатель этой АР.

Всем вышеперечисленным требованиям удовлетворяет АР, имеющая следующие характеристики: апертура – прямоугольная размерами 24×6 элементов, расположенных в узлах сетки с квадратной ячейкой; шаги решетки $A = B \approx 1,37 \cdot \lambda_0$, размеры апертуры рупора $a = b \approx 1,29 \cdot \lambda_0$, размеры горловины рупора $a_1 = b_1 \approx 0,744 \cdot \lambda_0$, длина раствора рупора $L \approx \lambda_0$, размеры апертуры отрезка квадратного волновода $a_2 = b_2 \approx 0,6659 \cdot \lambda_0$, где $\lambda_0 = c / f_0$ – длина волны, c – скорость света в вакууме.

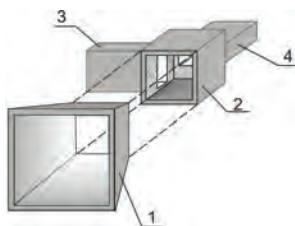


Рис. 1. Излучатель: 1 – рупор; 2 – отрезок квадратного волновода; 3, 4 – отрезки прямоугольных волноводов

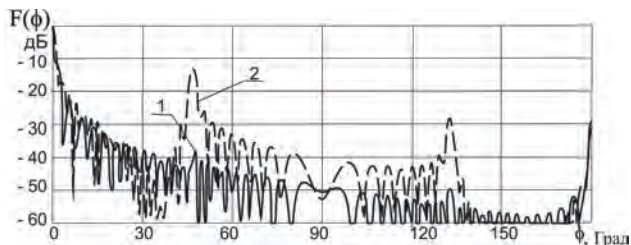


Рис. 2. Диаграмма направленности антенной решетки в азимутальной плоскости: 1 – АР с УФ; 2 – АР без УФ

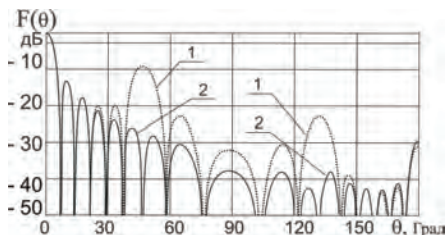


Рис. 3. Диаграмма направленности антенной решетки в угломерной плоскости: 1 – АР без УФ; 2 – АР с УФ

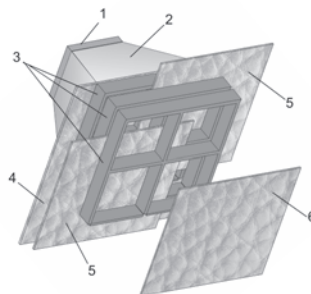


Рис. 4. Рупорный излучатель плоской АР с угловым фильтром

ДН этой АР в азимутальной и угломерной плоскостях, рассчитанные на частоте f_0 , показаны соответственно на рис. 2, 3. В ДН присутствуют ПГМ на 45° и 130° . Для их устранения обтекатель антенны может быть выполнен в виде металлодиэлектрической решетки, выполняющей функции УФ.

3. Результаты конструктивного синтеза антенного обтекателя – углового фильтра

Пример конструктивной реализации такого УФ показан на рис. 4. Угловой фильтр является многослойным и состоит из трех решеток скрещенных металлических брусьев 1, образующих отрезки квадратных волноводов, а также диэлектрических слоев укрытия 2, прокладок 3 и подложки 4. Параметры УФ: число каскадно-включенных дифракционных решеток – 3; число диэлектрических слоев – 5; шаги решеток $A_1 = B_1 \approx 0,685 \cdot \lambda_0$; толщина брусьев $t_1 \approx 0,1567 \cdot \lambda_0$; ширина брусьев $w \approx 0,039267 \cdot \lambda_0$; толщины диэлектрического укрытия и каждой из прокладок $t_2 \approx 0,01 \cdot \lambda_0$; подложка состоит из двух диэлектрических слоев, выполненных из того же материала, что и укрытие, а также прокладки. В качестве материала диэлектрических слоев УФ можно использовать Arlon AD410 (материал 1) или Arlon AD600 (материал 2). Как видно из графиков, показанных на рис. 2 и 3, введение УФ в состав АР позволяет подавить нежелательные ПГМ в её ДН. Между собой УФ различаются тем, что диэлектрические слои УФ в случае, изображенном на рис. 2, выполнены из материала 1, а в случае, изображенном на рис. 3, из материала 2.

4. Заключение

На основе численных исследований характеристик рассеяния многоэлементных мультипланарных решеток печатных элементов выработаны рекомендации по конструкционным параметрам многослойных ЧИП и УФ, выступающих в качестве многофункциональных антенных обтекателей антенной решетки прямо-передающего РЭС. Из приведенных результатов численных экспериментов следует, что размещением перфорированных экранов внутри диэлектрика и выбором параметров последнего можно синтезировать угловые характеристики такой электродинамической структуры, приближая их к виду, необходимому для реализации функций пространственного фильтра.

Обуховец В. А.

Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344006, ул. Б. Садовая, 105/42, Российская Федерация
vaobuhovec@sfedu.ru

Аннотация: Рассмотрены два варианта построения диаграммообразующих схем закрытого типа: традиционной проходной и отражательной. Показано, что расчет параметров схем наиболее удобно проводить с применением аппарата спектрального разложения матриц рассеяния. Проанализированы достоинства и недостатки обоих вариантов, представлены результаты моделирования вибраторной кольцевой решетки для системы SDMA.

1. Введение

Исторически одними из первых диаграммообразующих схем (ДОС) были устройства оптического типа, по принципу действия напоминающие работу линзовых и зеркальных антенн. Вместе с тем появились ДОС закрытого типа [1], которые по аналогии с апертурными антеннами можно считать проходными или отражательными. В проходных ДОС число входных портов равно числу выходных, каждый из которых нагружен на излучатель антенной решетки. В отражательных ДОС функции входов и выходов «совмещены» за счет применения развязывающих Y-циркуляторов [2-4]. Несмотря на то, что отражательные ДОС закрытого типа значительно реже применяются в практических разработках, они обладают рядом несомненных достоинств, в первую очередь, более простой структурой, меньшим количеством элементов, пониженными габаритами и массой. Например, известно, что для построения ДОС многолучевой кольцевой антенной решетки проходного типа необходимо применение двух матриц Батлера. Концепция построения отражательной кольцевой антенной решетки на основе матрицы Батлера. [4] отличается от традиционной тем, что по линии геометрической симметрии ДОС «расщеплена» зеркальной плоскостью. Это приводит к тому, что сигналы, отражаясь, проходят в обратном направлении по тому же пути через те же элементы и приобретают такие же значения амплитуд и фаз токов, что и в исходной ДОС. Это позволяет для построения ЛРС использовать только одну матрицу Батлера, что делает схему значительно проще, снижает потери в ней. Для разделения падающих и отраженных волн на входах такой ДОС используются развязывающие Y-циркуляторы.

2. Модели ДОС

Для описания проходных и отражательных ДОС закрытого типа удобно применять математический аппарат матриц рассеяния. Структура матрицы [S] проходной ДОС имеет вид

$$[S] = \begin{bmatrix} [R] & [T]_r \\ [T] & [R'] \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где каждый блок имеет размерность N , равную числу излучателей решетки [1]. Для кольцевой решетки, обладающей симметрией вращения каждый блок может быть представлен в виде разложения по системе собственных векторов:

$$[R] = [U] \cdot \{\rho_m\} \cdot [U]^*,$$

$$[T] = [U] \cdot \{t_m\} \cdot [U]^*,$$

$$[R'] = [U] \cdot \{\rho'_m\} \cdot [U]^*,$$

где $[U]$ – модальная матрица, столбцами которой являются собственные векторы; фигурными скобками обозначены диагональные матрицы собственных значений блоков матрицы рассеяния (1). Благодаря симметрии, система собственных векторов матрицы (1) вычисляется просто, элементы модальной матрицы определяются выражением

$$u_{mn} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \exp(j \frac{2\pi}{N} (m-1)(n-1)).$$

Матрица рассеяния отражательной ДОС (рис. 1) имеет вдвое меньшую по сравнению с (1) размерность [5]. Ее спектральное разложение содержит не $3N (\rho_m, t_m, \rho'_m)$, а только N различных собственных чисел (ξ_m):

$$[S^R] = [U] \cdot \{\xi_m\} \cdot [U]^*$$

Вследствие этого синтез отражательной ДОС потребует вдвое меньшее число элементов схемы, а значит ее КПД будет выше. К недостаткам отражательной ДОС следует отнести необходимость применения N циркуляторов для формирования N независимых лучей. Для упрощения на рис. 1 показан только один развязывающий циркулятор.

На рис.2 представлены результаты моделирования кольцевой антенной решетки из 8 коллинеарных диполей, расположенных равномерно по окружности радиуса $ka=3.77$, возбуждаемых реактивной отражательной ДОС, синтезированной по методике [2]. Решетка предназначена для использования в базовой станции мобильной связи с системой SDMA [6].

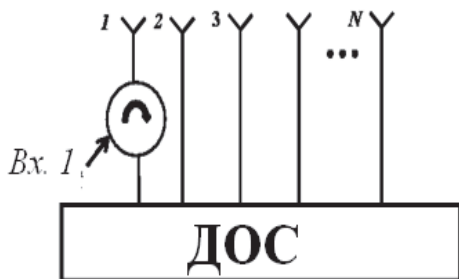


Рис. 1. Возбуждение первого входа отражательной ДОС

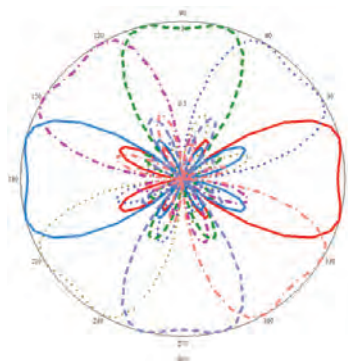


Рис. 2. Диаграмма направленности многолучевой кольцевой решетки

3. Заключение

В работе показано, что наряду с традиционными проходными ДОС для возбуждения излучателей кольцевых антенных решеток с успехом можно применять ДОС отражательного типа. Они имеют более простую структуру, меньшие потери, однако требуют применения развязывающих Y-циркуляторов, что во многом снижает преимущества их применения.

Список литературы

1. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
2. Обуховец В. А., Сазонов Д. М. Синтез нерассеивающей отражательной диаграммообразующей схемы кольцевой антенной решетки // Радиотехника и электроника. 1976. Т.21. № 3. С. 492-497.
3. Shelton J. P., Hsiao J. K. Reflective Butler matrices // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1979. Vol. AP-27. P. 651-659.
4. Guy J. R. F. Proposal to use reflected signals through a single Butler matrix to produce multiple beams from a circular array antenna // Electronics Letters. 1985. Vol. 21. No.5. P. 209-211.
5. Обуховец В. А. Проблемы конструктивного синтеза отражательных антенных решеток // Антенны. 1997. Вып.2 (39). М.: ИПРЖР. С.17-24
6. Guy J.R.F., Davies D. E. N. Novel method of multiplexing radiocommunication antennas using circular array configuration // IEE Proc. H. Microwaves, Opt. & Antennas. 1983. Vol. 130. No. 6. P. 410-414.

О формах интегральных и интегро-дифференциальных уравнений вибраторных антенн и сходимости алгоритмов

¹Давидович М. В., ¹Колесов Г. И., ¹Саяпин К. А.

¹ Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410102, Российская Федерация
davidovichmv@info.sgu.ru

Аннотация: Для дипольных (вибраторных) антенн мы рассмотрим формы интегральных уравнений, их преобразования и то, как это влияет на сходимость. Численно исследованы антенны из углеродные нанотрубок с оптической накачкой.

1. Введение

В 1888 г. Герц получил решение задачи о точечном электрическом диполе, а десятилетие спустя (в 1897 г.) Поклингтон опубликовал статью об интегральном уравнении (ИУ) тонкого электрического линейного вибратора (ЛВ) [1]. С этого момента начался обратный отсчет в развитии теории и технологии антенн. Далее, другие формы ИУ для вибраторной антенны (ВА) были получены Халленом [2], затем Леонтовичем и Левиным [3], затем Вайнштейном, Капицей и Фоком [4,5]. В ряде недавних работ [6–8] предложены новые модификации ИУ Поклингтона, в том числе имеющие форму ИУ Фредгольма второго рода, а также зарегистрированные относительно магнитного поля [8]. Эти ИУ имеют другие формы, чем исходное уравнение Поклингтона (УП). Само УП можно рассматривать, во-первых, как ИУ Фредгольма 1-го порядка с точным сингулярным ядром, а во-вторых, как аналогичный ИУ с приближенным непрерывным ядром. В работе рассмотрены всевозможные преобразования от исходного УП, оценена сингулярность ядер и сходимость алгоритмов. В последнее время возник интерес к антеннам ТГц, ИК и оптического диапазона, конструктивно выполненным в виде углеродных нанотрубок (УНТ), графеновых полосок и других наноструктур. УНТ и графен имеют поверхностную проводимость и даже могут быть активными (при оптической накачке). Как приложение, рассмотрены такие оптически накачанные структуры. Они перспективны для передачи ТГц- и ИК-излучения на короткие расстояния.

2. Теория

Мы решаем и преобразуем ИУ для электрического и магнитного полей в виде

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}_m(\mathbf{r}) + Z_0 \frac{k_0^2 + \nabla \nabla \cdot}{ik_0} \cdot \int_V G(\mathbf{r} - \mathbf{r}') \mathbf{J}(\mathbf{r}') d^3 r' \quad (1)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \mathbf{H}_m(\mathbf{r}) + \nabla \times \int_V G(\mathbf{r} - \mathbf{r}') \mathbf{J}(\mathbf{r}') d^3 r' \quad (2)$$

Иу получается потом наложение граничных условий. Схематический вид вибратора показан на рис 1. Преобразование ИУ выполняем методами интегрирования по частям по точке истока, интегрированием по точке наблюдения и использованием векторных интегральных теорем.

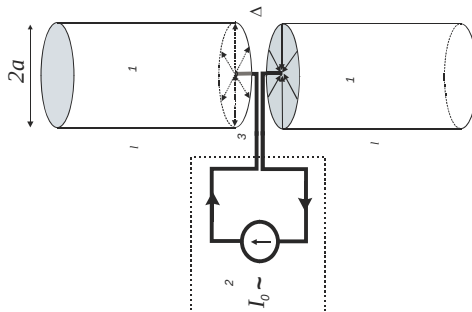


Рис. 1. Схематический вид ЛВ: цилиндры с концами 1, генератор, питатель 2. Стрелками показаны токи

Для графеновых и УНТ структур с накачкой использована активная поверхностная проводимость, способы получения которой описаны в работе [9]. Используются также результаты работ [10,11].

3. Заключение

Представлены различные формы уравнений Поклингтона, Харрингтона и Халлена, а также другие аналогичные уравнения, полученные путем преобразования этих уравнений с уменьшением степени сингулярности их ядер, и рассмотрены методы их получения. Также рассматриваются одномерные сингулярные ИУ электрически тонких ВА. Рассмотрена сходимость алгоритма усиления ТГц-волн на примере ЛВ в виде активной УНТ. Сходимость алгоритмов определяется особенностью ядра, выполнением условий на ребре и близостью выбранной первой базисной функции к решению. Наилучшая стабильность соответствует второму виду Фредгольма т. е. и определяется точностью вычисления ядра.

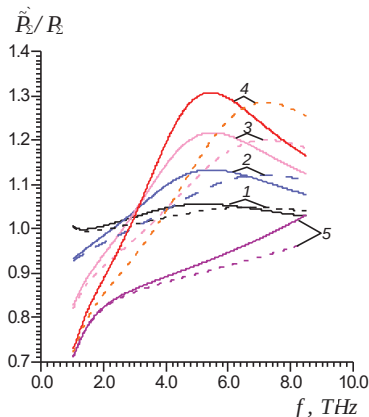


Рис. 2. Соотношение рассеянной мощности накачиваемого и обычного УНТ при различных плотностях мощности оптического насоса: 10 (кривые 1), 20 (2), 30 (3) и 40 (4,5) Вт/см². Сплошные кривые – Кресло (300,300), пунктирные кривые – зигзаг (300,120). Кривые 1-4 получены для $l=10$ мм, кривые 5 соответствуют 1 мм, все параметры УНТ соответствуют [9]

В силу высокого сопротивления УНТ их непосредственное использование как вибраторных антенн ТГц, ИК и оптического диапазонов затруднено. Однако можно создавать массивы активных (оптически накачанных) УНТ и графеновых полосковых вибраторных структур, которые можно использовать как излучающие структуры в диапазоне ТГц (в области 1–10 ТГц).

Работа выполнена при поддержке гранта Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № ФСРР-2020-0004).

Список литературы

1. Pocklington H.C. Electrical oscillations in wires // Camb. Phil. Soc. Proc.1897, 9, pp. 324-332.
2. Hallen E. Theoretical investigations into the transmission and receiving qualities of antennae // Nova Acta Regiae Societatis Scientiarum Upsaliensis. Ser. 4. 1938. Vol. 11. No. 4. P. 1-44.
3. Леонтович М.А., Левин М.Л. К теории возбуждения колебаний в вибраторах антенн // ЖТФ. 1944. Т.14. Вып. 9. С.481-506.
4. Капица П.Л., Фок В.А., Вайнштейн Л.А. Симметрические электрические колебания идеально проводящего цилиндра конечной длины // ЖТФ. 1959. Т. 29. Вып 10. С.1188-1205.
5. Вайнштейн Л.А. Волны тока в тонком цилиндрическом проводнике. I. Ток и импеданс передающего вибратора. ЖТФ. 1959. Т. 29. - № 6. - с. 673-688.
6. Неганов В. А., Ключев Д.С., Медведев С. В. Функционал входного сопротивления тонкого электрического вибратора // Письма в ЖТФ. 2001. Т. 27, вып. 21. С. 29-34.
7. Эминов С.И. Теория интегрального уравнения тонкого вибратора // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38. Вып. 12. С. 2160–2168.
8. Давидович М.В., Скобелев С.П. Анализ некоторых интегральных уравнений в теории проволочных антенн // Радиотехника. 2014. №1. С. 106-109.
9. Ryzhii V., Ryzhii M., Otsuji T. "Negative dynamic conductivity of graphene with optical pumping // J. Appl. Phys.2007. Vol. 101. P. 083114.
10. Hanson G.V. Fundamental Transmitting Properties of Carbon Nanotube Antennas// IEEE Trans.,2005. Vol. AP-53, no. 11. P. 3426–3435.
11. Slepian G. Ya., Maksimenko S. A., Lakhtakia A., Yevtushenko O. M., Gusakov A. V. Electrodynamics of carbon nanotubes: Dynamic conductivity, impedance boundary conditions, and surface wave propagation // Phys. Rev. 1999, Vol. B 60, P. 17136–17149.

Анализ характеристик антенны Вивальди¹

Куприц В.Ю., Мещеряков А.А.

¹ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
tomskvlad@mail.ru

Аннотация: В данной работе рассматриваются характеристики антенны Вивальди. Приводятся результаты экспериментальных измерений коэффициента стоячей волны по напряжению и диаграммы направленности антенны Вивальди на различных частотах.

1. Введение

В настоящее время широко используются сверхширокополосные антенны Вивальди. Эти антенны являются привлекательными для широкополосных радиотехнических систем, так как обладают малыми габаритными размерами, весом, высоко технологичны и хорошо повторяемы. Коэффициент перекрытия по частоте антенн Вивальди может достигать значений до 10 [1]. Антенны Вивальди обычно изготавливают из тонкого металлизированного диэлектрика, с экспоненциально расширяющейся щелью в металлизированном слое.

На рис. 1 показаны три различных типа антенны Вивальди: копланарный (а), антиподный (б) и сбалансированный (в) [1-3]. В копланарном типе антенны оба излучающих элемента располагаются на одной стороне платы. Запитывается она с противоположной стороны платы. Антенны антиподного типа имеют один слой сверху платы, а другой, сужающийся в противоположном направлении, находится на основании подложки. Сбалансированная антенна антиподного типа состоит из трех медных слоев. Поверх обычной структуры антиподного типа добавляется диэлектрический слой, сверху которого находится дополнительная металлическая пластина.

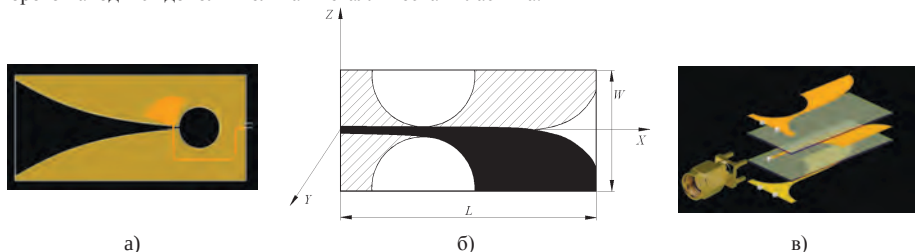


Рис. 1. Три различных типа антенны Вивальди: а) копланарный; б) антиподный; в) сбалансированный

В результате анализа характеристик различных типов антенны Вивальди для дальнейших исследований была выбрана антенна антиподного типа. Такой тип антенны Вивальд легко интегрируется в печатную плату и подключается к коаксиальной питающей линии. В данной работе представлены результаты экспериментальных измерений характеристик антенны Вивальди антиподного типа.

2. Теория

Построение строгих электродинамических моделей антенн Вивальди является весьма сложной задачей. Поэтому для анализа характеристик направленности антенны Вивальди в основном используются численные методы. Согласно публикациям, например [1-3], на характеристики антенны Вивальди влияют длина L , ширина W , отношение скорости света к фазовой скорости бегущей волны, выбор толщины диэлектрической подложки и ее диэлектрическая проницаемость. Как показано в работе [1], коэффициент направленного действия антенны Вивальди прямо пропорционален ее длине, обратно пропорционален длине волны и определяется выражением:

$$D \approx 10L / \lambda, \quad (1)$$

где λ — длина волны.

Наиболее критичным параметром антенны Вивальди является толщина диэлектрической подложки t . Она определяется для заданной диэлектрической проницаемости ϵ из формулы [3]:

¹ Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ (№ FEWM-2020-0039).

$$t_{\text{eff}} / \lambda = (\sqrt{\varepsilon} - 1)t / \lambda, \quad (2)$$

где t_{eff} / λ – эффективная толщина подложки, нормированная к λ . Значение t_{eff} / λ должно находиться в интервале от 0,0025 до 0,028 [1]. Нижнее значение соответствует минимуму боковых лепестков, а верхнее – максимуму коэффициента направленного действия.

С помощью САПР была спроектирована антенна Вивальди антиподного типа. За основу расчета был взят СВЧ материал «Брикор» с толщиной диэлектрической подложки $t = 0,5$ мм, толщиной медного слоя 0,035 мм и диэлектрической проницаемостью подложки $\varepsilon = 2,3$. Такой выбор толщины диэлектрической подложки и диэлектрической проницаемости дает $t_{\text{eff}} \approx 0,0086$. Длина антенны равна 72 мм, а ширина 22 мм.

На рис. 2 показаны фотографии антиподной антенны Вивальди (а), экспериментальные зависимости КСВН (б) и диаграммы направленности (в) на разных частотах в Н – плоскости при вертикальной поляризации сигнала.

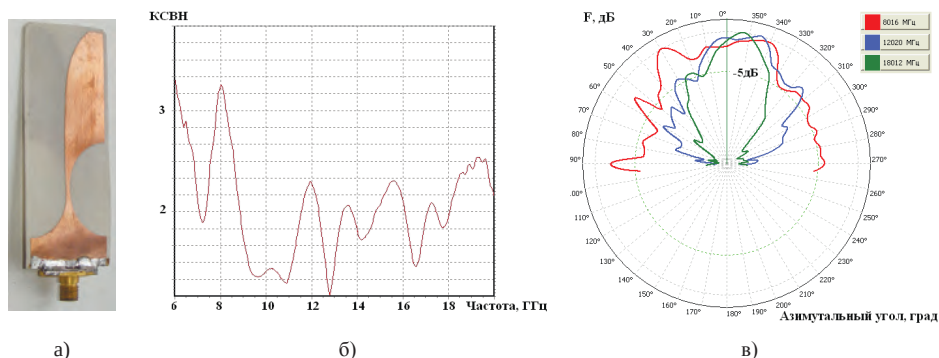


Рис. 2. Антиподная антенна Вивальди: а) фотография антенны; б) экспериментальные зависимости КСВН; в) диаграммы направленности в Н – плоскости при вертикальной поляризации сигнала

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что диапазон рабочих частот антенны находится в пределах 8,5–18 ГГц. В рабочем диапазоне частот коэффициент стоячей волны по напряжению не превышает 2,5.

3. Заключение

Из рассмотренных различных вариантов конструкции антенны Вивальди для практического применения удобной является антенна Вивальди антиподного типа. Анализ опубликованных материалов и результатов моделирования модели антенны Вивальди в САПР показал, что наиболее критичными при выборе параметров антенны являются t_{eff} / λ – эффективная толщина подложки и диэлектрическая проницаемость подложки. Соответствующим выбором этих параметров можно получить максимум коэффициента направленного действия или низкий уровень боковых лепестков. Повышение коэффициента направленного действия антенны Вивальди можно обеспечить, увеличив ее длину.

Список литературы

1. K.Sigfrid Yngvesson, Daniel H. Scyabert, Thomas I.Korzeniowski Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrate // Proc. IEEE, December 1985, Vol. AP 33, No. 12. P.1392-1400.
2. C.T. Rodenbeck, S.G. Kim, W.H. Tu, M.R. Coutant, S. Hong, M. Li, K. Chang Ultra-wideband low-cost phased array radars // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2005, Vol. 53, No 12. P. 3697 – 3703.
3. Janaswamy R., D. Schaubert An Accurate Moment Method Model of the Tapered Slot Antenna // IEEE Trans Antenna and Propagation, Vol. 37, No. 12, Dec. 1989. P.1523–1527.

Широкополосная решетка планарных диполей для антенн базовых станций

¹ Кобрин К.В., ² Li Zimeng, ² Следков В.А., ¹ Мануилов М.Б.

¹ Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
m_manuilov@sfedu.ru

² Guangzhou Compass Technology Co Ltd,
Guangzhou, China

Аннотация: Предложена новая конструкция двухполяризационных печатных дипольных антенн для применения в базовых станциях третьего порядка. Профиль плеч скрещенных диполей был синтезирован на основе аппроксимации кривыми Безье третьего порядка. Это позволило за счет настройки взаимной связи скрещенных диполей расширить рабочий диапазон излучателя до 1.4 – 2.7 ГГц (63.4%). На основе электродинамического моделирования методом конечных элементов были исследованы характеристики 8-элементной антенной решетки скрещенных планарных диполей.

1. Введение

Быстро возрастающий объем трафика систем мобильной связи предъявляет все более высокие требования к антеннам базовых станций. Развитие систем сотовой связи сопровождается постоянным совершенствованием уже действующих антенн базовых станций путем расширения рабочих диапазонов частот, многодиапазонной работы, применения многолучевых режимов работы. Таким образом удастся реализовать совмещенную работу антенн базовых станций в нескольких диапазонах, либо с несколькими лучами, обслуживающими более узкие угловые секторы в горизонтальной плоскости, обеспечивая высокие технические характеристики при минимальных затратах.

Один из широко применяемых классов излучателей для антенн базовых станций – это двухполяризационные планарные скрещенные диполи, различные реализации которых приведены, например, в [1-4]. Достоинством данного класса излучателей является их простота и технологичность, пригодность для массового производства. Серьезным вызовом, однако, является поиск простых конструкций диполей, обеспечивающих широкополосную работу в диапазоне, достигающем октавы. Ниже предложена новая модификация двухполяризационного излучателя, которая позволяет существенно расширить рабочий диапазон без усложнения конструкции.

2. Постановка задачи и результаты синтеза

Рассмотрим задачу разработки антенной решетки, формирующей две линейных поляризации, наклоненные под углом $\pm 45^\circ$ к горизонту в диапазоне 1.4 – 2.7 ГГц. Диаграмма направленности (ДН) антенны должна быть стабильной во всем рабочем диапазоне и составлять в горизонтальной плоскости по уровню -10 дБ $2\theta_{0.1} = 120^\circ$ и по уровню -3 дБ $2\theta_{0.5} = 65^\circ$, а в вертикальной плоскости антенна формирует узкий луч. Кроссполяризационный компонент должен составлять -15 дБ в направлении главного луча и быть меньше компонента главной поляризации на -10 дБ на краях углового сектора $\pm 120^\circ$. Развязка между портами ортогональных поляризаций должна быть -30 дБ. Антенна должна быть хорошо согласована во всем рабочем диапазоне ($S_{11} < -15$ дБ).

Предложенная новая конструкция излучателя приведена на рис. 1,а. Он представляет собой скрещенные печатные диполи, одно из плеч которых расположено на верхней стороне подложки, а второе – на нижней. Каждый из диполей возбуждается стандартной 50-омной коаксиальной линией. Печатная плата расположена над проводящим рефлектором и закреплена на нем с помощью четырех диэлектрических стержней. Наличие сильной взаимной связи между диполями обеспечивает возможность широкополосного согласования.

Ключевая особенность предложенной конструкции заключается в синтезированном профиле плеч диполей (рис. 1,б). Криволинейный профиль плеча на рис. 1,б формируется двумя кривыми Безье 3 порядка. При этом геометрические параметры h , r_2 , r_1 определяют длину и ширину плеч диполей, а параметры $(p1x, p1y)$, $(p2x, p2y)$, $(p3x, p3y)$, $(p4x, p4y)$ определяют форму плеч. Это позволяет увеличить число степеней свободы при оптимизации профиля диполей по сравнению с известными структурами [1], что в конечном итоге обеспечивает расширение рабочей полосы частот за счет настройки взаимной связи между диполями.

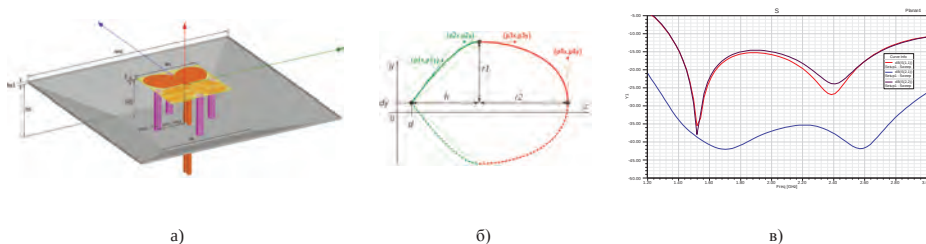


Рис. 1. Двухполяризованная печатная антенна на скрещенных диполях диапазона 1.4-2.7 ГГц: а) трехмерная модель; б) конфигурация плеча диполя на основе кривых Безье 3 порядка; в) частотные зависимости S11, S22 и S21

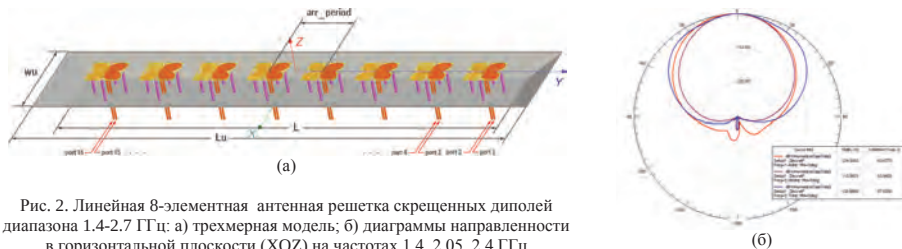


Рис. 2. Линейная 8-элементная антенная решетка скрещенных диполей диапазона 1.4-2.7 ГГц: а) трехмерная модель; б) диаграммы направленности в горизонтальной плоскости (XOZ) на частотах 1.4, 2.05, 2.4 ГГц

В результате электродинамического моделирования методом конечных элементов [5] был синтезирован профиль диполей. Длина диполей составляет $0.56\lambda_0$, ширина плеч $0.2\lambda_0$, размеры подложки $0.23\lambda_0 \times 0.23\lambda_0$, где λ_0 – длина волны на центральной частоте рабочей полосы. Подложка расположена над рефлектором на расстоянии $H1=0.28\lambda_0$, материал подложки Rogers 4350B ($\epsilon=3.48$, толщина 0.762 мм). При этом в рабочем диапазоне частот 1.4 – 2.7 ГГц (63.4%) коэффициент отражения составляет S11, S22 < -15 дБ, а изоляция S21 не хуже -35 дБ. Таким образом, полоса частот была существенно расширена по сравнению, например, с bow-tie диполями [1], для которых она равна 45%.

На следующем этапе была оптимизирована 8-элементная антенная решетка диполей (рис. 2,а). Для подавления дифракционных лепестков период расположения элементов был выбран 0.94λ , где λ – длина волны на верхней частоте рабочего диапазона. Ширина луча ДН в горизонтальной плоскости по уровню -10 дБ на частотах 1.4, 2.05, 2.7 ГГц составила $2\theta_{0.1} = 124^\circ, 113^\circ, 138^\circ$ (рис. 2,б). Уровень кроссполаризационного компонента во всех направлениях не превышал -20 дБ, коэффициенты отражения в полосе пропускания S11, S22 < -14 дБ, а изоляция S21 < -31 дБ.

3. Заключение

Предложена новая модификация двухполяризованных планарных излучателей на основе скрещенных диполей для антенн базовых станций сотовой связи. Ключевая особенность предложенной конструкции – специальная форма профиля плеч диполей, которая была синтезирована на основе применения кривых Безье третьего порядка. Это позволило за счет настройки взаимной связи скрещенных диполей расширить рабочий диапазон антенной решетки почти до октавы: 1.4 – 2.7 ГГц (63.4%) при высоком согласовании S11, S22 < -14 дБ и изоляции S21 < -31 дБ, а также стабильной ширине ДН.

Список литературы

1. Cui Y.H., Li R.L., Fu H.Z. A Broadband Dual-Polarized Planar Antenna for 2G/3G/LTE Base Stations // IEEE Trans. Antennas Propag. 2014. Vol. 62. No. 9. P. 4836 – 4840.
2. Liu Y., Yi H., Wang F. W., Gong S.X. A novel miniaturized broadband dual-polarized dipole antenna for base station // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2013. Vol. 12. P. 1335–1338.
3. Luo Y., Chu Q.X. Oriental crown-shaped differentially fed dual polarized multi-dipole antenna // IEEE Trans. Antennas Propag. 2015. Vol. 63. No. 11. P. 4678–4685.
4. Kobrin K., Li Z., Sledkov V., Manuilov M. A Broadband Dual-Polarized Planar Dipole Antenna Array for Sub-6 GHz Base Stations // IEEE 7th All-Russian Microwave Conference (RMC-2020). 2020. P.180-183.
5. Ansys HFSS, <https://www.ansys.com>.

Характеристики антенных систем на базе петлевого излучателя при различных вариантах подстилающей поверхности

¹Бондарь П.И., Карлов Ал. В., ²Нарышкин М.И., ²Пестовский К.И.

¹АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»

г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация

²ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

г. Самара, ул. 443010, Льва Толстого, д. 23, Российская Федерация

karlovav@siprs.ru

Аннотация: Одной из важных научно-технических проблем является развитие КВ радиосвязи. В данной работе предложен вариант быстросазвертываемого антенного комплекса диапазона КВ. Антенная система данного комплекса представляет собой кольцевую антенную решетку, состоящую из несимметричных петлевых излучателей Пистолькорса изменяемой длины. Проведены исследования по изучению электродинамических характеристик данной антенной системы с учетом параметров подстилающей поверхности. Показано, что параметры подстилающей поверхности влияют на характеристики комплекса и должны быть учтены при его проектировании.

1. Введение

В настоящее время одной из актуальных научно-технических задач в области радиосвязи является организация тактически-гибкой полевой связи из неподготовленных районов. Решением данной проблемы может быть создание мобильных КВ радиостанций, однако при создании таких станций необходимо решить задачу быстрого развертывания антенной системы КВ-диапазона. Однако, применяемые в настоящее время антенные системы КВ диапазона в большинстве своем имеют значительные габариты, а также характеристики направленности, не поддающиеся оперативному изменению. В целях возможности оперативного изменения диаграммы направленности излучающей системы для организации связи в любом произвольном направлении целесообразно использовать антенную систему в виде кольцевой антенной решетки (КАР).

2. Моделирование антенных систем

Применение в качестве антенной системы кольцевой антенной решетки упрощает задачу выбора антенного элемента, поскольку к нему уже не предъявляются жесткие условия по характеристикам направленности, что в итоге позволяет выбрать достаточно компактные быстросазвертываемые решения. С точки зрения авторов, одним из наиболее перспективных решений является применение петлевого вибратора Пистолькорса [1]. Однако, относительная узкополосность данного вибратора предполагает применение комплекса мер по возможности организации связи во всем (практически во всем) диапазоне КВ. В частности, предлагается конструкция данного излучателя на телескопической опоре. Оперативное изменение высоты опоры приводит к изменению рабочей длины излучателя и, соответственно, к подстройке антенной системы на заданную рабочую частоту. При этом предлагается изготовление такого излучателя в подвижном варианте на своей колесной базе. Внешний вид такого излучателя представлен на рис. 1.

Для работы КАР во всем КВ-диапазоне (3-30 МГц) необходимо также решить задачу количества антенных элементов, а также радиуса кольцевой структуры. Ввиду того, что радиокomплекс подразумевается мобильным, понятно, что количество элементов не должно быть большим. Однако, при увеличении радиуса антенной решетки с фиксированным количеством излучателей увеличивается ее разреженность и на верхних частотах диапазона оказывается невозможным сформировать узкий луч в заданном направлении. С другой стороны, уменьшение радиуса решетки на нижних частотах приводит к тому, что возникает сильная электромагнитная связь между излучателями, приводящая к невозможности функционирования комплекса на данных частотах [2].

Также, на электродинамические характеристики антенного комплекса влияет и подстилающая поверхность. При этом, поскольку излучатель представляет собой несимметричный вибратор, его работоспособность зависит от заземления и параметров подстилающей поверхности.

Было проведено моделирование КАР, состоящей из шести несимметричных вибраторов Пистолькорса изменяемой длины при фиксированном радиусе антенной решетки $R=10$ м. [3]. При этом, использовалась модель подстилающей поверхности, представляющая собой среду с параметрами $\epsilon=20$, $\sigma=0.1$ См/м (влажная земля) и $\epsilon=3$, $\sigma=0.001$ См/м (сухая земля) с искусственной металлизацией

в виде 12 лучей радиуса 30 м., расходящихся из центра КАР, а также по 14 лучей радиуса 4.5 м, расходящихся из центра каждого антенного элемента. Модель КАР представлена на рис.2.

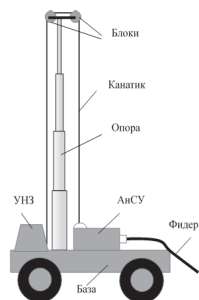


Рис. 1. Излучатель

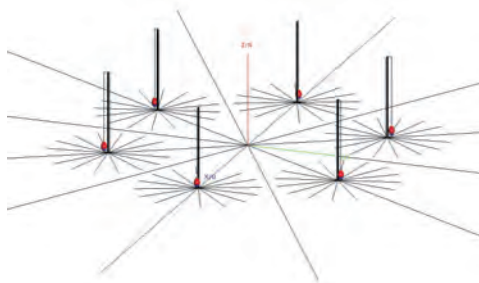


Рис. 2. Модель КАР

На рис.3. представлены результаты моделирования для случая влажной земли. В частности, представлена зависимость КСВ излучателей в составе КАР при установлении максимума излучения в заданное направление.

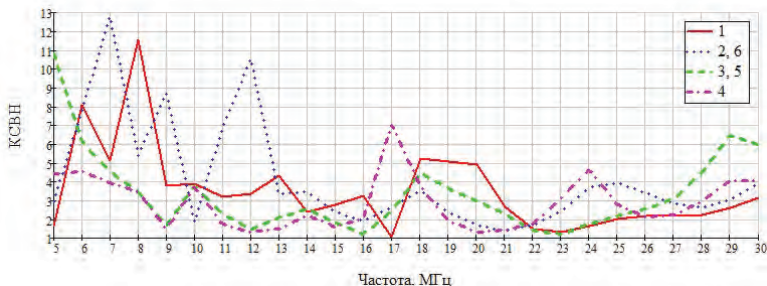


Рис. 3. Зависимость КСВ излучателей от частоты

При этом работа на частотах 5-6 МГц достигалась путем установления высоты излучателя 15 м, на частотах 6-9 МГц – 12 м., 9-11 МГц – 9 м., 11-15 МГц – 6 м., 15-18 м. – 4.5 м., 18-30 МГц – 3 м.

3. Заключение

С использованием строгого моделирования были исследованы электродинамические характеристики антенной системы КВ-диапазона, а именно 6-ти элементной кольцевой антенной решетки, состоящей из несимметричных излучателей Пистолькорса изменяемой длины с учетом параметров подстилающей поверхности, включая топологию искусственной металлизации. Исследования показали влияние параметров подстилающей поверхности на характеристики антенной системы, которые необходимо учитывать при проектировании описанного выше радиоконплекса.

Список литературы

1. Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко и др.; Под ред. Г.З. Айзенберга. – 2-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
2. Рубис А.А. Проектирование компактных кольцевых антенных решеток КВ-диапазона // Антенны. – 2018. – № 10. – С. 22-29.
3. Карлов Ал.В., Кольчугин Ю.И., Минкин М.А., Пестовский К.И. Быстроразвёртываемые антенные системы ДКМВ диапазона на основе петлевых вибраторов // Радиотехника. – 2020. – Т. 84, №6(11). – С.46-54.

Расчёт импедансных характеристик микрополосковой антенны с рамочным излучателем, расположенным на диэлектрической подложке

¹Клюев Д.С., ²Коршунов С.А., ²Нещерет А.М.

¹ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

г. Самара, ул. 443010, Льва Толстого, д. 23, Российская Федерация

²АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»

г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация

nam@siprs.ru

Аннотация: Предлагается методика расчета характеристик микрополосковой антенны с рамочным излучателем, расположенным на диэлектрической подложке. Методика основана на использовании подхода поверхностных импедансов и метода интегральных уравнений, с получением функции распределения поверхностной плотности тока на рамочном излучателе.

1. Введение

Активное развитие радиоэлектроники актуализирует задачу разработки антенн на микрополосковых структурах. Помимо таких очевидных преимуществ, как небольшие габариты и технологичность изготовления, данные антенны также позволяют оказывать влияние на её характеристики, путем использования разного рода материалов, в т.ч. и метаматериалов [1,2], представляющих собой диэлектрический материал с помещенными внутрь и определенным образом расположенными проводящими включениями специальной формы, в т.ч. киральной, фрактальной и т.д. Значительная часть исследований микрополосковых антенн связано со излучателями прямоугольной формы, располагаемых на диэлектрических подложках, тогда как антенны с микрополосковыми излучателями иной формы встречаются достаточно редко.

2. Геометрия задачи

В работе рассматривается микрополосковая антенна с рамочным излучателем, представляющим плоское разорванное кольцо радиуса R , длиной $2l$ и шириной $2a$. Излучатель является идеально проводящим, который возбуждается сторонней ЭДС в области его разрыва, шириной 2Δ , и располагается на диэлектрической подложке с шириной d и металлизацией с другой стороны. Излучатель располагается на подложке, которая имеет диэлектрическую проницаемость ϵ_1 и магнитную проницаемость μ_1 . Микрополосковая рамочная антенна находится в диэлектрической среде с диэлектрической проницаемостью ϵ_2 и магнитной проницаемостью μ_2 .

3. Численные результаты

Для данной антенны получено и решено интегральное уравнение для нахождения функции распределения тока по кольцевому излучателю, а также выражение для входного импеданса. На рис. 1 приведены функции распределения плотности тока на кольцевом излучателе при $a=0.01\lambda$, $\epsilon_2=\mu_2=1$, $\mu_1=1$, $\Delta=0.01\lambda$, $d=0.25\lambda$, $\epsilon_1=1$ и $\epsilon_1=3$, а также $R=0.5\lambda$ (рис. 1а) и $R=1.5\lambda$ (рис. 1б), полученные при помощи данных выражений.

Рассчитанные зависимости отражают сильное влияние подложки на излучатель с ростом его радиуса R , а при малых значениях радиуса и диэлектрической проницаемости подложки ϵ_1 функция распределения плотности тока характеризуется только мнимой компонентой, к тому же положительной в точке питания. Соответственно, при таких параметрах описанная антенна с кольцевым излучателем имеет только емкостную составляющую реактивного импеданса.

На рис. 2 приведены функции входного импеданса для описанного кольцевого излучателя при $a=0.01\lambda$, $\epsilon_2=\mu_2=1$, $\mu_1=1$, $\Delta=0.01\lambda$, $d=0.125\lambda$, $\epsilon_1=1$ и $\epsilon_1=3$. Из рис. 2 видно, что такая микрополосковая антенна с рамочным излучателем обладает множеством резонансов, и с увеличением длины излучателя, становится лучше согласована.

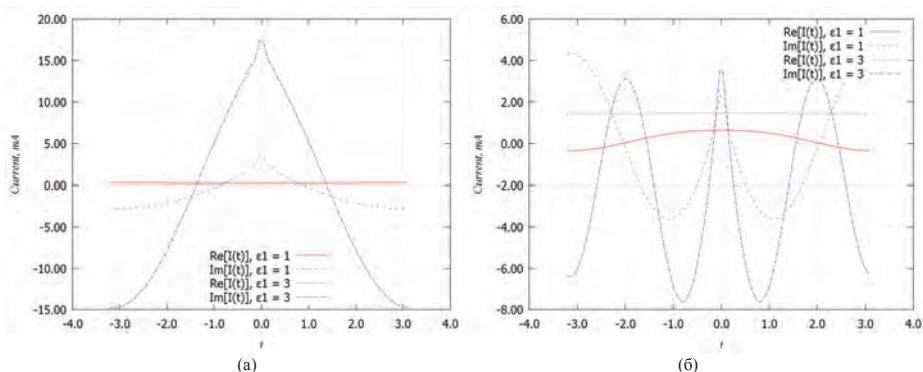


Рис. 1. Функция распределения плотности тока по кольцевому излучателю при $R = 0.5\lambda$ (а) и $R = 1.5\lambda$ (б)

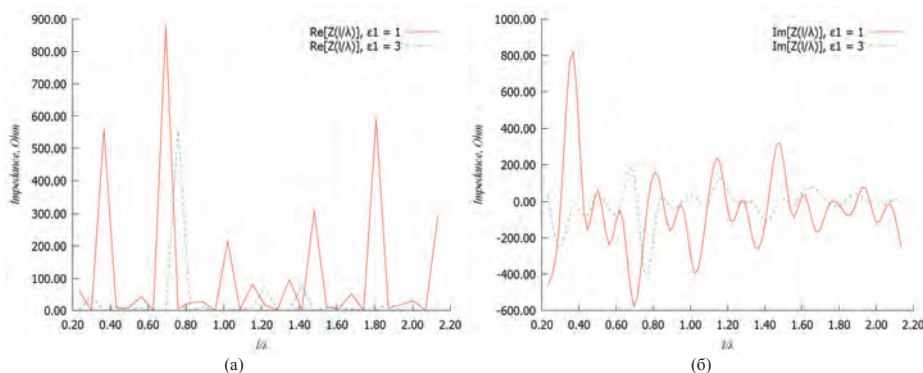


Рис. 2. Зависимость входного импеданса кольцевого излучателя от l/λ

4. Заключение

Таким образом, разработана математическая модель микрополосковой антенны с рамочным излучателем, расположенного на диэлектрической подложке. Данная модель получена путем применения метода поверхностного импеданса и метода интегральных уравнений. Приведены результаты расчёта функций распределения плотности тока по излучателю антенны, а также её импедансные характеристики. Данная математическая модель микрополосковой антенны с рамочным излучателем в дальнейшем может быть задействована при проектировании высокоэффективных САПР, что позволит проводить корректные расчеты при проектировании подобных антенн, а также при создании метаматериалов с заданными характеристиками, в составе которых будут использоваться кольцевые разомкнутые резонаторы [3,4].

Список литературы

1. Caloz C., Sihvola A. Electromagnetic Chirality, Part 1: The Macroscopic Perspective. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2020, vol. 62, no. 1, pp. 58 - 71.
2. Buzov A. L., Buzova M. A., Klyuev D. S., Mishin D. V., Neshcheret A.M. Calculating the Input Impedance of a Microstrip Antenna with a Substrate of a Chiral Metamaterial // Journal of Communications Technology and Electronics, 2018, Vol. 63, No. 11, pp. 1259–1264.
3. Бузов А.Л., Клюев Д.С., Нещерет А.М. Возможности совершенствования антенной техники путем использования киральных метаматериалов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. № 3. т. 21 С. 66 – 72.
4. Бузов А.Л., Кабанов В.А., Клюев Д.С., Курушкин М.С., Нещерет А.М., Усатенко Т.О. Методы решения некорректных задач электродинамического анализа излучающих структур на основе киральных метаматериалов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. № 4-1, т. 22. С. 7 - 19.

Фазовый центр комбинированной антенны

^{1,2} Андреев Ю. А., ¹ Плиско В. В.

¹ Институт сильноточной электроники СО РАН
г. Томск, 634055, пр. Академический, 2/3, Российская Федерация
andreev@lhfe.hcei.tsc.ru

² Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация

Аннотация: Исследовалось положение фазовых центров СШП комбинированной антенны, оптимизированной для излучения биполярных импульсов напряжения длительностью 1 нс. Показано, что положение фазовых центров антенны в полосе частот 0.4–2 ГГц существенно зависит от частоты для продольной координаты Z и стабильно для вертикальной координаты Y .

1. Введение

Комбинированные антенны с расширенной полосой пропускания широко используются в источниках СШП излучения с момента своего появления в 2001 году [1]. В мощных источниках СШП излучения их используют как в виде одиночных излучателей [2], так и в составе антенных решеток [3]. Характеристики комбинированных антенн исследуются как в России, так и в других странах [4–8]. Важной характеристикой антенны является ее фазовый центр, точнее частичный фазовый центр, так как ни одна антенна не имеет фиксированный фазовый центр для всех θ и φ [9]. Фазовый центр комбинированной антенны только упоминается в [4], но без информации о его положении и соответствующей частоте на входе антенны. Следовательно, исследования по определению положения фазового центра (фазовых центров) комбинированной антенны выполняются впервые. Однако, исследования центра излучения комбинированной антенны были выполнены в [6]. Под центром излучения здесь понимается аналог фазового центра антенны в случае ее возбуждения импульсом наносекундной длительности. В [6] было показано, что комбинированная антенна имеет по крайней мере два центра излучения, один для H -плоскости и еще один для E -плоскости. Кроме того, в работе [6] было показано, что изменение формы импульса напряжения на входе комбинированной антенны приводит к изменению положения центра излучения антенны и даже к изменению диапазона углов наблюдения, для которых найденная точка будет оставаться центром излучения. Такие изменения положения центра излучения могут возникать из-за изменения спектра входного импульса, а именно из-за изменения частоты соответствующей максимуму спектра. Для проверки данного предположения в численном эксперименте было найдено положение фазового центра комбинированной антенны в H -и E -плоскостях в широком диапазоне частот.

2. Исследования

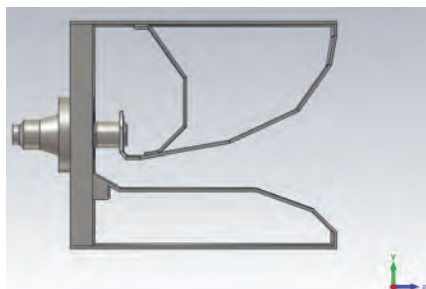


Рис. 1. Модель комбинированной антенны в программе CST STUDIO SUITE

В качестве объекта исследования была выбрана комбинированная антенна с размерами: длина $L = 16$ см, высота $H = 15$ см и ширина $W = 15$ см. Данная антенна оптимизирована для излучения биполярного импульса напряжения длительностью 1 нс. Мы исследовали вариант антенны с низковольтным входом с радиочастотным разъемом N типа, но данная антенна близка по своей геометрии к передающей антенне в мощном источнике СШП излучения [2] и совпадает (кроме входного коаксиала) с элементом решетки источника [3].

Численный эксперимент проводился в программе CST STUDIO SUITE. Модель антенны в программе CST STUDIO представлена на рис. 1. Размеры модели и выбор материалов совпадают с размерами реальной антенны. В исследованиях было получено качественное и количественное совпадение зависимости КСВН реальной антенны и модели в полосе частот 0.3-3 ГГц.

Положение фазовых центров комбинированной антенны находилось в численном эксперименте для H - и E -плоскостей в диапазоне частот 0.4-2 ГГц. Исследования выполнялись для углов наблюдения $\pm\delta$ (E -плоскость) и $\pm\varphi$ (H -плоскость) для диапазона углов от $\pm 10^\circ$ до $\pm 90^\circ$ с шагом 10° . На рис. 2 приведен пример изменения положения фазового центра антенны в E -плоскости для углов места $\delta = \pm 10^\circ$.

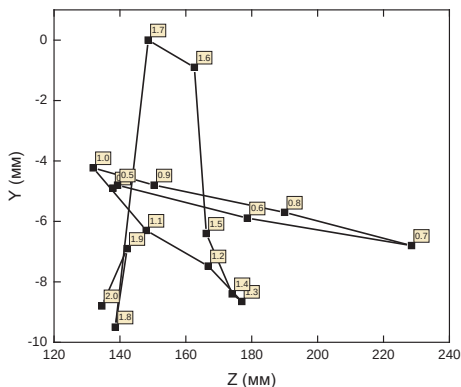


Рис. 2. Положение фазового центра антенны в плоскости YZ для меридиональной плоскости

На рис. 2, оси Z соответствует ось, проходящая от антенного входа до апертуры (расстояние по оси Z равно 160 мм соответствует апертуре антенны), а оси Y соответствует вертикальная ось (начальное положение оси Y соответствует половине высоты антенны). В квадратиках, нарисованных рядом с точкой наблюдения указана частота, на которой проводилось исследование в ГГц.

3. Заключение

Проведены численные исследования положения фазовых центров комбинированной антенны в полосе частот 0.4-2 ГГц. Показано, что положение фазового центра для E -плоскости антенны стабильно в вертикальной плоскости (в пределах 10 мм), но существенно меняет положение по продольной координате (на 9 см при длине антенны 16 см).

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации по теме № FWRM-2021-0002.

Список литературы

1. Koshelev V. I., Buyanov Yu. A., Andreev Yu. A. et al. Ultrawideband radiators of high-power pulses // Proc. of IEEE Pulsed Power Plasma Science Conference. (Las Vegas, USA, June 17-22, 2001). V. 2. P. 1661-1664.
2. Andreev Yu. A., Gubanov V. P., Efremov A. M. et al. High-power ultrawideband radiation source // Laser and Particle Beams. 2003. Vol. 21. No. 2. P. 211-217.
3. Efremov A. M., Koshelev V. I., Kovalchuk B. M. et al. Generation and radiation of ultra-wideband electromagnetic pulses with high stability and effective potential // Laser and Particle Beams. 2014. Vol. 32. No. 3. P. 413-418.
4. Андреев Ю. А., Буянов Ю. И., Кошелев В. И. Комбинированная антенна с расширенной полосой пропускания // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. № 5. С. 1-10.
5. Андреев Ю. А., Корниенко В. Н., Лю Ш. Оптимизация мощной сверхширокополосной комбинированной антенны // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 9. С. 882-889.
6. Andreev Yu. A., Kornienko V. N., Liu Sh. Method for radiation center position measurements of a combined antenna in the pulsed mode // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66. No. 8. P. 4269-4276.
7. Wang Sh., Xie Y. Design and optimization of high-power UWB combined antenna based on Klopfenstein impedance taper // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2017. Vol. 65. No. 12. P. 6960-6967.
8. Pecastaing L., Ferron A., Couderc V. A pulsed modulator combined with very high PRF photoconductive switches to build a self-scanning UWB radiation source // IEEE Transactions on Plasma Science. 2016. Vol. 44. No. 10. P. 1894-1901.
9. Balanis C. A. Antenna theory analysis and design - 4th edition. Wiley. 2016. 1072 p.

Моделирование антенн с переключаемыми диаграммами направленности

¹Слезкин В.Г., ¹Неведров М.Г., ¹Слезкин Г.В.

¹ Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Университетская ул., 33, Российская Федерация
VGSlezkin@sevsu.ru

Аннотация: С целью анализа потенциальных возможностей обеспечения кругового обзора пространства путём переключения парциальных диаграмм направленности несимметричной многоштыревой антенны, было выполнено численное моделирование такой антенны в среде CST Microwave Studio при изменении числа штырей от 2 до 7. Установлено, что практический интерес могут представлять варианты антенны с числом штырей от 3 до 6.

1. Введение

В ряде телекоммуникационных и радионавигационных систем [1] требуется оперативно менять направление главного максимума диаграммы направленности, в частности, обеспечивать круговой «обзор» пространства парциальными диаграммами направленности (ПДН) путём их переключения электрическим способом. Для этого могут быть использованы штыревые антенны, в схему питания которых встроены переключающие элементы, например, $p-i-n$ диоды [2]. Однако формирование ПДН можно реализовать либо переключением нагрузок пассивных штырей [3], либо переносом возбуждения активных штырей [4, 5].

Данный доклад посвящён исследованию потенциальных возможностей формирования ПДН штыревой антенной активного типа с переключаемыми ПДН путём численного моделирования.

2. Теория и результаты моделирования

Принцип действия двухэлементной вибраторной антенны хорошо известен: если вблизи симметричного вибратора или штыря аналогичной несимметричной антенны поместить короткозамкнутый вибратор (штырь), то при определённых геометрических параметрах пассивный вибратор (штырь) будет выполнять роль рефлектора: излучение в его сторону будет частично подавляться [6]. Как показано в [4, 5], данный принцип может быть применён в рассматриваемой антенне с переключаемыми диаграммами направленности, предназначенной для кругового обзора пространства, но при следующих ограничениях:

- для формирования N ПДН необходимо N излучающих элементов (симметричных вибраторов или штырей);
- все элементы должны иметь одинаковую длину и располагаться по окружности с равным угловым шагом (осевая симметрия);
- основной фидер питания должен находиться на оси структуры.

Обычно для питания антенн дециметрового и сантиметрового диапазонов используют коаксиальный фидер, поэтому схема возбуждения элементов наиболее просто реализуется на отрезках микрополосковой линии (МПЛ). Именно такая схема рассматривается в данном докладе благодаря следующим её особенностям:

- наличие экрана у МПЛ определяет выбор типа антенны: несимметричная, штыревая;
- переключающие элементы ($p-i-n$ диоды) легко разместить между точками питания каждого штыря и экраном МПЛ;
- для согласования фидера с одним, активным в данный момент, штырём нетрудно обеспечить эффективный холостой ход на входах всех остальных отрезков МПЛ, короткозамкнутых в этот момент.

Подчёркнём, что физическое расстояние между штырями определяется условиями формирования ПДН, а электрическое расстояние между центральной точкой возбуждения всех отрезков МПЛ до переключающих элементов, которое должно быть близко к четверти длины волны в МПЛ, можно подбирать независимо за счёт длин отрезков и диэлектрической проницаемости материала основания.

Для моделирования рассматриваемой антенны был выбран пакет САПР антенн и СВЧ-структур CST Microwave Studio [7] благодаря его широкому возможностям и удобному интерфейсу. В частности, пакет позволяет практически все параметры модели задавать в виде переменных или выражений, в том числе число штырей N . В результате удалось разработать единую модель антенны для произвольного числа штырей, начиная с двух.

Начальные значения длины плеча l_A и расстояния между плечами d выбирались равными четверти длины волны q_{wl} , а для удобства варьирования этих параметров были применены коэффициенты модификации в процентах: k_{Mla} и k_{Md} , соответственно, так что эти параметры были заданы выражениями

$$l_A = (100 + k_{Mla}) q_{wl} / 100; \quad (1)$$

$$d = (100 + k_d) q_{wl} / 100. \quad (2)$$

Угловой разнос α между штырями определялся делением 360° на число штырей N , а радиус окружности местоположения центров штырей r_A задавался в виде соотношения

$$r_A = d / \sqrt{2 \cos(90 - \alpha/2)}, \quad (3)$$

которое следует из очевидных геометрических построений.

На данном этапе моделирования не ставилась задача отработки практической конструкции антенны, поэтому никакие модификации формы экрана (например, введение цилиндрического противовеса [3, 6]) не рассматривались: экраном антенны считался экран МПЛ, радиус которого примерно на четверть длины волны превышал радиус r_A .

При уменьшенной на 5 % длине штырей для ширины ПДН по уровню половинной мощности в азимутальной плоскости $2\varphi_{0.5}$, коэффициента усиления G , коэффициента защитного действия по заднему излучению (для $N = 2$) или уровню бокового излучения L_S , а также по относительной полосе согласования входа активного штыря с 50-омной МПЛ по уровню коэффициента стоячей волны $2,0 \delta_2$ были получены следующие результаты (рис. 1).

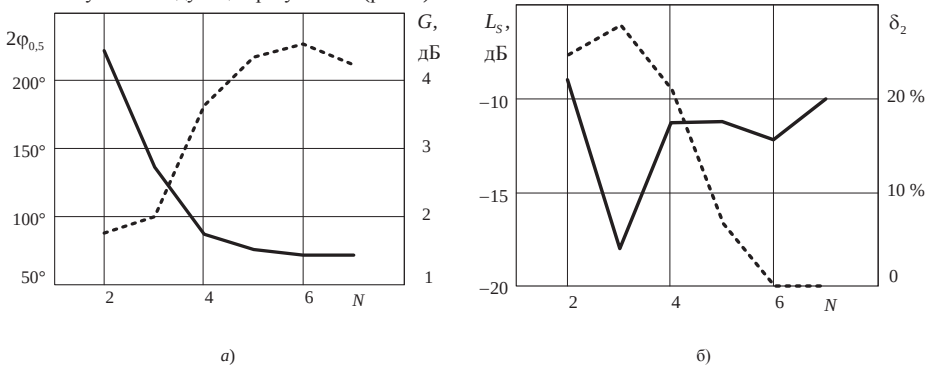


Рис. 1. Зависимости ширины ПДН (а, сплошная линия), коэффициента усиления (а, пунктир), уровня бокового излучения (б, сплошная линия) и относительной полосы согласования (б, пунктир) от числа штырей в модели антенны

4. Заключение

В результате численного моделирования установлено, что штыревая антенна с переключаемыми диаграммами направленности может обеспечить параметры ПДН, представляющие практический интерес, при числе штырей от 3 до 6; дальнейшее увеличение числа штырей нецелесообразно.

Список литературы

1. Радиозлектронные системы: основы построения и теория: справочник. Под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
2. Дзехцер Г. Б., Орлов О. *P-i-n* диоды в широкополосных устройствах СВЧ. М.: Сов. радио, 1970. 200 с.
3. Schlub R., Junwei Lu Seven-Element Ground Skirt Monopole ESPAR Antenna Design Froma Genetic Algorithmmand the Finite Element Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2003. Vol. 51. No. 11. P. 3033—3039.
4. Слезкин В. Г. Пат. 79080 (Украина). Вибраторна антена з декількома діаграмами спрямованості. Опубл. в Б. И., 2007. № 7.
5. Слезкин В. Г., Евенко В.В. Антенна с переключаемыми диаграммами направленности для мобильных систем связи. В сб.: 14-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2004 (Севастополь, 13—17 сент. 2004 г.). 2004. С. 346—347.
6. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.
7. Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде *CST Microwave Studio*. М.: Изд-во МЭИ, 2011. 155 с.

Возбуждение щелевой антенны многопетлевым устройством

Жданов Б.В., Войтович Н.И.

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)»
454080, г. Челябинск, пр. В.И. Ленина, 76
eav@list.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты исследований щелевой антенны, возбуждаемой многопетлевым проводником. Показано, что полоса настройки щелевой антенны, возбуждаемой многопетлевым проводником, на порядок превышает величину полосы настройки щелевой антенны, возбуждаемой прямолинейным отрезком проводника, расположенным между длинными краями щели.

1. Введение

Известен способ возбуждения щелевой антенны [1, 2, 3] прямолинейным отрезком проводника, расположенным между длинными краями щели. Питание отрезка проводника выполняют, например, коаксиальным кабелем. Для обеспечения согласования щелевой антенны с коаксиальным кабелем точки гальванического контакта внешнего проводника коаксиального кабеля с первой длинной кромкой щели и отрезка проводника со второй длинной кромкой щели, смещают из центра щели в сторону короткой кромки щели.

Существенным недостатком способа возбуждения щелевой антенны отрезком проводника является узкий диапазон перестройки центральной частоты полосы согласования щелевой антенны с фидером. Здесь и далее под диапазоном перестройки антенны с фидером мы понимаем диапазон (полосу) частот в котором может быть настроена антенна на центральной частоте полосы согласования. Естественно стремление получить в фидере на частоте настройки режим бегущей волны ($K_{СВН}=1$). Целью данной работы является создание щелевой антенны с широким диапазоном перестройки центральной частоты полосы согласования.

2. Конструкция антенны

На рис.1 представлена двухсторонняя щелевая антенна с трёхпетлевым проводником в качестве возбудителя для работы в свободном пространстве, а на рис.2 для работы с отражателем. Антенна 1 содержит проводящую пластину 2 со щелью 3, фидер 4, соединитель радиочастотный 7, трёхпетлевой проводник 8. В общем случае на проводящей пластине 2 выполнены N отверстий 9 с первой стороны (на фиг.1 $N=2$) и M отверстий 10 со второй стороны (на фиг.1 $M=2$) относительно продольной оси щели 3, соответственно. Внешний проводник фидера 4 имеет гальванический контакт с проводящей пластиной 2. Изготовление щелевой антенны 1 по настоящему техническому решению удобно тем, что фидер 4 и многопетлевой проводник 8 могут быть выполнены из одного и того же коаксиального кабеля. На участке от соединителя радиочастотного 7 до входа в первое из N отверстий кабель служит в качестве фидера. На участке от входа в первое из N отверстий и до конца многопетлевого проводника оболочка и внешний проводник фидера удалены. Центральный проводник и диэлектрик, освобождённые от оболочки и внешнего проводника фидера, формируют многопетлевой проводник, возбуждающий щелевую антенну.

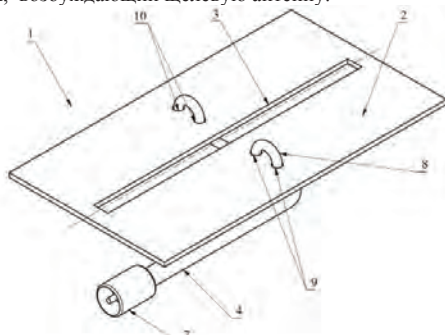


Рис. 1. Двухсторонняя щелевая антенна для работы в свободном пространстве

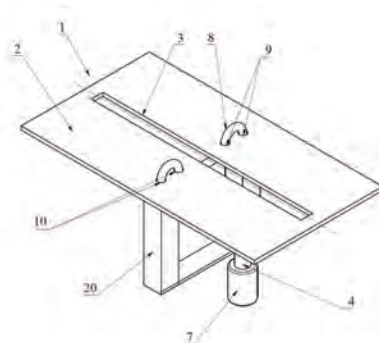


Рис. 2. Двухсторонняя щелевая антенна для работы с отражателем

3. Принцип работы

В режиме передачи по коаксиальному кабелю подводится электромагнитная энергия к многопетлевому проводнику. В результате протекания электрического тока по многопетлевому проводнику в непосредственной окрестности проводника возникает магнитное поле, под действием которого между длинными краемками щели возникает электрическое поле, порождающее электрические токи на поверхности пластины. Поверхностные токи являются вторичными источниками электромагнитного поля в окружающем пространстве. За счет изменения количества или геометрических размеров петель многопетлевого проводника появляется возможность настройки щелевой антенны в резонанс в широком диапазоне частот.

4. Методы исследования. Результаты численных исследований

Теоретические исследования выполнены путём решения краевой задачи в строгой дифракционной постановке прямыми численными методами [4, 5]. Краевая электродинамическая задача, сформулированная для непрерывного континуума, редуцируется к проекционно-сеточной модели. Сеточная модель строится с надлежащим выбором базисных и пробных функций, удовлетворяющих граничным условиям, условиям полноты и ортогональности, условиям излучения и условиям Мейкснера. На рис. 3 приведены расчётные зависимости КСВН от частоты для шести вариантов высот (конфигураций) петель.

На рис. 4 для сравнения приведены огибающие минимумов зависимости КСВН от частоты щелевой антенны, в одном варианте, многопетлевым проводником, а во втором варианте, прямолинейным отрезком проводника. Как видно из рассмотрения графиков на рис. 4, полоса настройки щелевой антенны, возбуждаемой многопетлевым проводником, существенно шире полосы настройки щелевой антенны, возбуждаемой отрезком проводника между длинными краемками щели. Так, например, на уровне КСВН=1,15 диапазоны настройки отличаются в 8 раз.

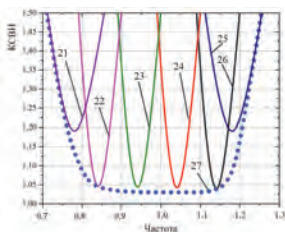


Рис. 3. Зависимость КСВН от частоты щелевой антенны, возбуждаемой многопетлевым проводником

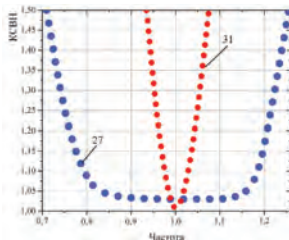


Рис. 4. Зависимость КСВН от частоты щелевой антенны, возбуждаемой многопетлевым проводником и прямолинейным проводником

5. Экспериментальные результаты

Эксперименты, проведённые на макете щелевой антенны, возбуждаемой многопетлевым проводником, показали, что диапазон настройки антенны с фидером по согласованию на уровне КСВН=1,1 составляет 400 МГц при средней частоте диапазона настройки, равной 1000 МГц.

6. Выводы

Диапазон перестройки центральной частоты полосы согласования щелевой антенны, возбуждаемой многопетлевым проводником, на порядок превышает диапазон (полосу) перестройки щелевой антенны, возбуждаемой отрезком проводника, расположенным между длинными краемками щели.

Список литературы

- [1] А.Л. Драбин, В.Л. Зузенко, А.Г. Кислов "Антенно-фидерные устройства". М.: Советское радио. – 1974.
- [2] Шатраков Ю.Г. и др. Самолётные антенные системы/ Ю.Г. Шатраков, М.И. Ривкин, Б.Г. Цыбаев. – М.: Машиностроение, 1979. – 184с.
- [3] John D. Kraus. Antennas. Tata McGraw-Hill Edition. – 2001.
- [4] Weiland T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for sixcomponent fields. Electronics and Communication (AEU), Vol. 31, p.p. 116-120. -1977.
- [5] Weiland T. Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. International Journal of Numerical Modelling. Vol.9, p.p. 295-319. -1996.

П-образный диполь с круговой диаграммой направленности в плоскости вектора E

Войтович В.В., Петраш Ю.В., Белоусов М. М.,
Юнгайтис Е.М., Жданов Б.В., Ершов А.В., Войтович Н.И.

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)
454080, г. Челябинск, пр. В.И. Ленина, 76
eav@list.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследований П-образной дипольной антенны, предназначенной для установки на беспилотный летательный аппарат категории мини — БПЛА. Антенна формирует круговую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости с горизонтальной поляризацией поля излучения. Неравномерность диаграммы направленности исследуемой антенны в свободном пространстве в горизонтальной плоскости составляет $\pm 0,2$ дБ.

1. Введение

Одним из основных факторов обеспечения безопасности полетов воздушных судов при заходе на посадку и посадки является (наряду с непрерывностью обслуживания) целостность информации, создаваемой в пространстве курсовым и глиссадным радиомаяками (КРМ и ГРМ) инструментальной системы посадки (ILS) [1]. Целостность необходима для обеспечения того, чтобы воздушное судно, осуществляющее заход на посадку, имело малую вероятность неправильного наведения [1, 2].

Известен способ лётной проверки наземных средств радиотехнического обеспечения полётов, решающий задачу повышения оперативности проверок радиомаяков, заключающийся в том, что в качестве воздушного судна для лётной проверки применяют дистанционно пилотируемый летательный аппарат (ДПЛА) [3]. Для приёма сигналов КРМ и ГРМ на борту ДПЛА категории Мини требуется легкая антенна с круговой диаграммой направленности (ДН) в горизонтальной плоскости с горизонтальной поляризацией (в плоскости вектора E).

2. Постановка задачи

Вибраторная антенна (далее, вибратор или диполь) известна со времени открытия в 1887 г. Генрихом Герцем электромагнитных волн, экспериментального подтверждения им теории Джеймса Максвелла [4]. ДН диполя Герца, лежащего в горизонтальной плоскости, имеет в горизонтальной плоскости (в плоскости вектора E) вид восьмёрки с нулевыми уровнями ДН в направлении оси диполя.

Для обеспечения всенаправленного приёма P.S. Carter в 1938 г. предложил угловой диполь, плечи которого в горизонтальной плоскости расположены под углом 90° относительно друг друга [5]. ДН полуволнового углового диполя имеет неравномерность ± 3 дБ. Поставим своей задачей создать антенну с ДН по форме близкой к кругу.

3. Физическая модель антенны

Исследуемая симметричная вибраторная антенна представляет собой полуволновый диполь, плечи которого имеют изгиб в горизонтальной плоскости (рис.1). Антенна возбуждается в зазоре между плечами диполя источником, включенным последовательно с согласующим устройством в виде отрезка коаксиальной линии передачи. С плечами вибратора соединён также отрезок короткозамкнутой двухпроводной линии, выполняющий роль симметрирующего устройства. Предполагается, что диполь и симметрирующее устройство выполнены из цилиндрических проводников, радиусы цилиндров которых много меньше длины волны. Все проводники идеально проводящие. Возбуждающая мощность к антенне подводится с помощью коаксиального кабеля.

4. Методы исследования. Результаты численных исследований

Теоретические исследования выполнены с использованием, во-первых, метода решения интегрального уравнения относительно тока в проводниках диполя в тонкопроволочном приближении [6, 7] и, во-вторых, путём решения краевой задачи в строгой дифракционной постановке прямыми численными методами [8, 9]. Краевая электродинамическая задача, сформулированная для непрерывного континуума, редуцируется к проекционно-сеточной модели. Сеточная модель строится с надлежащим выбором базисных и пробных функций, удовлетворяющих граничным условиям, условиям полноты и ортогональности, условиям излучения и условиям Мейкснера.

Распределение тока на излучающих и конструктивных элементах макета антенны показано на рис. 2. Диаграммы направленности (ДН) антенн представлены на рис. 3.

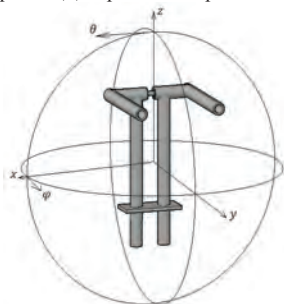


Рис. 1. Конструкция антенны

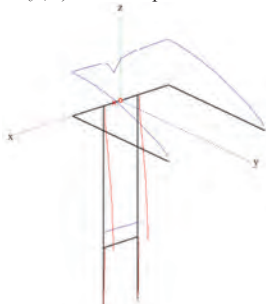


Рис. 2. Распределение тока на антенне

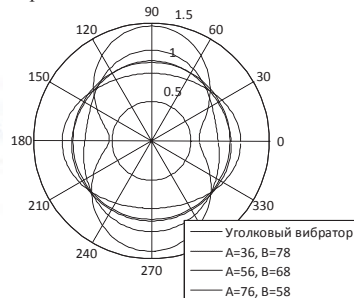


Рис. 3. Расчётные ДН направленности в горизонтальной плоскости

5. Экспериментальные результаты

На рис. 4 представлена диаграмма направленности в Е-плоскости на частоте 1000 МГц макета всенаправленной дипольной антенны. На рис. 5 зависимости КСВ от частоты для разных длин согласующего отрезка кабеля.

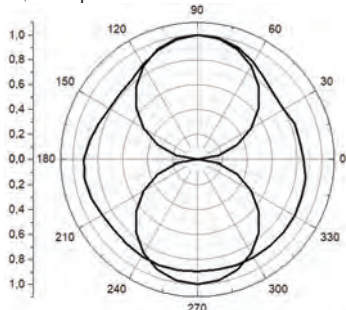


Рис. 4. Диаграммы направленности в Е-плоскости макета антенны и диполя Герца на частоте 1000 МГц

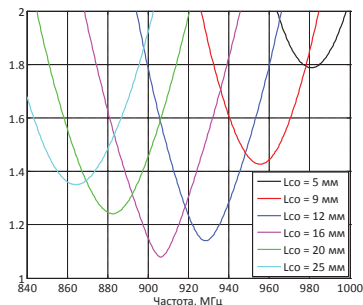


Рис. 5. Экспериментальная зависимость КСВ от частоты

6. Выводы

Выбором сечений поворота каждого плеча вибратора на 90° относительно неизменной части плеча возможно создать антенну с диаграммой направленности, близкой к круговой, в плоскости вектора Е. Целесообразно продолжить исследование характеристик данной антенны с целью обеспечения её согласования с линией питания в широкой полосе рабочих частот.

Список литературы

1. Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation. Vol. 1. Radio Navigation Aids. Monreal, ICAO, 2006.
2. Voytovich V.V., Petrash I. V., Belousov M.M., Iungaitis E.M., Ershov A.V., Voytovich N.I. Dipole antenna with circular radiation pattern in the E-plane for validation the integrity of the aircraft landing systems information // Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере. №4(38). 2020. С. 32-43.
3. Войтович Н. И., Жданов Б. В. Способ лётных проверок наземных средств радиотехнического обеспечения полётов и устройства для его применения. Патент РФ на изобретение № 2 501 031 C2 938 г
4. Бузов А.Л. и др. Электродинамические методы анализа проволочных антенн. М.: Радио и связь, 2000, 153 с.
5. Ершов А.В. Широкополосная вибраторная антенна для многоканального радиовещания. Кандидатская диссертация. Челябинск.: ЮУрГУ. 2004.
6. Weiland T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for sixcomponent fields. Electronics and Communication (AEU), Vol. 31, p.p. 116-120. -1977.
7. Weiland T. Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. International Journal of Numerical Modelling, Vol.9, p.p. 295-319. -1996.

Организация сетей радиосвязи в протяжённых тоннелях

¹Котков К.В., ²Моторко А.И., ²Нарышкин И.М., ²Пестовский И.Н.

¹АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»

г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация

²ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

г. Самара, ул. 443010, Льва Толстого, д. 23, Российская Федерация

nam@siprs.ru

Аннотация: Одной из важнейших задач при обеспечении радиосвязи в тоннельных системах является разработка системы излучения и ретрансляции радиосигнала вдоль тоннеля. Применение традиционных антенно-фидерных устройств нередко оказывается недостаточно эффективным, и для организации сплошного покрытия сетью радиосвязи всей площади экранированного объекта наиболее перспективным представляется использование излучающего кабеля. В работе были изучены приемопередающие характеристики излучающего кабеля проложенного вдоль стен и потолка изолированного тоннеля. Результаты представлены в нормированных величинах.

1. Введение

В последние годы человечество все больше углубляется под землю, разрабатывая технологии по добычи полезных ископаемых в шахтах и разворачивая сети метрополитенов. Пространство под землей имеет специфичную структуру, как правило, представляющую из себя длинные узкие тоннели с множеством изгибов [1,2]. Предоставление доступа к сети в таких местах классическими антеннами довольно ресурсозатратно и не эффективно. Использование излучающего кабеля решает проблему распределения сигнала вдоль тоннеля [3]. Свойства излучающего кабеля одинаковы на прием и передачу, поэтому его очень удобно использовать в тоннельной связи.

Чаще всего, в тоннельной связи используется гибридная система, позволяющая обеспечить доступом к сети как передвигающихся абонентов, так и стационарных. Кабель прокладывается от станции до середины перегона, где происходит переключение (хендовер) на точку доступа соседней станции. Однако в тоннели могут иметь препятствия и разветвления. Прокладка излучающего кабеля вдоль стен с прямыми углами может вносить ощутимые потери [4,5], в связи с чем, в работе была разработана модель изолированного тоннеля с излучающим кабелем на различных частотах.

2. Теория

С точки зрения теории электромагнитных волн, излучающий кабель в основном характеризуется погонным затуханием (в дБ/100 м) и передаточными потерями (в дБ).

Погонное затухание – это мера затухания сигнала, распространяющегося вдоль кабеля. Оно измеряется в дБ на единицу длины (обычно в дБ на 100м) по следующей формуле:

$$a = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{out}} \quad (1)$$

где P_{in} – мощность на входе в кабель, P_{out} – мощность на выходе из кабеля.

Погонное затухание вызывается потерями в проводниках и диэлектрике, а так же количеством уже излученной кабелем энергии, которое увеличиваются с ростом частоты и уменьшаются с ростом диаметра кабеля. Кроме того, на погонное затухание влияет взаимное положение излучающего кабеля и окружающих предметов.

Передаточные потери (CL) характеризуют связь энергии, распространяющейся по кабелю и принимаемой внешней антенной. Они определяются соотношением мощности сигнала, принятого антенной, и мощности сигнала в кабеле. Например, если мощность сигнала в кабеле составляет 0 дБм, а мощность принятого антенной сигнала равна -60 дБм, то говорят, что $CL = 60$ дБм.

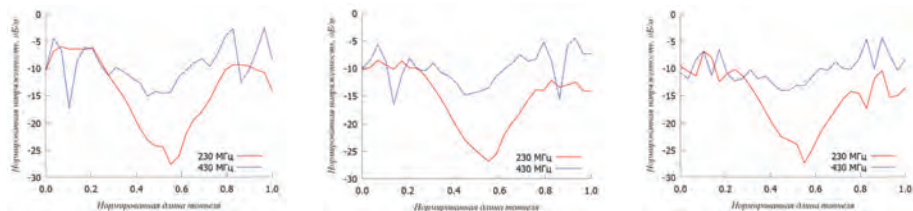
Локальное значение CL определяется формулой:

$$CL = 10 \log \frac{P_{cable}}{P_{antenna}} \quad (2)$$

где P_{cable} – мощность сигнала в кабеле, в сечении, ближайшем к антенне, $P_{antenna}$ – мощность сигнала, на выходе антенны.

Модель кабеля представляет собой проводящий цилиндр, диаметр которого составляет 297 мм, с вырезанными отверстиями (щелями). В центре цилиндра напротив отверстия расположен источник возбуждения – элементарный электрический диполь.

На рис. 1 представлена нормированная напряженность поля на протяжении всего туннеля при расположении кабеля вдоль стены на расстоянии 0,05 м. Измерения проводились вблизи левого края туннеля (рис.1 а); по центру (рис.1 б); вблизи правого края (со стороны излучателя) (рис.1 в). Аналогичные измерения напряженности поля при расположении кабеля по потолку туннеля показаны на рис. 2 (а, б, в).

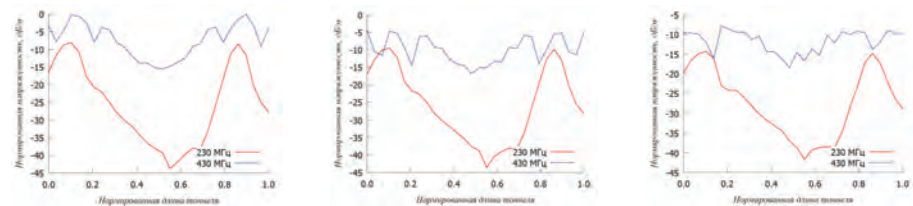


а)

б)

в)

Рис. 1. Напряженность поля на частоте 230 МГц и 430 МГц, когда кабель проложен на расстоянии 0,05 м от стены и абонент перемещается: а) вблизи левого края; б) по центру; в) вблизи правого края (со стороны излучателя);



а)

б)

в)

Рис. 2. Напряженность поля на частоте 230 МГц и 430 МГц, когда кабель проложен у потолка туннеля и абонент перемещается: а) вблизи левого края; б) по центру; в) вблизи правого края (со стороны излучателя);

Результаты, представленные на рис. 1 и на рис. 2, показывают, что расположение излучающего кабеля по потолку туннеля ухудшает излучающие характеристики (ослабление напряженности электрического поля и значение мощности, наведенной в антеннах) практически в 2 раза на частоте 230МГц и практически не влияет на 430 МГц.

3. Заключение

Таким образом, моделирование показало, что расположение излучающего кабеля по потолку туннеля ухудшает излучающие характеристики (ослабление напряженности электрического поля и значение мощности, наведенной в антеннах) практически в 2 раза. Для частоты 230 МГц - максимальное ослабление на участке 10 м составляет 20 дБ, для частоты 430 МГц - 12 дБ. Может также возникнуть ослабление за счёт распространения электромагнитных волн в искривлённом туннеле, либо при наличии неоднородностей (более узкие переходы и т.д.). В зависимости от кривизны (наличия неоднородностей) туннеля необходимо дополнительно учитывать 5-15 дБ передаточных потерь.

Список литературы

1. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Технологии электронных коммуникаций, 1996. – 239 с.
2. Abo S.O.M. Propagation of electromagnetic waves in a rectangular tunnel // Appl. Math. and Comput. – 2003. – V. 136. – № 2 – 3. – P. 405 – 413.
3. Бузов А.Л., Красильников А.Д., Минкин М.А. и др. Излучающие кабели RADIAX и вопросы их применения // Вестник СНИИР. – 2002. – № 1. – С. 19 – 23
4. Delogne P. Electromagnetic propagation in tunnels // IEEE Trans. on Ant. and Prop. –1991. – V. 39. – № 3. – P. 401 – 406.
5. Didascalou D., Maurer J., Wiesbeck W. Subway tunnel guided electromagnetic wave propagation at mobile communication frequencies // IEEE Trans. on Ant. and Prop. – 2001. – V. 49. – № 11. – P. 1590 – 1596.

Мультифокусировка электромагнитного излучения в зоне ближнего излученного поля

¹ Ведынькин Д.А.

¹ Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, ул. Карла Маркса, 10, 420111, Российская Федерация
denis_ved@mail.ru

Аннотация: В работе рассматриваются возможности реализации фокусировки электромагнитного излучения в несколько точек одновременно. Предлагаются математические модели, реализующие эффект мультифокусировки, оцениваются основные свойства устройств, реализующих идею мультифокусировки.

1. Введение

В современных технологиях наблюдается тенденция к использованию радиотехнических устройств, функциональное назначение которых заключается в формировании распределения электромагнитного поля на расстояниях близких к геометрическим размерам апертуры. К ним можно отнести радиотехнические средства медицинской диагностики, промышленности и сельского хозяйства, ближней радиолокации, телекоммуникационные технологии и многое другое. СВЧ-энергия, ставшая традиционным методом воздействия на материалы и вещества, позволяет расширить круг технологических задач, как, например, разогрев и сушка. Данная работа посвящена рассмотрению особенностей реализации принципа мультифокусировки и формулированию основных свойств мультифокусированного электромагнитного поля, рассмотрению влияния сфокусированного поля в окрестности каждой точки друг на друга и оценке напряженностей полей в точках при удалении их от апертуры.

2. Теория

К настоящему времени антенной теорией в дальней зоне занимается апертурная теория антенн, которая определяет свойства диаграмм направленности в зависимости от пространственных распределений источников излучения на апертурах. В ближней же зоне, то есть в области, примыкающей к апертуре, аналогичная теория в полностью завершённом виде отсутствует. Основные вопросы, связанные с реализацией сфокусированных электромагнитных полей рассмотрены в [1-4].

Для реализации эффекта мультифокусировки с использованием антенных решеток могут быть использованы два подхода. Первый подход заключается в использовании части элементарных излучателей многоэлементной сфокусированной антенной решетки для формирования первого сфокусированного пятна, второй части излучателей для формирования второго сфокусированного пятна и т.д. Число необходимых точек фокусировки определяет число «подрешеток» единой многоэлементной антенной решетки, реализующей эффект мультифокусировки. При этом число элементов в каждой «подрешетке» может быть разным и определяется требованиями к размерам области фокусировки и уровню сфокусированного излучения в конкретной точке фокусировки. При этом каждый элементарный излучатель «подрешетки» излучает, например, монохроматический сигнал, параметры которого соответствуют требованиям по формированию конкретного сфокусированного излучения. элемент Второй подход заключается в излучении каждым элементарным излучателем более сложного много-частотного сигнала, параметры каждой из частотных компонент которого определяются исходя из требований к формированию электромагнитного поля в конкретной точке фокусировки (Рисунок 1).

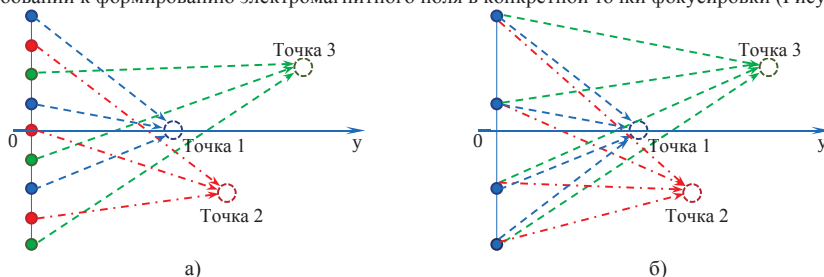


Рис 1. Организация мультифокусировки:

а) - с организацией «подрешеток», б) - с использованием многочастотного излучения.

В качестве иллюстрирующих результатов приведем распределения напряженностей сфокусированных полей для первого и второго подхода (Рисунок 2).

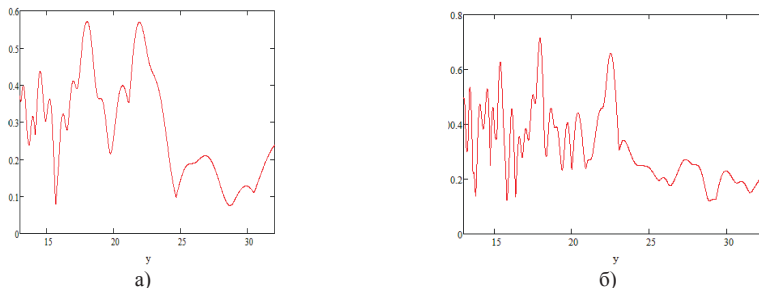


Рис. 1. Мультифокусировка электромагнитного излучения для точек фокусировки с координатами (0,3;18) и (0,3;22): а) – с организацией «подрешеток», б) – с использованием многочастотного излучения

Как видно из графиков, представленных на рисунке 2, мультифокусировка электромагнитного излучения возможна и эффективна. Максимумы поля наблюдаются раздельно и отчетливо.

3. Заключение

Предложена идея организации мультифокусированного излучения на базе двух подходов: с организацией «подрешеток» и с использованием многочастотного излучения. Показана эффективность мультифокусировки.

Список литературы

1. Седельников Ю.Е., Тестоедов Н.А., Веденькин Д.А. и др. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля // под общ. ред. Ю.Е. Седельникова и Н.А. Тестоедова. Красноярск : Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т, 2015. 308 с.
2. Седельников Ю.Е., Веденькин Д.А. Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. С. 23-30.
3. Vedenkin D.A., Klassen V.I., Sedelnikov Y.E. Control of parameters of large aperture antenna arrays with using the overflight method and principles of virtual focused apertures // Нелинейный мир. 2017. С. 32-36.
4. Веденькин Д.А., Седельников Ю.Е., Насыбуллин А.Р. Фокусировка электромагнитного излучения в диссипативной среде // Вестник Поволжского гос. тех. Ун-та. 2017. С. 61-68.

Особенности импульсных полей плоской апертуры при измерениях диаграммы направленности на конечном расстоянии¹

¹ А.М. Бобрешов, ² Скулкин С.П., ¹ К.В. Смусева, ² Кашеев Н.И., ¹ Г. К. Усков

¹ Воронежский государственный университет г. Воронеж, 394018. Университетская площадь, 1, Россия
bobreshov@phys.vsu.ru, smusevaz@gmail.com, uskov@phys.vsu.ru

² Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики
г. Нижний Новгород, 603155, Большая Печерская 25/12, Россия
skulkin@hse.ru, nkasheev@hse.ru

Аннотация: Обсуждаются частотные зависимости поля для постоянного угла наблюдения измеряемого различными зондами на разных расстояниях. Рассмотрен случай антенны с квадратной апертурой с равномерным распределением поля. Анализ основан на методе расчета поля во временной области. Показан и объяснен эффект уменьшения боковых лепестков, когда большой квадратный зонд помещается на конечном расстоянии от антенны с квадратной апертурой. Показаны погрешности уровней боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) антенны в случаях различных размеров зонда, размещенного на разных расстояниях, а также приведен оптимальный размер зонда и оптимальное расстояние измерения между антеннами. Объяснен эффект большого искажения первого нуля ДН, измеренного большим зондом на конечном расстоянии.

1. Введение

Критерий расстояния до дальнего поля $R_0 = 2D_a^2 / \lambda$ хорошо известен (здесь D_a - диаметр антенны, λ - длина волны). Этот критерий предполагает малые размеры зондирующей антенны и справедлив только для равномерного распределения поля по апертуре. Поэтому для небольших зондов было признано, что антенны с низким уровнем боковых лепестков могут требовать большего расстояния измерения [1, 2]. В практических измерениях для повышения уровня сигнала целесообразно использовать зондирующую антенну, имеющую сопоставимую апертуру с измеряемой антенной. В этом случае, по аналогии со случаем небольшого зонда, обычно используется критерий $R_1 = 2(D_a + D_b)^2 / \lambda$ [3] (здесь D_b - диаметр зонда). Однако в [4] было показано, что критерий дальней зоны $R_0 = 2D_a^2 / \lambda$ может применяться для больших зондов. Позже было признано, что большая зондовая антенна дает результат, более близкий к картине дальнего поля на любом расстоянии в ближней зоне, по сравнению с результатами, полученными малой зондовой антенной [5]. В работе [6-7] был проведен анализ критерия дальней зоны для больших линейных и прямоугольных антенн на основе их импульсных переходных характеристик [8].

2. Основные соотношения

Для расчета импульсной характеристики апертуры используются формулы, полученные в работе [5]. Сигнал на выходе зонда (см. рис. 1а) мы предполагаем пропорциональную свертке входного сигнала антенны $S_0(t)$ и интеграла по апертуре зонда S_b от составляющих падающего поля $\vec{E}$, параллельных ориентации тока $\vec{i}_0$ в апертуре зонда $U(\vec{r}, t) \approx S_0(t) \otimes \iint_{S_b} E_0(\vec{r}, t) dS_b$, $E_0 = \vec{i}_0 \cdot \vec{E}$.

На рис. 1б, в и рис. 2а приведены частотные зависимости электрической компоненты поля для $\Theta = 5^\circ$ при измерении точечным зондом на различных расстояниях (1б), при измерении апертурным зондом на различных расстояниях (1в), и при измерении различными зондами на расстоянии $R = 500$ м (2а). Отсюда также видно, что в случае точечного зонда при уменьшении расстояния между антеннами уровни боковых лепестков растут, а в случае, когда зонд и измеряемая антенна имеют одинаковые размеры, при уменьшении расстояния между антеннами уровни боковых лепестков падают. На рисунке 2б показаны зависимости погрешности пика первого бокового лепестка в случаях различных размеров зонда, размещенного на разных расстояниях. Видно, что наиболее оптимален случай, когда зонд в два раза меньше измеряемой антенны. Отдельно отметим, что вычисленные ошибки на пиках других боковых лепестков меньше, чем на пике первого бокового лепестка. На рис. 2в приведена диаграмма направленности дальнего поля прямоугольной антенны и диаграмма направленности, по-

¹ Работа выполнена при поддержке Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ)» в 2020г. (грант № 20-04-027) и в рамках государственной поддержки ведущих университетов Российской Федерации "5-100".

лученные оптимальной зондовой антенной расположенной на оптимальном расстоянии. Погрешность на пике первого бокового лепестка меньше 0,6 дБ.

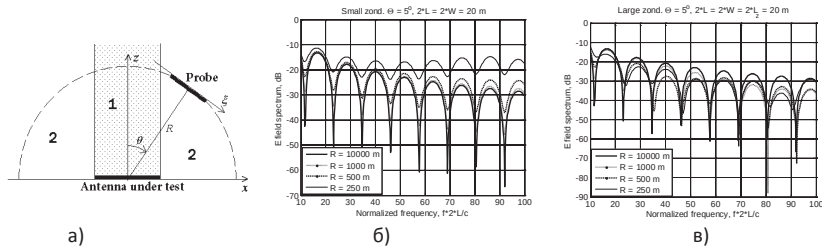


Рис. 1. а) Схема измерений: 1 - прожекторный луч апертуры, 2 - площадь боковых лепестков; б) частотная зависимость электрической компоненты поля при измерении точечным зондом; в) при измерении апертурным зондом

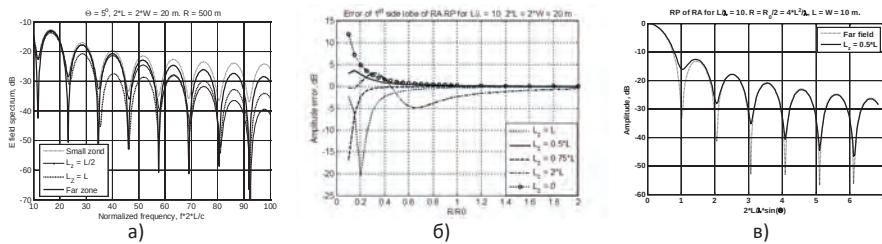


Рис. 2. а) частотная зависимость электрической компоненты поля б) зависимости погрешности пика первого бокового лепестка в случаях различных размеров зонда; в) диаграмма направленности антенны

3. Заключение

Показано, что известный критерий дальней зоны $R_0 = 2D_a^2 / \lambda$ может быть уменьшен в 2 раза, а оптимальный размер апертурного зонда для случая квадратной антенны с равномерным распределением поля составляет около $L_z \approx L/2$. Отметим, что для случая линейной антенны с равномерным распределением поля [7] оптимальный размер был на 20 процентов меньше ($L_z \approx 0.4L$). Это значение не столь критично и во многих практических случаях может быть изменено на 10—30 % без снижая точности.

Список литературы

- [1] Hacker P. S., Shrank H. E. // IEEE Trans. on AP. 1982. vol. AP-30 P. 956-966.
- [2] Rhodes D. R. // Proc. IRE. 1954. vol. 42. P.1048-1410.
- [3] Jull E. V. // IRE Trans. Antennas Propagat. 1962. vol. AP-10. P. 363-369.
- [4] Uno T., Adachi S. // IEEE Trans. on AP. 1989. vol. AP-37. P. 707-720.
- [5] Скулкин С.П. Импульсное поле прямоугольной плоской апертуры. // Изв.вузов. Радиофизика. - 2008, т. LI, №12, с.1081-1088.
- [6] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, and N. I. Kascheev, "Range distance requirements for large antenna measurements for square aperture with uniform field distribution," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 7, pp. 1257–1260, Jul. 2018.
- [7] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, and N. I. Kascheev, "Range distance requirements for large antenna measurements for linear aperture with uniform field distribution," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 48, pp. 87–94, 2016.
- [8] S. P. Skulkin, V. I. Turchin, "Transient field calculation of aperture antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-47, pp. 929-932. May 1999.

Реализация метода RWG при моделировании полосковых антенн

Безгин А.А., Савочкин А.А.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация

Аннотация: В работе рассмотрена методика расчета характеристик печатных антенн, основанная на численном решении интегрального уравнения методом моментов при использовании метода RWG. На основе данного метода рассчитано распределение токов на поверхности и определено согласование квадратной печатной антенны. Проведено сравнение результатов расчета с результатами моделирования в САПР FEKO.

1. Введение

Задача нахождения поля излучения и входных характеристик антенн часто сводится к задаче нахождения поверхностных токов методом интегральных уравнений для электрического поля [1]. В большинстве случаев решение не может быть найдено аналитическим путем. Следовательно, необходимо применять численные методы решения. Одним из таких методов является метод моментов (МоМ), в котором формирование интегрального уравнения для нахождения токов сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений [2].

2. Геометрия антенны

Рассмотрим методику определения поверхностных токов. Токи на поверхности антенны можно определить используя матричное уравнение:

$$I = V / Z, \quad (1)$$

где: V — вектор напряжений источников возбуждения; Z — матрица импедансов.

На первом этапе решения структура антенны разбивается на элементарные излучающие ячейки (рис. 1, а). В качестве базисных функций используем функции RWG [2,3]. В данном методе поверхность антенны разбивается на треугольники, при этом каждая пара треугольников, имеющих общее ребро, образует соответствующую RWG пару [4]. Пара представляет собой диполь с линейным распределением тока (рис. 1, б). Стрелками на рисунке показано направление протекания тока в треугольных ячейках. Каждому из треугольников пары присваивается положительный или отрицательный заряд.

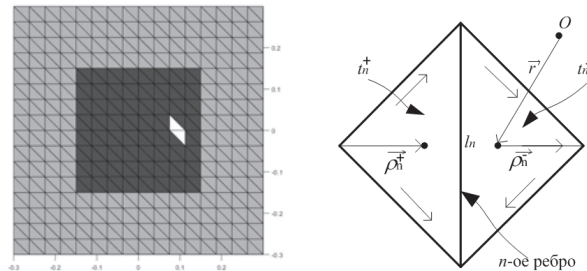


Рис. 1. Разбиение структуры антенны на элементы

Для каждой пары треугольников t_n^+ и t_n^- с площадью A_n^+ и A_n^- и общим ребром l_n базисная функция имеет вид:

$$f_n(r) = \begin{cases} (l_n / 2A_n^+) \rho_n^+(r), & \text{при } r \in t_n^+ \\ (l_n / 2A_n^-) \rho_n^-(r), & \text{при } r \in t_n^- \\ 0, & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad (2)$$

где: $\rho_n^+ = r - r_n^+$ — вектор с началом в свободной вершине положительного треугольника и концом в точке наблюдения r , $\rho_n^- = r - r_n^-$ — вектор с началом в точке наблюдения r и концом в свободной вершине отрицательного треугольника.

Чтобы найти матрицу импедансов необходимо вычислить функцию Грина для всех возможных пар базисных функций по формуле [4]:

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \iint_S f_m(r) f_n(r') dr dr' - \frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \iint_S (\nabla f_m(r)) (\nabla f_n(r')) g(r, r') dr dr', \quad (3)$$

где: $g(r, r') = \frac{e^{jk|r-r'|}}{|r-r'|}$ — функция Грина для свободного пространства.

Для примера, рассмотрим расчет печатной антенны с излучателем квадратной формы, расположенным над экраном с воздушным заполнением пространства между излучателем и экраном. На рис. 2 показаны распределения токов, рассчитанные с помощью RWG метода (рис. 2, а) и для сравнения, полученные в САПР FEKO (рис. 2, б). В обоих случаях наблюдаются максимумы тока на краях излучающей кромки. На рис. 3 показаны графики частотной зависимости коэффициента отражения S_{11} .

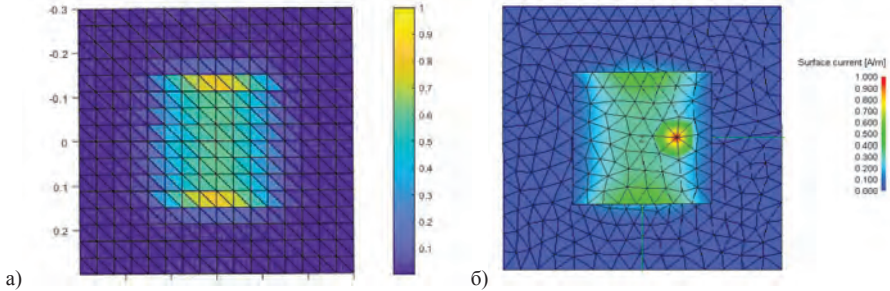


Рис. 2. Распределения токов на поверхности антенны, полученные расчетным методом (а) и в САПР FEKO (б)

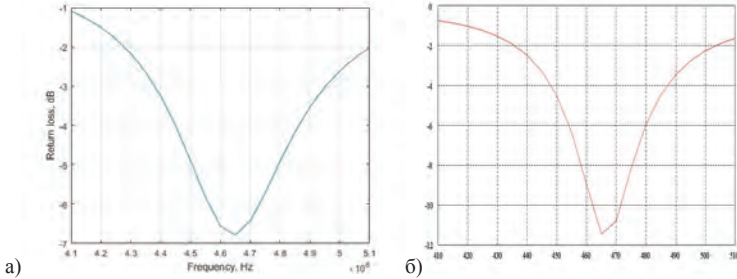


Рис. 3. Частотные зависимости S_{11} , полученные расчетным методом (а) и в FEKO (б)

3. Заключение

Представленная методика позволяет производить расчеты характеристик антенн без привлечения дорогостоящих и требовательных к производительности персонального компьютера САПР. Полученное распределение тока на поверхности антенны позволяет производить расчет характеристик излучения и согласования. С целью повышения точности расчета и улучшения методики расчета предлагается в дальнейшем использовать нелинейную разбивку структуры антенны на элементарные излучатели в месте питания и на краях излучателя.

Список литературы

1. Безгин А. А., Савочкин А.А. Расчет поверхностных токов печатных антенн методом моментов // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: сб. науч. тр. / под ред. Ю. Б. Гимпиевича. — Москва-Севастополь: Изд-ва : РНТОРЭС им. А.С. Попова, СевГУ, 2020. № 3. С. 120.
2. Rao S. M., Wilton D. R., Glisson A. W. Electromagnetic by surfaces of arbitrary shape // IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 30. no.3. 1982. pp. 409-418.
3. Makarov S. Antenna and EM modeling with MATLAB, John Wiley and Sons, Inc., New York, 2002. 288 p.
4. Белов В. Ф., Буткина А. А., Костров С. О., Шамаев А. В. Разработка алгоритма и программы расчета параметров электромагнитного излучения плоского проводника // Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ имени Е.В. Воскресенского: VIII Международная научная молодежная школа-семинар (Саранск, 16-20 июля 2018 г.). Саранск: СВМО, 2018. С. 126-133.

Микрополосковые устройства перекрестного резервирования бортовой аппаратуры космических аппаратов

Алыбин В.Г., Семочкин А.С., Зарапин С.А., Яхутин С.А.

АО «Российские космические системы»
г. Москва, 111250, Российская федерация
otделение17@spacecorp.ru

Аннотация: Рассмотрены основные типы и проблемные вопросы создания микрополосковых устройств перекрестного резервирования для космических аппаратов, показано устройство, технические характеристики нового микрополоскового делителя мощности размерностью 2×3 (3×2), который может быть реализован в любом из частотных диапазонов (S, C, X, Ku, Ka), используемых в радиолиниях для связи космических аппаратов с наземными станциями.

1. Введение

В современных космических аппаратах, рассчитанных на большой срок активного существования (до 15 лет) существенная роль отводится устройствам перекрестного резервирования (УПР), обеспечивающих переключение резервируемых приборов или их составных частей на сроке службы. Поскольку количество резервируемых частей комплексов колеблется от двух до четырех то в этих же размерностях требуются и УПР: 2×2 ; 2×3 ; 2×4 ; 3×3 ; 3×4 ; 4×4 . Наиболее сложно удовлетворить требованиям к УПР в СВЧ-диапазоне для аппаратуры космических аппаратов (КА), основные из которых: минимальные вносимые потери; минимальные масса и габариты; расположение входов и выходов на противоположных сторонах УПР; простота конструкции включая топологию УПР.

В докладе представлены основные типы наиболее компактных микрополосковых УПР и указаны их основные достоинства и недостатки, а также последнее предложение, касающееся УПР с размерностью 2×3 (3×2).

2. Новое микрополосковое устройство перекрестного резервирования с размерностью 2×3 (3×2)

На рис. 1 показаны основные типы микрополосковых УПР, находящие применение в КА, отличающиеся размерностью.

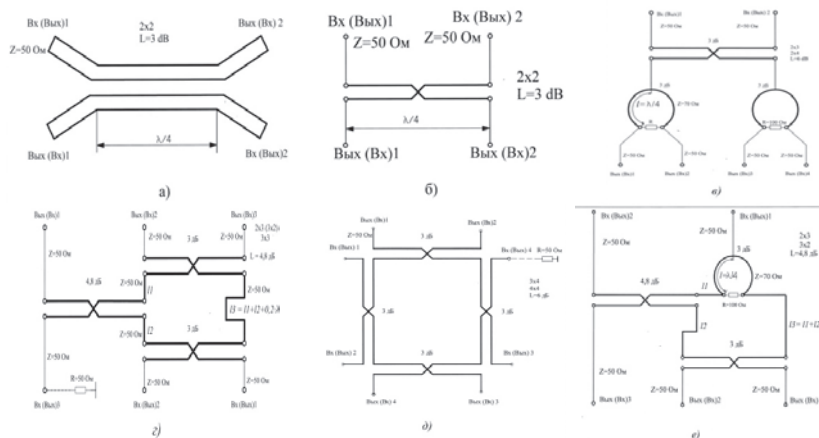


Рис. 1. Современные типы микрополосковых УПР для бортовой аппаратуры КА

Они представляют собой делители и распределители мощности; наряду с широко используемыми с размерностью 2×2 на мосту с реберной линией (а) [1] и на мосту Ланге (б) [2], показаны УПР более высоких размерностей (2×3 и 2×4), построенные по бинарным схемам с использованием моста Ланге и синфазного делителя Уилкинсона [3], а также предложенные авторами на комбинации мостов и направленных ответвителей Ланге (г) (2×3 , 3×3), (д) (3×4 , 4×4) [2, 3, 4].

Из рассмотрения этих УПР видно, что наиболее сложно удовлетворить всем требованиям к УПР для КА с размерностью 2х3 (3х2). На рис. 1, е схематически показано последнее предложение авторов – делитель мощности, реализованный на комбинации синфазного моста Уилкинсона, моста Ланге и направленного ответвителя Ланге с переходным ослаблением 4, 8дБ. Предложенный УПР удовлетворяет всем приведенным выше основным требованиям к УПР. Он наиболее близок к его ближайшему аналогу (рис. 1, г), но конструктивно проще, т.к. мост Уилкинсона технологически легче реализовать, чем мост Ланге и УПР компактнее, т.к. один из трех проводников, соединяющих элементы делителя мощности, меньше на 0, 2 средней длины волны диапазона, чем в УПР, показанном на рис. 1, г.

На рис. 2 приведена топология предложенного нового УПР 2х3 (3х2) С-диапазона частот. Аналогичные УПР могут быть реализованы во всех используемых в настоящее время УПР для КА, работающих в диапазонах частот S, C, X, Ku, Ka.

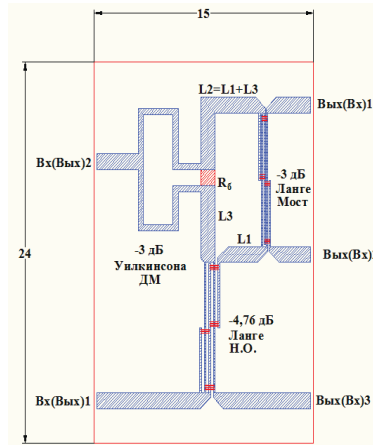


Рис. 2. Топология УПР 2х3 (3х2), предложенного в [4]

Анализ прохождения сигналов через элементы делителя мощности, проведенный по аналогии с [4], показал правильность предложенной электрической схемы. Моделирование основных характеристик УПР? проведенное по программе, учитывающей особенности топологии (без учета потерь в микрополосковых проводниках, мостах и направленном ответвителе) представленной на рис. 2, дало следующие результаты: при подаче СВЧ-сигнала на один из входов в рабочей полосе частот 12% коэффициент передачи находится в пределах от минус 4,8 до минус 5,5 дБ, развязка между входами (выходами) – не менее 28 дБ; КСВН – не более 1,4. Учет потерь приводит к снижению коэффициента передачи УПР на 0,5 дБ в С-диапазоне частот.

3. Заключение

Предложенное новое УПР размерностью 3х2 (2х3) может быть реализовано в любом из широко применяемых в КА диапазоне частот, обладает наименьшими габаритами, обеспечивает наибольшие коэффициенты передачи сигнала, поданного на один из входов, проще аналогов по конструкции и имеет входы и выходы на противоположных сторонах УПР.

Список литературы

1. Алыбин В.Г., Заралин С.А., Яхутин С.А. Микрополосковой делитель мощности с тремя входами и тремя выходами // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2020. Т. 7, вып. 1. С. 23-29.
2. Lange Y. Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, No12, 1969, pp 1150 – 1151.
3. Wilkinson E. An N-Way Hybrid Power Divider IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, VoC. MTT-8, No 1, January 1960, pp 116–118.
4. Алыбин В.Г., Заралин С.А., Яхутин С.А., Авраменко С.В. //Компактный СВЧ делитель мощности с развязкой между входами // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2018. Т5, вып. 2. С. 34-39.
5. Заявка на патент РФ № 2021104707 от 25.02.2021 Делитель мощности 2х3 (3х2) для бортовой аппаратуры космических аппаратов.

Бескорпусные фиксированные СВЧ аттенюаторы с заданной температурной зависимостью

Емельянов Е. В., Кеврух С. Л., Ющенко А. Ю.

АО «НИИПП»

г. Томск, ул. Красноармейская, 99а, 634034, Российская Федерация
emelyanov_ev@niipp.ru

Аннотация: Впервые на отечественном предприятии разработан ряд бескорпусных фиксированных СВЧ аттенюаторов с заданной температурной зависимостью вносимого ослабления. Представлены результаты измерений основных параметров бескорпусных фиксированных СВЧ аттенюаторов с заданной температурной зависимостью. Номинальное ослабление разработанных аттенюаторов 3, 6 и 10 дБ, рабочий диапазон частот от 0 до 18 ГГц, температурный коэффициент ослабления аттенюаторов (ТКА) от -0,009 до -0,003 Дб/Дб/°С, максимальная входная мощность 500 мВт.

1. Введение

При проектировании СВЧ модулей различного назначения разработчик зачастую сталкивается с необходимостью коррекции коэффициента передачи устройства в рабочем диапазоне температур, что связано с наличием температурной зависимости основных параметров применяемых полупроводниковых элементов.

Наиболее эффективным способом компенсации температурной зависимости устройств является применение аттенюатора с заданной температурной зависимостью, который в зарубежной литературе называют Thermopad («термопад») [1-3]. Существуют «термопады» с положительным и отрицательным ТКА. Необходимо отметить, что у большинства полупроводниковых устройств коэффициент передачи уменьшается с ростом температуры [4], таким образом, наиболее актуальным будет разработка «термопада» именно с отрицательным ТКА.

В данной работе представлены результаты разработки в АО «НИИПП» бескорпусных фиксированных СВЧ аттенюаторов с заданной температурной зависимостью с отрицательным ТКА.

2. Полученные результаты

Также, как и «обычные» аттенюаторы, «термопады» могут быть построены по П- и Т-образной схемам [1]. Для того чтобы обеспечить заданный отрицательный ТКА, резисторы, входящие в состав «термопадов», также должны иметь заданную температурную зависимость, причем, включенные последовательно входу резисторы – отрицательную, а параллельно включенные – положительную. Для реализации подобных резисторов используют термисторные материалы (пасты) с положительными и отрицательными температурными коэффициентами сопротивления (ТКС). Для получения заданных ТКС резисторов термисторные пасты с различными характеристиками могут быть смешаны между собой.

Необходимо отметить, что температурная зависимость сопротивления термисторных паст с положительным ТКС является линейной, то есть сопротивление таких резисторов изменяется по линейному закону с изменением температуры:

$$\alpha = [(R_{T1} - R_{T2}) / R_{T2} (T1 - T2)] \cdot 10^6 \text{ ppm/}^\circ\text{C}.$$

Для термисторных паст с отрицательным ТКС температурная зависимость сопротивления носит нелинейный характер, т.к. в состав таких паст входят полупроводниковые материалы:

$$\beta = (\ln R_{T2} - \ln R_{T1}) / (1/T2 - 1/T1) \text{ К}.$$

Для изготовления «термопадов» обычно применяется толсто пленочная технология – проводниковые и термисторные пасты через трафарет наносятся на керамическую подложку, тем самым формируется требуемая топология изделия, после чего производится высокотемпературный отжиг, пассивация, разбраковка и разделение подложки. На рис. 1 представлена фотография П-образного СВЧ аттенюатора с заданной температурной зависимостью, изготовленного в АО «НИИПП».

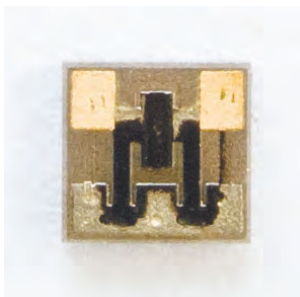


Рис. 1. Фотография СВЧ аттенуатора с заданной температурной зависимостью. Номинальное ослабление 3 дБ, рабочий диапазон частот от 0 до 18 ГГц, габаритные размеры: 2,2×2,1×0,5 мм.

Измеренные частотные зависимости ослабления разработанных аттенуаторов с номинальным ослаблением 3, 6 и 10 дБ при различных температурах представлены на рис. 2.

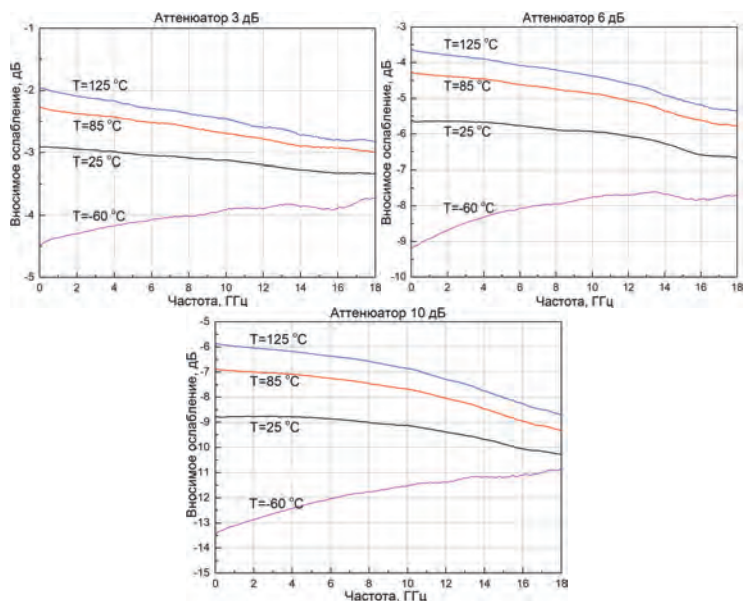


Рис. 2. Типовые характеристики вносимого ослабления П-образного аттенуатора с номинальным ослаблением 3, 6 и 10 дБ и ТКА -0,007, -0,006 и -0,005 Дб/Дб/°С соответственно

3. Заключение

Впервые на отечественном предприятии разработаны СВЧ аттенуаторы с заданной температурной зависимостью, а также освоено их серийное производство. По своим основным характеристикам разработанные изделия соответствуют зарубежным аналогам.

Список литературы

1. Michael J. Marie, J. Mazzochette, A.H. Feingold, P. Amstutz, R.L. Wahlers, C. Huang, S.J. Stein. Thick film temperature variable attenuators // Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering 1997.
2. A.H. Feingold, P. Amstutz, R.L. Wahlers, C. Huang, S.J. Stein, J. Mazzochette. New PTC and NTC thick film materials for gigahertz range temperature variable attenuators // 2nd 1998 IEMT/IMC Symposium.
3. A.H. Feingold, P. Amstutz, R.L. Wahlers, C. Huang, S.J. Stein, J. Mazzochette. New microwave application for thick film thermistors // Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering 1998.
4. Полупроводниковые приборы и устройства: Учеб. Пособие / Д.В. Величко, В.Г.Рубанов. – Белгород: Изд-во БГТУ им. В.Г.Шухова, 2006. – 184 с.

Синтез полосно-пропускающего фильтра на тонких резонансных диафрагмах

К.О. Черных, В.А. Гаптрахманова, П.В. Махно, С.В. Крутиев¹

¹Южный федеральный университет

Ростов-на-Дону, 344090, Зорге, 5, Российская Федерация
sergey-kryt@yandex.ru

Аннотация: В данной работе представлен высокоэффективный волноводный фильтр, построенный на тонких металлических резонансных окнах, которые имеют резонансную характеристику с двумя полюсами затухания по обе стороны полосы пропускания. Такие резонансные окна позволяют создавать несколько полюсов затухания без каких-либо дополнительных структур связи, тем самым реализуя компактный и легкий фильтр. В качестве примера конструкции мы показываем 3-полюсный волноводный фильтр.

1. Введение

Использование волноводных фильтров в системах сотовой, спутниковой и мобильной связи очень велико, потому что волноводное исполнение фильтров позволяет передавать большие мощности, обеспечиваются минимальные потери и хорошую изоляцию.

Представленные в работе резонансные окна, позволяют создавать несколько полюсов затухания без каких-либо дополнительных структур связи, тем самым реализуя компактный и легкий фильтр [1].

2. Теория

Для построения волноводного фильтра взята сложная структура резонансных диафрагм, в основе которой лежит прямоугольное окно в металлическом экране. Такие окна можно получить путем построения колебательного контура [2]. Резонансные диафрагмы выполнены путем нанесения металлизации на диэлектрическую подложку размером 35х15 мм. Однако, такая реализация вносит дополнительные потери в полосу пропускания от каждой фильтрующей диафрагмы. [3,4].

На рис.1. представлена апертура тонкой металлической резонансной диафрагмы для волновода WR137.

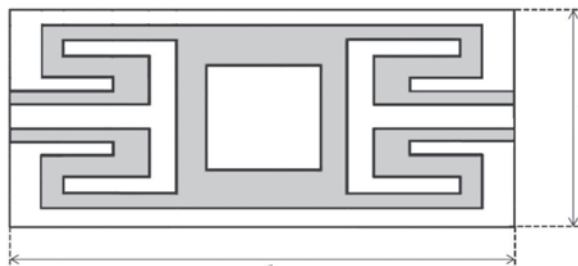


Рис. 1. Топология резонансной диафрагмы

Был проведен электродинамический анализ одиночной резонансной диафрагмы и выявлены зависимости параметров диафрагмы от частоты. Резонансные диафрагмы связаны друг с другом четвертьволновыми участками, так что волноводы между резонансными окнами работают как идеальный инвертор [5-9].

Анализ одиночных резонансных диафрагм позволяет спроектировать волноводный фильтр. На рис. 2. приведены результаты моделирования (АЧХ) фильтра третьего порядка.

3. Заключение

В данной работе был проведен электродинамический анализ волноводного фильтра, построенного на основе трех металлических резонансных диафрагм, которые имеют резонансную характеристику с двумя полюсами затухания по обе стороны полосы пропускания. Существует возможность дальнейшего развития исследования путем усложнения формы резонансной диафрагмы и увеличения их количества.

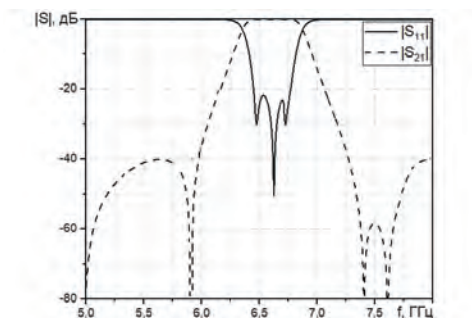


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика волноводного фильтра третьего порядка

Список литературы

1. Proceedings of the 36th European Microwave Conference: Masataka Ohira, Hiroyuki Deguchi, and Mikio Tsuji «A Novel Resonant Window Having Dual-Behavior Resonance for Pseudo-Elliptic Waveguide Filter». 2020.
2. И.В. Лебедев Техника и приборы СВЧ т. 1. Изд. Высшая школа, 1970.-440с.
3. M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji, and H. Shigesawa, "Novel waveguide filters with multiple attenuation poles using dual-behavior resonance of frequency-selective surfaces," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, no. 11, pp. 3320–3326, Nov. 2005.
4. M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji, and H. Shigesawa, "Circuit synthesis for compact waveguide filters with closely-spaced frequency selective surfaces," 10th Int. Symp. on Microwave and Optical Tech., Fukuoka, Japan, Aug. 2005, pp.811–814.
5. C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. 51, no. 3, pp. 734–743, Mar. 2003.
6. C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dualbehavior resonators based on stepped-impedance stubs and differentlength stubs," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. 52, no. 3, pp. 1034–1044, Mar. 2004.
7. Заргано Г.Ф., Земляков В. В., Крутиев С. В., Клещенко А. Б. Волноводный квазиэллиптический фильтр на сложных резонансных диафрагмах // Физические основы приборостроения. 2019. Т. 8, № 1. С. 47—54.
8. Земляков В.В., Заргано Г.Ф., Крутиев С.В., Тяглов М.Ю. Электродинамический анализ и синтез эллиптического фильтра на сложных резонансных диафрагмах в прямоугольном волноводе // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 12. С. 1130—1139.
9. Krutiev, S.V., Zemlyakov, V.V., Lonkina, D.V. Electrodynamical analysis of a band-pass waveguide filter on thin metal complex resonant diaphragms // 2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2020, 24 September 2020, Pages 190-193.

Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающего фильтра, изготовленного по SIW технологии

Крутиев С. В., Лонкина Д. В., Махно П. В.

Южный федеральный университет
Ростов-на-Дону, 344090, Зорге, 5, Российская Федерация
sergey-kryt@yandex.ru

Аннотация: В данной работе представлен электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающих фильтров, выполненных по SIW-технологии (Substrate integrated waveguide - Интегрированный в подложку волновод). Показана возможность синтеза фильтров третьего, пятого и седьмого порядка. Проведен анализ результатов моделирования с результатами эксперимента. Проектирование фильтров осуществлялось на подложке Duroid 5880.

1. Введение

Традиционные прямоугольные волноводные структуры находят широкое применение в миллиметровых и микроволновых системах связи благодаря их высокой добротности, высокой мощности и низким вносимым потерям. Однако для прямоугольных волноводов интеграция уровня схемы затруднена из-за их неплоской громоздкой структуры. Новая технология под названием интегрированный в подложку волновод (Substrate integrated waveguide) в последнее время представляет большой интерес из-за их малых массо-габаритных характеристик, низких потерь, плоских характеристик и цены производства [1, 4]. SIW состоит из однослойной диэлектрической подложки, в которой вертикальные стенки прямоугольного волновода эмулируются двумя рядами металлических элементов, встроенных в диэлектрическую подложку (Рис.1).

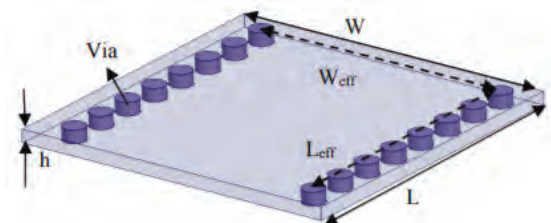


Рис. 1. Структура SIW

2. Теория

Ниже приведены основные расчетные уравнения для интегрированного волновода подложки [5], конструкция с использованием верхней и нижней металлических плоскостей и двух массивов штырей вместо боковых стенок, как в классическом прямоугольном волноводе

$$W_{eff} = W - \left(d^2/0.95p\right),$$

$$L_{eff} = L - \left(d^2/0.95p\right),$$

$$d < \lambda_g/5,$$

$$p = 2d.$$

где W-широкий размер стенки SIW, L - длина SIW, d - диаметр штыря, p - шаг массива штыря.

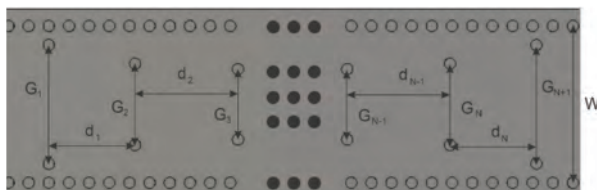


Рис. 2. Общая структура полосно-пропускающего фильтра Чебышева SIW N-го порядка

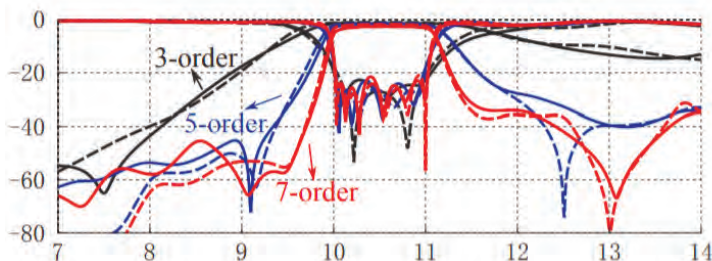


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика полосно-пропускающих фильтров

На Рис. 3. показаны результаты сравнения компьютерного моделирования и изготовленных образцов полосно-пропускающих фильтров по технологии SIW.

3. Заключение

Для полосно-пропускающих фильтров, изготовленных по технологии SIW, основным вкладом во вносимые потери являются омические потери в диэлектрической подложке и переходных отверстий. В этой работе были разработаны и смоделированы три фильтра Чебышева. Толщина подложки 1,5 мм, материал Duroid 5880. Результаты компьютерного моделирования хорошо согласуются с результатами эксперимента.

Список литературы

1. H. Uchimura, T. Takenoshita, and M. Fujii, "Development of a laminated waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no. 12, pp. 2438–2443, Dec. 1998.
2. K. Wu, "Integration and interconnect techniques of planar and nonplanar structures for microwave and millimetre-wave circuits—Current status and future trend," in Asia—Pacific Microw. Conf., Taipei, Taiwan, Dec. 3–6, 2001, pp. 411–416.
3. Матей, Д.Л., Янг, Л., Джонс, Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. / М.: Изд-во «Связь», 1971. – 440 с.
4. Фельдштейн, А.Л., Явич, Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / М.: Изд-во «Связь», 1971. 389 с.
5. Deslandes, Dominic; Wu, Ke; , "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," Microwave Conference, 2002. 32nd European, vol., no., pp. 1–4, 23–26 Sept. 2002
6. Гадзиева, А.А., Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В., Крутиев, С.В., SIW-технологии, история создания, современное состояние и перспективы развития // Физические основы приборостроения, 2012. – Т. 1. – № 4. – С. 4–13.
7. А.А. Гадзиева, В.В. Земляков, С.В. Крутиев Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр на волноводах сложного сечения, интегрированный в многослойную микросхему с применением SIW-технологии // ИНЖЕНЕРНЫЙ ВЕСТНИК ДОНА, Номер 1 (24), 2013 г.

Малогабаритные высокодобротные СВЧ ПАВ-резонаторы в SMD-корпусах

Веремеев И.В., Доберштейн С.А.

АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения» (ОНИИП),
ул. Масленникова, 231, Омск, Россия
info@oniip.ru

Аннотация: Рассмотрены вопросы разработки, моделирования и изготовления резонаторов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) в диапазоне частот 1,0-1,8 ГГц методами прямой и обратной фотолитографии с использованием магнетронного распыления металлических пленок и вакуумного контактного экспонирования. Полученные образцы в малогабаритных SMD-корпусах размерами 3,0x3,0x1,5 мм обладают добротностью 3300-7600 и сопротивлением на резонансной частоте 10-13 Ом.

1. Введение

Освоение СВЧ диапазона радиочастот для передачи голосовых и цифровых данных требует наличия в системах радиосвязи опорных генераторов с высокой стабильностью частоты, низким уровнем спектральной плотности мощности фазовых шумов, имеющих небольшие габаритные размеры. Удовлетворяют этим требованиям генераторы на основе высокочастотных ПАВ-резонаторов, обладающие меньшими шумами и потребляемой мощностью по сравнению с традиционными кварцевыми генераторами на объемных волнах с умножением частот в несколько раз.

Наибольшее применение для реализации ПАВ-резонаторов получили ST-срез, YX/33°-срез и YX/36°-срез кварца, обладающие высокой температурной стабильностью ($TKЧ = -0,03 \cdot 10^{-6} 1/^\circ C^2$) и подходящим $k^2 = 0...0,2\%$. При этом низкая скорость распространения рэлеевской ПАВ $v = 3100-3300$ м/с ограничивает рабочую частоту подобных устройств пределом 0,7-0,8 ГГц. В поворнутом YX/36°+90° срезе кварца, помимо рэлеевской ПАВ, возбуждается и поверхностная поперечная акустическая волна (Surface Transverse Waves – STW) со скоростью порядка 5000 м/с [1]. Увеличение скорости ПАВ в 1,5 раза при тех же размерах топологии позволяет пропорционально увеличить резонансную частоту ПАВ-резонатора. Существующие технологические процессы прямой и обратной контактной фотолитографии позволяют серийно изготавливать высококачественные ПАВ-резонаторы в диапазоне до 1 ГГц с минимальными размерами элементов топологии 1,2 мкм. Растущая потребность в СВЧ ПАВ-генераторах диапазона до 3,2-3,6 ГГц требует разработки ПАВ-резонаторов в диапазоне частот до 1,8 ГГц, так как более чем двукратное умножение частот ПАВ-резонатора в генераторе нежелательно и приводит к существенному ухудшению уровня фазовых шумов.

В данной работе рассмотрены вопросы разработки и изготовления ПАВ-резонаторов в диапазоне 1,0-1,8 ГГц с использованием прямой и обратной вакуумной контактной фотолитографии.

2. Разработка и практическая реализация

ПАВ-резонатор (рис. 1.2), выполнен по одноходовой схеме, когда встречно-штыревых преобразователей (ВШП), возбуждающий ПАВ в пьезоподложке, располагается между двумя отражательными решетками (ОР) с закороченными электродами, задача которых максимально локализовать акустическую волну в области ВШП.

Добротность таких резонаторов определяется отражательной способностью ОР, потерями на распространение и на проводимость электродов ВШП, совпадением по частоте центра полосы задерживания и максимума коэффициента отражения ОР с максимумом проводимости ВШП.

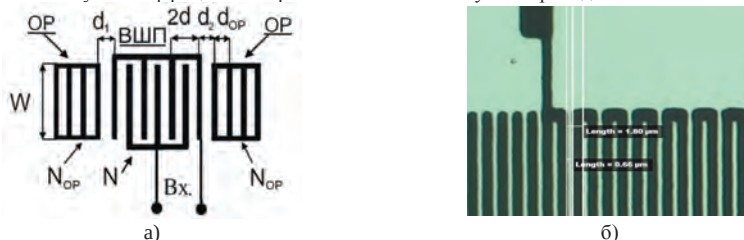


Рис. 1. Схематичное изображение (а) и фрагмент изготовленной топологии (б) одноходового ПАВ-резонатора

Отражательная способность ОР зависит от количества электродов ОР, толщины металлизации и коэффициента металлизации электродов. Потери на проводимость электродов ВШП зависят от толщины металлизации, коэффициента металлизации и величины апертуры ВШП W . Совпадение по частоте центра полосы задерживания и максимума коэффициента отражения ОР с максимумом проводимости ВШП зависит от соотношения между периодами электродов ОР (d_{OP}) и ВШП (d) (Рис.1а). В этом случае ПАВ-резонатор становится асинхронным, а добротность увеличивается [2].

Конструктивно-топологическая оптимизация ПАВ-резонаторов проводилась с помощью компьютерного моделирования на основе метода Р-матриц смешанных параметров [3]. Оптимальные параметры ПАВ-резонаторов на диапазон центральных частот 1,0-1,8 ГГц: $N_{OP}=200$ пар, $N_{OP}=350$, $d/d_{OP}=0,997$, $d_1=d_2=d_{OP}$, $W=80\lambda$ (λ – длина волны на частоте максимума активной части проводимости резонатора). В качестве пьезоподложки использовался $YX/36^\circ+90^\circ$ среза кварца.

ПАВ-резонаторы изготавливались методами прямой и обратной фотолитографии с использованием магнетронного распыления металлических пленок и вакуумного контактного экспонирования. При обратной фотолитографии на поверхность кварцевой подложки наносился жертвенный слой, позволяющий сформировать ступенчатый профиль фоторезиста перед напылением металлизации и обеспечить его равномерное снятие в последующих стадиях. При прямой литографии с жидкостным травлением за счет корректировки профиля структуры проэкспонированного фоторезиста на этапах сушки и задубливания получены топологические структуры с коэффициентом металлизации 0,3-0,4 на центральные частоты до 1680 МГц. На рис. 1б приведен пример изготовленной прямой литографией структуры ПАВ-резонатора на 1532 МГц с размером электрода 0,66 мкм и толщиной металлизации 0,12 мкм. После изготовления, кристаллы ПАВ-резонаторов монтировались в малогабаритные SMD-корпуса размерами 3,0х3,0х1,5 мм и герметизировались шовно-роликовой сваркой.

Измеренные действительные части входной проводимости СВЧ ПАВ-резонаторов на 1000 МГц и на 1680 МГц в SMD-корпусах приведены на рис.2а и рис.2б, соответственно. ПАВ-резонатор на 1000 МГц изготовлен прямой фотолитографией с добротностью 7630, а ПАВ-резонатор на 1000 МГц изготовлен обратной фотолитографией с добротностью 3300. Сопротивление потерь на резонансных частотах в обоих случаях составило 10-13 Ом.

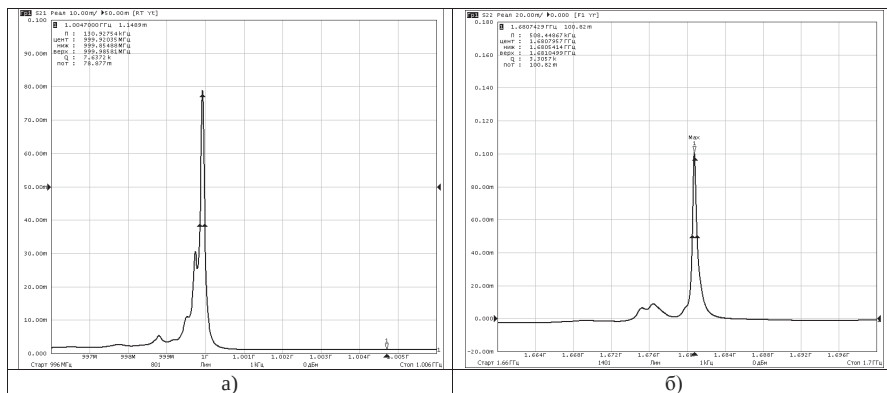


Рис. 2. Действительная часть входной проводимости СВЧ ПАВ-резонаторов на 1000 МГц (а) и на 1680 МГц (б)

3. Заключение

Разработанные и изготовленные малогабаритные СВЧ ПАВ-резонаторы в диапазоне 1,0-1,8 ГГц с добротностью 3300-7600 обладают параметрами, достаточными для их использования в высокостабильных СВЧ ПАВ-генераторах с низким уровнем фазовых шумов.

Список литературы

1. Nishikawa T., Tani A., Shirai K., Takeuchi C. SH-Type Surface Acoustic Waves on Rotated Y-cut Quartz // Proc. IEEE Freq. Control Symposium. 1980. P. 286–291.
2. Doberstein S.A., Veremeev I.V. STW Resonators with The High Quality Factor and Reduced Sizes // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 2018. P. 691-694.
3. Веремеев И.В., Доберштейн С.А., Разгоянев В.К. Моделирование ПАВ-резонаторов и лестничных ПАВ-фильтров методом Р-матриц // Техника радиосвязи. 2018. Выпуск 3 (38). С. 61—71.

Интегральные спиральные резонаторы и фильтры на их основе

Тимошенко Т.С., Тюменцев А.И.

АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения»
г. Омск, 644009, Российская Федерация
info@oniip.ru

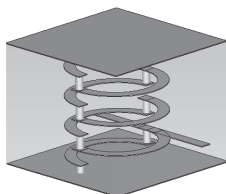
Аннотация: Предложен вариант реализации спиральных резонаторов в LTCC подложке. Представлены результаты проектирования резонаторов такого типа и фильтров на их основе, разработана 3D модель четырехрезонаторного фильтра и приведены его расчетные S-параметры.

1. Введение

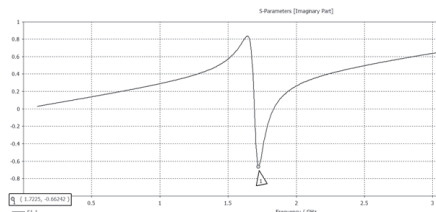
В современной малогабаритной аппаратуре связи широко применяются миниатюрные полосно-пропускающие фильтры с малыми вносимыми потерями в полосе пропускания. Этим требованиям отвечают, как фильтры на основе полосковых линий, так и ПАВ фильтры. Однако в диапазоне частот от 400 МГц до 2000 МГц размеры полосковых фильтров малоприспособны для применения в малогабаритной аппаратуре, в то же время в диапазоне частот от 2000 МГц создание ПАВ фильтров имеет ряд технологических трудностей. В работе представлены фильтры на основе спиральных резонаторов, выполненных в структуре LTCC подложки с ненагруженной добротностью около 150 и реализуемыми полосами пропускания 5-20%.

2. Основная часть

Предложенный интегральный спиральный резонатор представляет собой многослойную катушку индуктивности, выполненную в керамической структуре, при этом с одной стороны катушка замкнута на экран, а с другой - свободный конец. На рис. 1 показан конструкция такого резонатора и его амплитудно-частотная характеристика.



а)



б)

Рис. 1. Спиральный интегральный резонатор (а), параметр S21 спирального интегрального резонатора (б)

Как видно из рис. 1 б резонатор обладает достаточно широким резонансным промежутком (около 10%).

В ходе работы был рассчитан четырехрезонаторный фильтр на спиральных интегральных резонаторах с центральной частотой 1900 МГц и полосой пропускания 8%. Фильтр выполнен в слоях керамических листов СКМ 0,2 мм ($\epsilon=7,2$). Общая высота конструкции зависит не только от количества витков резонатора, но и от его требуемой добротности (расстояние от резонатора до верхнего и нижнего экрана должно быть не менее 0,2 высоты резонатора для обеспечения добротности не ниже 100).

Расчет фильтра на спиральных резонаторах начинается с расчета параметров непосредственно спиральных резонаторов определения их минимальной требуемой добротности. Основные принципы расчета такого вида резонаторов совпадают с классической теорией, изложенной в [1, 2] с теми лишь поправками, что расстояние t между витками спирали определяется толщиной керамического листа или кратна ей, максимальная высота резонатора ограничивается максимально возможным количеством керамических слоев в структуре (для LTCC не более 40 слоев [3]), за диаметр проводника d принимаем ширину печатного полоска интегральной спирали. Стоит отметить, что минимальная ширина ограничена технологическими возможностями и должна быть не менее 125

мкм. После расчета параметров резонаторы собирают в фильтр и связывают их индуктивными или емкостными связями, образуя их занижением металлической стенки между резонаторами либо со стороны короткозамкнутого конца (индуктивная связь) или свободного конца (емкостная связь). Однако, как показала проведенная оценка и моделирование, для обеспечения сильной связи, в фильтре на интегральных спиральных резонаторах металлизированная стенка между резонаторами отсутствует. При этом связь становится комплексной и определение оптимальных соотношений между резонаторами определяется итеративным путем. Согласование крайних резонаторов фильтра с нагрузкой осуществляется отводом со стороны короткозамкнутого конца.

На рис. 2 приведена конструкция полосового фильтра на четырех резонаторах, а также его АЧХ.

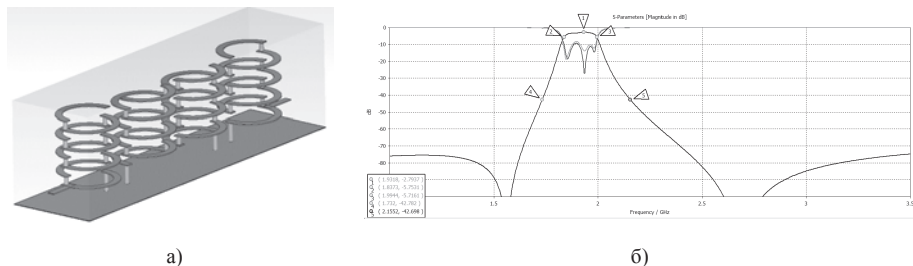


Рис. 2. Конструкция фильтра на интегральных спиральных резонаторах (а), АЧХ фильтра на интегральных спиральных резонаторах (б)

Как видно из полученных результатов, при центральной частоте 1900 МГц и относительной полосе пропускания 8% вносимое затухание в полосе фильтра менее 3 дБ, затухание за полосой не хуже 70 дБ до третьей гармоники и возвратные потери не хуже 18 дБ, а коэффициент прямоугольности по уровню 3/40 дБ составил 2,7. Габаритные размеры разработанного фильтра 7,9x2,0x2,4 мм. Конструкция фильтра при этом представляет собой элемент, предназначенный для поверхностного монтажа.

3. Заключение

Проведенное моделирование и полученные амплитудно-частотные характеристики фильтра на основе интегральных резонаторов показали, что такие фильтры могут быть использованы в малогабаритной аппаратуре связи на частотах свыше 400 МГц, где необходимо обеспечить малые вносимые потери (менее 3 дБ) и высокую избирательность при небольших габаритных размерах. Диапазон рабочих частот таких фильтров 400-5000 МГц.

Список литературы

1. Знаменский А.Е. Алексеев Л.В., Лоткова Е.Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. – М. : Связь, 1976.
2. Zverev A.I. Handbook of Filter Synthesis. – John Wiley and Sons, Inc, 1967.
3. Вендик И.Б. и др. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига // Компоненты и технологии. – 2005. – Вып. 5. – С. 190-196.

Перестраиваемый режекторный фильтр для широкополосных радиоприемных устройств

¹ Говоров Г.Е., ² Мануилов М.Б.

¹ АО «РТИ имени академика А.Л. Минца»
г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация

² Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
m_manuilov@sfsedu.ru

Аннотация: Разработан перестраиваемый многополосный режекторный фильтр на варикапах для работы в составе широкополосных радиоприемных устройств. Рабочий диапазон перестройки фильтра составляет 1700-2550 МГц (40%). Фильтр выполнен на основе микрополосковых линий передачи и сосредоточенных элементов. Он содержит 9 режекторных звеньев, в каждом из которых в качестве резонансного элемента использован коаксиальный резонатор. Перестройка частоты режекции осуществляется с помощью 4 варикапов в составе каждого звена. Изготовленный фильтр позволяет реализовать одновременно 1, 3 или 4 перестраиваемые полосы режекции с уровнем режекции -60 дБ, -20 дБ, -15 дБ соответственно, сохраняя стабильной ширину полосы режекции. Разработанный перестраиваемый полосно-заграждающий фильтр предназначен для повышения помехозащищенности радиоприемных трактов.

1. Введение

Интенсивное развитие беспроводных систем различного назначения сопровождается насыщением эфира различными радиосигналами, что ведет к усложнению помеховой обстановки. При этом многие современные радиоприемные устройства (РПУ) характеризуются высокой чувствительностью и широким рабочим частотным диапазоном, что делает их подверженными влиянию помех [1]. Поэтому, одним из важных параметров РПУ является защита приемника от блокирующих сигналов, т.е. возможность выделять полезный сигнал на фоне мощных сигналов высокой амплитуды, широкой или узкой полосы, расположенных вблизи полезного принимаемого сигнала.

Ниже рассмотрены вопросы разработки перестраиваемых полосно-запирающих фильтров (ПЗФ) для повышения помехозащищенности широкополосных РПУ (с шириной рабочей полосы более 30%). В этом случае требуется перестраиваемое по частоте устройство, «вырезающее» из принимаемого широкополосного сигнала спектр помехи и минимальным образом искажающее как амплитудный, так и фазовый спектр остальной части широкополосного сигнала. Кроме того, это устройство не должно вносить собственные нелинейные искажения и ухудшать согласование радиоприемного тракта. Исходя из анализа известных методов решения данной задачи [2], был выбран перестраиваемый режекторный фильтр, как наиболее простое решение, отвечающее требованиям селективности и «чистоты» спектра.

2. Постановка задачи и экспериментальные результаты

Рассмотрим задачу разработки перестраиваемого многополосного режекторного СВЧ фильтра, обеспечивающего повышение помехозащищенности приемного СВЧ тракта. Основные требования к фильтру включают следующее. Рабочий диапазон, в котором необходима перестройка фильтра - 1700-2550 МГц; технология исполнения – на основе микрополосковых линий и сосредоточенных элементов; перестройка осуществляется посредством варикапов; уровень режекции и число одновременно работающих полос заграждения: (а) -60 дБ, 1 полоса; (б) -20 дБ, 3 полосы; (с) -15 дБ, 4 полосы; ширина полосы заграждения (-60дБ, 1 полоса) (а) по уровню -6 дБ относительно полосы пропускания - не более 180 МГц, (б) по уровню -20 дБ относительно полосы пропускания - не более 100 МГц; КСВН в рабочем диапазоне не более 2; стабильная работа в диапазоне температур в диапазоне температур +60...-40С°.

Исходя из требований высокой добротности и миниатюризации, в качестве резонаторов ПЗФ были выбраны коаксиальные резонаторы с тефлоновым заполнением. На основе методики синтеза [3] были вычислены сосредоточенные элементы фильтра-прототипа, на основе которых получена схема ПЗФ для моделирования в среде САПР. В качестве материала подложки выбран RO4003 фирмы Rogers, с толщиной 0.508 мм и значением диэлектрической проницаемости $\epsilon=3.55$. Выбор данного материал обусловлен его технологичностью, доступностью и низким значением тангенса потерь.

Магнитоэлектрический трансверсальный аналоговый СВЧ фильтр

¹ Батин А.Г., ² Петров Р.В., ² Хаванова М.А.

¹ АО ЦНИИ Циклон ОП Великий Новгород

г. Великий Новгород, 173001, Российская Федерация
Deminion.lives@gmail.ru

² «Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого»

г. Великий Новгород, 173003, ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Российская Федерация
Roman.Petrov@novsu.ru

Аннотация: Предлагается новый подход к способу построения трансверсальных согласованных фильтров диапазона СВЧ на основе магнитоэлектрического взаимодействия. Подход основан на применении магнитоэлектрических элементов для возможности корректировки резонанса микрополосковой линии и возможности перестройки АЧХ фильтра за счет внешнего подмагничивающего поля.

1. Введение

Фильтры СВЧ являются базовым элементом для построения любых СВЧ трактов, приборов и оборудования. С развитием электронной базы стало доступно создание цифровых трактов для фильтрации и дальнейшей обработки сигнала, но с ростом рабочей частоты данный подход сильно удорожает и усложняет изделие в целом. Подход к построению аналогового СВЧ фильтра, изложенный в работах [1-7], позволяет применить к нему теорию расчета цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров). Но с ростом количества отсчетов и эффекта набегаания длин волн в микрополосковых линиях возникает смещение резонансов в сумматоре, что ухудшает итоговую АЧХ. В данной работе предлагается использование магнитоэлектрических элементов для компенсации смещения резонансов и возможность корректировки итоговой АЧХ на рабочей частоте сигнала.

2. Теория

Проблема в смещении резонанса вниз по спектру с ростом количества отсчетов [1] (при $N > 32$) не позволяет просуммировать копии сигналов с учетом весовых коэффициентов в резонансные моменты на сумматоре, что приводит к ухудшению АЧХ фильтрации. Данное явление наглядно описано при анализе топологических антенн в работе [8] – с ростом величин параметров L , C передающей микрополосковой линии (рис.1) приводит к смещению резонанса.

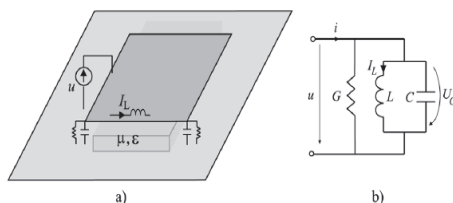


Рис. 1. а) Изображение микрополосковой линии б) Эквивалентная схема, показывающая базовый принцип резонансной частоты

Для компенсации задержек из-за роста L , C параметров от длины микрополосковой линии и смещения резонанса предлагается применить магнитоэлектрический эффект в виде сдвига резонансной линии ферромагнитного резонанса под действием управляющего электрического поля, описанный в работе [9]. Применение электрического поля позволит осуществить перестройку передаточных характеристик фильтра отдельных отсчетов аналогового фильтра (рис.2).

Результаты, представленные на рис. 2 наглядно соответствуют смещению (при $E=0$) резонанса линий передачи отсчетов КИХ фильтра (при $N > 32$) и возможность их корректировки под действием управляющего электрического поля ($E > 0$). Таким образом это позволяет устранить недостаток трансверсальных аналоговых СВЧ фильтров [1-7] и, как следствие, увеличить возможное количество отсчетов (что в конечном итоге позволит улучшить АЧХ фильтра).

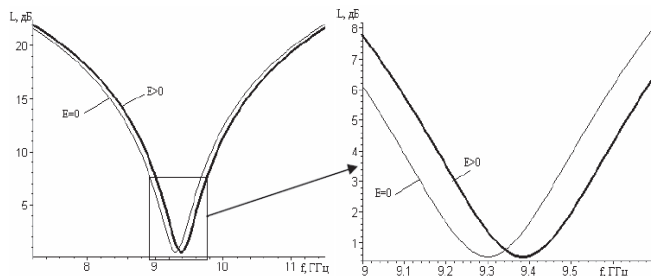


Рис. 2. АЧХ отдельного отсчета аналогового КИХ-фильтра под воздействием внешнего управляющего электрического поля

3. Заключение

Предложена новая технология к расчету и проектированию трансверсального аналогового фильтра [1-7] с компенсацией эффекта сдвига резонансной частоты вниз по спектру при увеличении количества отсчетов $N > 32$ за счет применения магнитоэлектрических элементов при воздействии внешнего управляющего электрического поля. Данный метод может быть также использован при расчете и настройке фильтра для свертки ЛЧМ сигнала.

Список литературы

1. Батин А.Г., Дженев В.В., Аверкин С.В., Петров А.С. Трансверсальный аналоговый фильтр диапазона СВЧ. В сб.: Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем. Материалы VI общероссийской научно-технической конференции. АО «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение»; АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»; ФГБОУ ВО «Омский государственный технический университет». 2016. С. 26-36.
2. Дженев В.В., Батин А.Г., Аверкин С.В., Петров А.С. Трансверсальный аналоговый фильтр для приема сложных сигналов. В сб.: Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем. Материалы VI общероссийской научно-технической конференции. АО «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение»; АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»; ФГБОУ ВО «Омский государственный технический университет». 2016. С. 153-163.
3. Дженев В.В., Батин А.Г., Аверкин С.В. Трансверсальный аналоговый фильтр для приема ЛЧМ-сигналов // Вестник Новгородского государственного университета. 2016. № 4 (95). С. 64-69.
4. Батин А.Г., Дженев В.В., Аверкин С.В., Петров А.С. Анализ структуры трансверсального аналогового фильтра диапазона СВЧ. В сб.: РТИ Системы ВКО – 2016. Труды IV Всероссийской научно-технической конференции. 2017. С. 318-328.
5. Дженев В.В., Батин А.Г., Аверкин С.В., Петров А.С. Анализ структуры трансверсального фильтра для приема ЛЧМ-сигналов. В сборнике: РТИ Системы ВКО – 2016. Труды IV Всероссийской научно-технической конференции. 2017. С. 329-339.
6. Дженев В.В., Батин А.Г., Аверкин С.В. Пат. 2591475 (РФ). Трансверсальный аналоговый фильтр для приема ЛЧМ сигнала диапазона СВЧ. 2016.
7. Батин А.Г., Дженев В.В., Аверкин С.В., Петров А.С. Трансверсальный аналоговый фильтр диапазона СВЧ. Пат. 2612297 (РФ) 2017.
8. P.M.T.Ikonen, K.N.Rozanov, A.V.Osipov, P.Alitalo, and S.A.Tretyakov Magnetodielectric substrates in antenna miniaturization: Potential and limitations //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54. no. 14. pp. 3391-3399.
9. Татаренко А.С., Бичурин М.И., Сринивасан Г. Магнитоэлектрические фильтрующие СВЧ устройства // Вестник Новгородского государственного университета. 2004. № 26. С. 168-172.

Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающего фильтра на прямоугольном волноводе со сложными тонкими резонансными диафрагмами

С.С. Ефремова, А.С. Ипатьев, С.В. Крутиев

Южный федеральный университет

Ростов-на-Дону, 344090, Зорге, 5, Российская Федерация

sergey-kryt@yandex.ru

Аннотация: Рассмотрена тонкая металлическая резонансная одиночная диафрагма с апертурой в виде двойного С-образного контура. Проведён электродинамический анализ одиночной резонансной диафрагмы. Показана возможность создания полосно-пропускающих фильтров на основе диафрагм с апертурой в виде двойного С-образного контура на волноводе WR137. Проектирование фильтров осуществлялось на подложке Duroid 5880.

1. Введение

Волноводные фильтры на основе сложных одиночных резонансных диафрагм характеризуются малыми потерями, возможностью передачи большой мощности, а также высокой добротностью резонаторов, по сравнению с классическим прямоугольным резонансным окном. Все характеристики играют важную роль в радиотехнике сантиметровых и миллиметровых длин волн.

2. Теория

Основой для развития резонансных диафрагм со сложной апертурой является прямоугольное окно в металлическом экране [1], которое получается путем сочетания емкостной и индуктивной диафрагмы.

Эквивалентная схема диафрагм с прямоугольным окном имеет вид колебательного контура, поэтому они непосредственно могут использоваться для построения волноводных фильтров [1]. Расчет таких фильтров заключается в определении размеров отверстия диафрагмы исходя из заданных значений нагруженной добротности диафрагмы и резонансной частоты (длины волны). Как правило, резонансные диафрагмы связаны друг с другом четвертьволновыми участками регулярного волновода, которые выступают в роли инверторов сопротивлений.

В исследовании проведен электродинамический анализ одиночной тонкой металлической резонансной диафрагмы с апертурой в виде двойного С-образного контура (Рис. 1). [2-6]

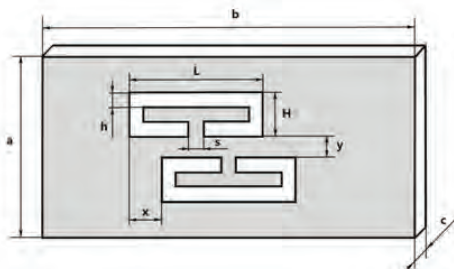


Рис. 1. Топология тонкой С-образной резонансной диафрагмы ($H=2.4$ мм, $h=0.8$ мм, $s=1$ мм, $x=0$ мм, $L=11.9$ мм, $y=0.9$ мм)

Результаты электродинамического анализа одиночной диафрагмы показаны на (Рис. 2 и 3).

Так из (Рис. 2) видно, что при изменении параметра x резонансная частота смещается в область низких частот, а добротность контура практически не меняется. При увеличении параметра s резонансная частота смещается в область высоких частот, при этом добротность контура уменьшается.

Диафрагмы выполнены путем металлизации диэлектрической подложки с проницаемостью $\epsilon=2.2$ и толщиной $c=1,5$ мм.

Электродинамический анализ одиночной диафрагмы позволил синтезировать полосно-пропускающий фильтр на волноводе WR137. На (Рис. 4) представлены амплитудно-частотные характеристики синтезированных трёхзвенного (пунктирная линия) и пятизвенного (сплошная линия) полосно-пропускающего фильтров.

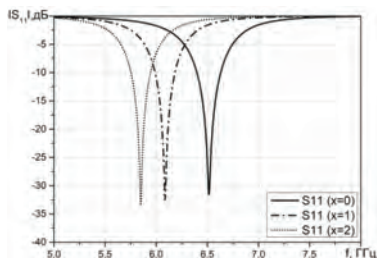


Рис. 2. Зависимость $|S_{11}|$ от частоты при изменении параметра x

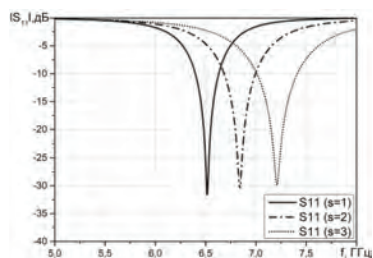


Рис. 3. Зависимость $|S_{11}|$ от частоты, при изменении параметра s

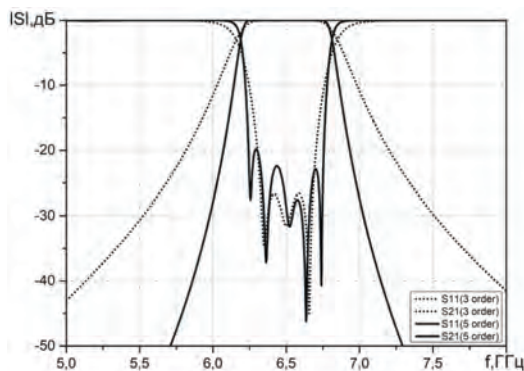


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика синтезированного полосно-пропускающего фильтра

3. Заключение

В данной работе был проведен электродинамический анализ одиночной тонкой резонансной диафрагмы с апертурой в виде двойного C -образного контура. Синтезированы трехзвенный и пятизвенный полосно-пропускающие фильтры на прямоугольном волноводе WR137. Существует возможность дальнейшего развития исследования путем усложнения формы апертury резонансной диафрагмы, а также возможность уменьшения массогабаритных характеристик устройства при сохранении амплитудно-частотных характеристик.

Список литературы

1. И.В.Лебедев Техника и приборы СВЧ т.1. Изд.Высшая школа, 1970.-440с.
2. Mahmoud AbuHussain, Ugur C.Hasar, Design of X-Bandpass Waveguide Chebyshev Filter Based on CSRR Metamaterial for Telecommunication Systems // MDPI. Electronics. 2020. V. 16. P. 101
3. Крутиев С.В., Земляков В.В., Заргано Г.Ф., Волноводный полосно-пропускающий фильтр на сложных резонансных диафрагмах // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60, № 12. С. 1231.
4. Заргано Г.Ф., Земляков В. В., Крутиев С. В., Клещенков А. Б. Волноводный квазиэллиптический фильтр на сложных резонансных диафрагмах // Физические основы приборостроения. 2019. Т. 8, № 1. С. 47—54.
5. Земляков В.В., Заргано Г.Ф., Крутиев С.В., Тяглов М.Ю. Электродинамический анализ и синтез эллиптического фильтра на сложных резонансных диафрагмах в прямоугольном волноводе // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 12. С. 1130—1139.
6. Zemlyako V., Krutiev S., Tyaglov M., Shevchenko V. A design of waveguide elliptic filter based on resonant diaphragms with a complex aperture // International Journal of Circuit Theory and Applications. 2019. № 47. С. 55—64.

Миниатюрный перестраиваемый фильтр на спиральных резонаторах

Тюменцев А. И., Тимошенко Т. С.

АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения»
г. Омск, 644009, Российская Федерация
info@oniip.ru

Аннотация: Рассмотрена возможность построения полосового перестраиваемого фильтра СВЧ диапазона на основе интегральных спиральных резонаторов. Приведена последовательность и особенности расчета фильтра на спиральных резонаторах в интегральном исполнении. Получены расчетные S-параметры при перестройке фильтра в диапазоне частот.

1. Введение

В малогабаритной аппаратуре связи зачастую используются полосовые перестраиваемые фильтры (ППФ). Особенностью ППФ в этих устройствах является требование минимизации их размеров, токов потребления и др. Для обеспечения совокупности этих требований в качестве элементов перестройки наиболее подходящими являются варикапы. Рассмотрим возможность построения таких фильтров на основе спиральных резонаторов.

2. Теория

Диапазон частот фильтров в которых применяются спиральные резонаторы ограничен от 30 до 300 МГц. [1] Однако предлагаемая реализация спирального резонатора в виде интегрированной в керамическую подложку катушки индуктивности замкнутой с одной стороны на экран, со свободным концом с другой стороны и отводом, позволит не только уменьшить размеры спирального резонатора в $\sqrt{\epsilon}$ раз по сравнению с его классическим исполнением, но и расширить рабочий диапазон частот до 5000 МГц. Добротность спиральных резонаторов такого типа получается порядка 100-150 в зависимости от диапазона рабочих частот, что позволяет создавать фильтры с полосами от 5 % до 20 % и малыми вносимыми потерями в полосе пропускания.

Методика проектирования фильтра на спиральных резонаторах состоит из расчета конструктивных параметров спирального резонатора, определении типа связи (емкостная или индуктивная) между резонаторами и его подстройки. Произвести расчет конструктивных параметров спирального резонатора можно используя выражения, приведенные в [1], однако при этом стоит учитывать, что при расчете количества витков необходимо ввести коррекцию на величину $\sqrt{\epsilon}$, в итоге формула примет вид:

$$N = \frac{4064}{\frac{f_0}{\sqrt{\epsilon}} S} \quad (1)$$

Расстояние между витками спирали определяется толщиной листа керамики или кратна ей, максимальная высота, соответственно, ограничивается максимально возможным количеством керамических слоев в структуре, а за диаметр проводника d принимаем ширину печатного полоска интегральной спирали. Коэффициент связи между резонаторами можно определить исходя из графика, приведенного в [2].

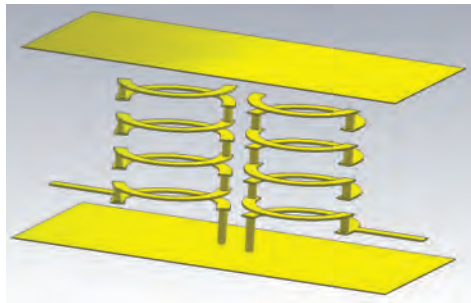


Рис. 1. Конструкция фильтра на спиральных резонаторах

В итоге всех проведенных расчетов была получена структура фильтра, состоящая из 11 слоев керамики марки «СКМ» с толщиной слоя 0,2 мм. Габаритные размеры 4,6x2x2,22 мм. Структура разработанного фильтра на спиральных резонаторах второго порядка приведена на рис. 1. Центральная частота фильтра 3890 МГц, полоса пропускания 12%, вносимые потери 0,5 дБ.

Для перестройки фильтра по частоте в конструкцию между холодными концами спирали и экраном фильтра были добавлены SPICE-модели варикапов SMV2020 ф.Skyworks. Зависимость коэффициента передачи и коэффициента отражения при перестройке фильтра, полученные путем электродинамического моделирования, показаны на рис. 2.

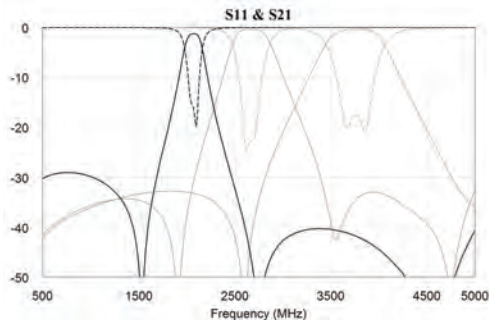


Рис. 2. Характеристики фильтра при перестройке

Перестройка фильтра составила от 2000 до 3700 МГц при изменении емкости от 0,3 до 3,5 пФ (изменение управляющего напряжения от 0 до 20 В), вносимые потери изменяются от 0,6 до 1,3 дБ, полоса пропускания изменяется от 12 до 9%, коэффициент отражения в полосе пропускания не менее 15 дБ.

3. Заключение

Показана возможность реализации миниатюрного пологого перестраиваемого фильтра на основе интегральных спиральных резонаторов, выполненного на основе многослойной керамической подложки, с полосой пропускания ~10% и диапазоном перестройки центральной частоты от 2000 до 3750 МГц.

Список литературы

1. Знаменский А.Е., Алексеев Л.В., Лоткова Е.Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. – М.: Связь, 1976.
2. Zverev A.I. Handbook of Filter Synthesis / A.I. Zverev. John Wiley and Sons, Inc. – 1967. – 576 p.

Методика расчета экрана биологической защиты от электромагнитного излучения радиолокационных станций¹

¹ Страхов С.Ю., ¹ Сотникова Н.В., ² Страхова А.С.

¹ Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д. Ф. Устинова
г. Санкт-Петербург, 1-я Красноармейская ул.1, 190005, Российская Федерация
Strakhov_s@mail.ru

² Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина)
г. Санкт-Петербург, ул. проф. Попова д. 5, 197022, Российская Федерация

Аннотация: Рассмотрена методика расчета геометрических характеристик экранов биологической защиты от электромагнитного излучения радиолокационных станций, обеспечивающих допустимый уровень плотности потока энергии в защищаемой зоне. Методика основана на применении законов геометрической оптики и позволяет учитывать влияния краевой дифракции с помощью спирали Корню.

1. Введение

Ключевым элементом защиты персонала РЛС от ЭМИ является специальный экран биологической защиты (ЭБЗ), препятствующий проникновению излучения в защищаемую зону или существенно снижающий уровень электромагнитного поля в ней. Несмотря на значительное число работ, посвященных проблеме инженерной защиты от воздействия излучения [1,2], на сегодняшний день нет единой методики, позволяющей на основе данных о параметрах РЛС определить геометрические характеристики защитного экрана, разработке которой посвящена эта работа.

2. Методика расчета геометрических характеристик ЭБЗ

На первом этапе производится определение плотности потока энергии (ППЭ) в защищаемой зоне в отсутствии ЭБЗ и сравнение ее с предельно допустимыми уровнями, т.е. выполняется обоснование необходимости ЭБЗ.

Расчет ППЭ, ожидаемой в местах строительства РЛС, а также на территориях, прилегающих к действующим РЛС, производится с учётом технико-эксплуатационных характеристик РЛС [3]:

$$ППЭ = \frac{P_{cp} g}{4\pi r^2}, \quad (1)$$

где P_{cp} - средняя мощность излучения, $g = \frac{2D_{ant}}{\lambda}$ — коэффициент направленного действия антенны диаметром D_{ant} (м), излучающей на длине волны λ (м); r — расстояние от РЛС до контрольной точки (целесообразно рассматривать ППЭ в защищаемой зоне, тогда $r \equiv S_{з0}$). Полученное значение необходимо сравнить с предельно допустимыми уровнями.

Защита оборудования или рабочих мест осуществляется с помощью отражающих или поглощающих экранов (стационарных или переносных). Отражающие экраны выполняются из металлических листов, сетки, ткани с микропроводом и др.²

Далее рассчитываются геометрические характеристики ЭБЗ на основе принципов геометрической оптики (рис.1), т.е. в предположении о прямолинейном распространении излучения от источника (без учета дифракции). Исходя из этого, получены аналитические выражения для требуемого угла наклона ЭБЗ (2), наклонной высоты ЭБЗ (3) и протяженности экрана (4):

$$\beta < \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \cdot \arctg\left(\frac{h_{фЦА}}{S_{экp}}\right) - \frac{1}{2} \cdot \arctg\left(\frac{H}{S_{экp}}\right), \quad (2)$$

где $h_{фЦА}$ - высота фазового центра антенны, $S_{экp}$ - расстояние от фазового центра антенны до места расположения экрана, H – высота антенны с пьедесталом;

¹ Работа выполнена в соответствии с Дополнительным соглашением от 09.06.2020 № 075-03-2020-045/2 между Минобрнауки и БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова на выполнение государственного задания (шифр «Роботы – 2024»)

² СанПин 2.2.4/2.1.8.055-96. Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ). Санитарные правила и нормы.

$$H_{\text{экр}} = \frac{(H_{\text{зд}} - h_{\text{ФЦА}})S_{\text{зд}} - (H_{\text{зд}} - h_{\text{ФЦА}})S_{\text{экр}} - S_{\text{зд}}H_{\text{зд}}}{(H_{\text{зд}} - h_{\text{ФЦА}})\cos\beta - S_{\text{зд}}\sin\beta}, \quad (3)$$

где $H_{\text{зд}}$ - высота служебных помещений, подлежащий защите от электромагнитного излучения, $S_{\text{зд}}$ - расстояние от фазового центра антенны до места расположения служебных помещений;

$$L_{\text{экр}} = \frac{L_{\text{зд}}S_{\text{экр}}}{S_{\text{зд}}}, \quad (4)$$

где $L_{\text{зд}}$ - протяженность защищаемых объектов.

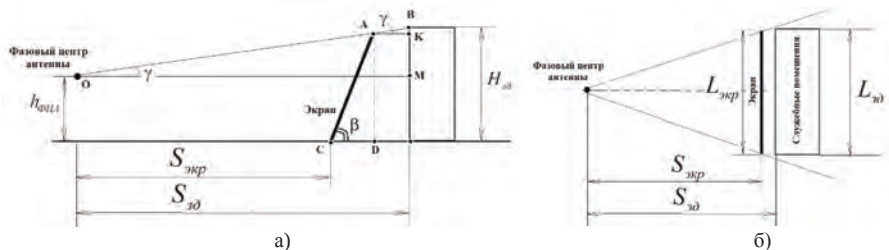


Рисунок 1. Оценка наклонной высоты ЭБЗ

Дальнейшие расчеты предполагают учет краевой дифракции, приводящей к проникновению электромагнитного поля в зону «геометрической» тени ЭБЗ. Для оценки степени влияния краевой дифракции на параметры ЭБЗ предлагается использовать теорию дифракции электромагнитного излучения на полуплоскости, а именно – методику спирали Корню, позволяющую провести корректировку формул (2-4), о чем более детально сказано в [4,5].

3. Заключение

Предложенная в работе методика позволяет определить геометрические параметры ЭБЗ на основе инженерных расчетов без применения специализированных программ типа ANSYS HFSS, требующих соответствующих лицензий, аппаратных средств расчета, а также – определенной квалификации исполнителей. В тоже время, в ряде практических задач возникает необходимость оперативной оценки размеров и расположения защитного экрана, например, при проектировании и (или) монтаже радиолокационной станции (РЛС), ее передислокации в новое место, проведении промежуточных испытаний локаторов и т.д. Именно для решения таких практических задач может быть использована предложенная методика.

Список литературы

1. Методы расчета средств защиты радиоэлектронных систем от электромагнитного излучения. Монография. Под ред. С.С.Щесняка / М.С. Андрищенко, В.Е. Гусаковский, Е.А. Штагер, Д.Е. Штагер, С.С. Щесняк. – СПб.: Изд-во ВВМ, 2016. 310 с.
2. Андрищенко М.С., Городецкий Б.Н., Штагер Е.А. Проблема защиты наземной техники от электромагнитного импульса по материалам зарубежной печати. // Вопросы оборонной техники. Серия 16. Технические средства противодействия терроризму. СПб: НПО Специальных материалов. 2014, вып. 9-10, с. 49-55.
3. Никольский В.В., Никольская Т.М. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. 544 с.
4. Страхов С.Ю., Матвеев С.А., Сотникова Н.В. Применение спирали Корню для анализа плотности потока энергии электромагнитного излучения в области геометрической тени при проектировании защитных экранов // Оптический журнал, 2020, том 87, №4, стр. 78-84.
5. Страхов С.Ю., Сотникова Н.В., Страхова А.С. Методика расчета геометрических характеристик экрана биологической защиты для радиолокационных станций. // Безопасность труда в промышленности, 2021, №7, 2020, с. 26-32.

Полосно-пропускающий фильтр на круглом волноводе с радиальными гребнями и кольцевыми сегментами конечной толщины¹

¹ Лонкина Д.В., ¹ Земляков В.В., ¹ Губский Д.С., ¹ Крутиев С.В.

¹ Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344090, ул. Зорге 5, Российская Федерация
lonkina.daria@yandex.ru

Аннотация: В данной работе решена задача электродинамического анализа и синтеза полосно-пропускающего волноводного фильтра на тонких резонансных металлических диафрагмах со сложной апертурой. Сложная апертура представляет собой комбинацию радиальных ребер и кольцевых сегментов конечной толщины. Разработаны алгоритмы расчёта критических волновых чисел, компонент электромагнитных полей Н- и Е-волн с учётом особенности поведения поля вблизи металлического кольцевого сегмента конечной толщины. Исследованы зависимости нормированных критических волновых чисел от геометрических размеров структуры, АЧХ одиночной диафрагмы и АЧХ синтезированного трехрезонаторного фильтра.

1. Введение

Плоско-поперечные неоднородности на основе круглых волноводов со сложной геометрической формой поперечного сечения обладают частотно-селективными свойствами, поэтому применяются для построения различных типов фильтров: полосно-пропускающих, полосно-запирающих, нижних и высоких частот [1-6]. Использование круглых волноводов со сложной формой поперечного сечения в качестве тонких металлических диафрагм при синтезе фильтров позволяет уменьшить габаритные размеры конструкции и повысить селективность фильтра. В данной работе рассмотрен полосно-пропускающий фильтр на круглом волноводе с тонкими металлическими диафрагмами в виде радиальных ребер и кольцевых сегментов конечной толщины.

2. Теория

Для синтеза полосно-пропускающего фильтра был проведен электродинамический анализ круглого волновода со сложными радиальными ребрами и кольцевыми сегментами конечной толщины (рис.1):

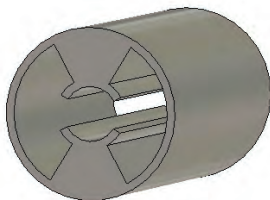


Рис. 1. Круглый волновод с радиальными ребрами и кольцевыми сегментами конечной толщины

Таблица 1. Нормированные критические волновые числа					
N	M				
	10	30	50	80	100
1	0,9824	0,9812	0,9809	0,9788	0,9778
	4,0815	4,0803	4,0791	4,0779	4,0769
	5,2915	5,2903	5,2891	5,2879	5,2869
	6,9096	6,9084	6,9072	6,9062	6,9052
2	0,9862	0,9852	0,9831	0,9816	0,9791
	4,0853	4,0843	4,0822	4,0807	4,0782
	5,2953	5,2943	5,2922	5,2907	5,2882
	6,9134	6,9124	6,9103	6,9088	6,9063
3	0,9883	0,9874	0,9865	0,9856	0,9847
	4,0874	4,0865	4,0856	4,0847	4,0838
	5,2974	5,2965	5,2956	5,2947	5,2938
	6,9155	6,9146	6,9137	6,9128	6,9119
4	0,9902	0,9893	0,9878	0,9866	0,9854
	4,0893	4,0881	4,0869	4,0857	4,0845
	5,2993	5,2981	5,2969	5,2957	5,2945
	6,9174	6,9162	6,9151	6,9138	6,9126
5	0,9916	0,9899	0,9882	0,9865	0,9848
	4,0907	4,0892	4,0873	4,0856	4,0839
	5,3007	5,2992	5,2973	5,2956	5,2939
	6,9188	6,9171	6,9154	6,9137	6,9121

Используя метод частичных областей с учетом особенности поведения электромагнитного поля вблизи кольцевого сегмента конечной толщины, были рассчитаны нормированные критические волновые числа данной структуры (Таблица 1).

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-37-90013.

На основе данной структуры был проведен анализ одиночной диафрагмы, показанной на рис.2. Ее геометрические параметры приведены в таблице 2.

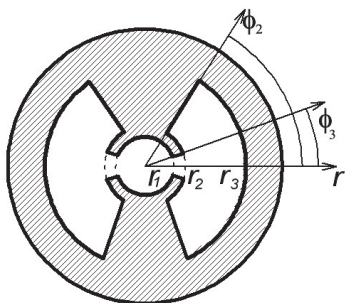


Таблица 2. Геометрические параметры одиночной резонансной диафрагмы сложного сечения

Параметр	Размер
r_1	2.5мм
r_2	4.5 мм
r_3	6 мм
ϕ_2	70°
ϕ_3	25°

Рис. 2. Одиночная диафрагма

На рис. 3 представлена зависимость модуля параметра матрицы рассеяния $|S_{11}|$ в дБ от частоты при изменении угла кольцевого сегмента ϕ_3 .

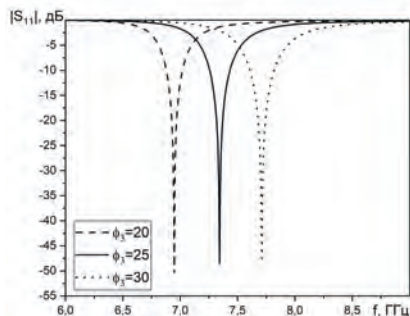


Рис. 3. Зависимость $|S_{11}|$ от частоты, при изменении угла кольцевого сегмента ϕ_3

Как видно изменение угла кольцевого сегмента влияет на резонансную частоту диафрагмы: увеличение угла ϕ_3 смещает резонансную частоту вправо, а уменьшение угла ϕ_3 – влево.

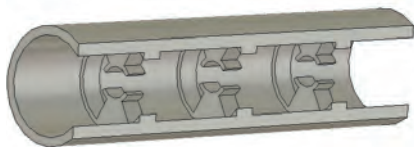


Рис. 4. Трехмерная модель полосно-пропускающего фильтра

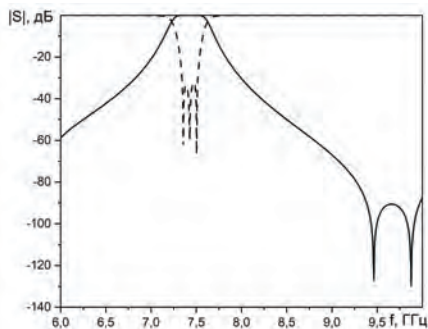


Рис. 5. АЧХ полосно-пропускающего фильтра

Для реализации процедуры синтеза использована аппроксимация Чебышева АЧХ фильтра. В качестве резонаторов фильтра будем использовать резонансные диафрагмы, поперечное сечение которых показано на рис.2. Диафрагмы соединены четвертьволновыми связями, т.е. размещаются на расстоянии $\lambda_w/4$ в круглом волноводе. Итоговая конструкция фильтра показана на рис.4, а на рис. 5

представлена его АЧХ: $|S_{11}|$ - пунктирная линия, $|S_{21}|$ - сплошная линия. Продольный размер фильтра составил 26.37 мм. Из характеристик, представленных на графиках видно, что полоса пропускания по уровню -3 дБ составила $7.23 \div 7.63$ ГГц или 0.39 ГГц. Затухание в полосе заграждения -31.92 дБ. Также стоит отметить наличие антирезонансов на частотах 9.47 ГГц и 9.87 ГГц, которые позволяют повысить селективность фильтра.

3. Заключение

Показана возможность синтеза полосно-пропускающего фильтра на круглом волноводе с радиальными гребнями и кольцевыми сегментами конечной толщины. С помощью разработанного алгоритма проведен электродинамический анализ тонких резонансных диафрагм. Исследованы нормированные критические волновые числа, АЧХ одиночной диафрагмы и синтезированного фильтра. Проведено исследование зависимости резонансной частоты от геометрических параметров диафрагмы.

Список литературы

1. Seng Yong Yu, Jens Bornemann Evanescent-mode filters with arbitrary positioned ridges in circular waveguide // Proceedings of 2011 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing. 2011. pp. 504-508
2. Seng Yong Yu, Jens Bornemann New Evanescent-Mode Filter Designs In Circular Waveguide Using a Classical Bigenvalue Mode-Spectrum Analysis // 2009 German Microwave Conference
3. Chong Zhang, Junhong Wang, Meie Chen, Zhan Zhang A new kind of leaky circular waveguide with periodic slots and wire ridge // Proceedings of 2011 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference. 2011. pp. 479-482
4. Musonda, E., Hunter, I. C. Microwave Bandpass Filters Using Re-Entrant Resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2015. Vol. 63. Issue 3. pp. 954-964
5. Xin Wang, Zhaoyun Duan, Xirui Zhan, Fei Wang, Shifeng Li, Shengkun Jiang, Zhanliang Wan Characterization of Metamaterial Slow-Wave Structure Loaded With Complementary Electric Split-Ring Resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2019. Vol. 67. Issue 6. pp. 2238-2246
6. Лонкина Д.В., Губский Д.С., Земляков В.В. Цилиндрические волноводящие структуры сложного сечения в свч-узлах современных инфокоммуникационных систем // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65. № 9. 835-851.

Управляемые частотно-селективные поверхности в задачах повышения экранирующих свойств СВЧ экранов

¹ Веденькин Д. А., Шаронов Д. Е.

¹ Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, ул. Карла Маркса, д. 10, 420111, Российская Федерация
denis_ved@mail.ru

Аннотация: Рассматриваются параметры частотно-селективных поверхностей и основные варианты их реализации. Представлены результаты электродинамического моделирования частотно-селективных поверхностей различных конфигураций.

1. Введение

В последнее время много внимания уделяется как теоретическим, так и экспериментальным исследованиям частотно-селективных структур. Это связано с довольно быстрым развитием информационно-телекоммуникационных технологий. С увеличением базовых передающих станций, а также сокращением расстояний между ними, жилыми и офисными зданиями, с распространением беспроводных сетей особый интерес вызывают методы экранирования окружающего пространства, а именно, рабочих мест и жилых помещений. Для того чтобы уменьшить проникновение электромагнитных волн через оконные проемы, но не препятствовать распространению света предлагается использование частотно-селективных поверхностей (ЧСП).

На сегодняшний день разработаны принципы и технологии создания множества радиопоглощающих, а также метаматериалов и конструкций различной химической и физической природы, структуры и геометрии, например, на основе использования ферритов, магнитодиэлектриков, композиционных материалов с электропроводящими и магнитными включениями. Предпринимаются попытки построения широкополосных радиопоглощающих материалов на основе тонкопленочных структур, которые обладают высокой эффективностью при толщине покрытия, существенно меньшей длины волны. Широкое применение находят частотно-селективные поверхности с диэлектрическими и магнитодиэлектрическими потерями. Требования малой толщины радиопоглощающего покрытия и необходимость эффективного поглощения в длинноволновой области функционирования радиолокаторов, а также существенная дисперсия комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей требуют поиска альтернативных научно-технических решений.

2. Параметры частотно-селективных поверхностей

Частотно-селективные поверхности в зависимости от функционала можно разделить на 2 типа:

— Неперестраиваемые ЧСП создаются путем расчета и подбора геометрических размеров элементов поверхностей, что в свою очередь определяет рабочую полосу прибора. Далее после создания уже невозможно осуществить перестройку на другую полосу, устройство способно работать лишь в одном заданном при изготовлении диапазоне частот.

— Перестраиваемые ЧСП. Возможность перестройки устройства достигается путем соединения смежных патчей с варакторными диодами. В следствии чего изменяется емкость между патчами и, следовательно, резонансная частота. Варакторы соединены с сетью элементов ЧСП.

К основным параметрам ЧСП можно отнести:

1. Рабочая полоса частот. Рабочая полоса частот антенны на ЧСП задается путем подбора размеров элементов поверхностей, то есть с помощью подбора геометрии метаматериалов задаются емкости и индуктивности, величины которых можно отрегулировать таким образом, чтобы на нужной частоте появился резонанс. Рабочую полосу частот характеризуют S – параметры: S_{21} (коэффициент пропускания) показывает какое количество мощности прошло из порта 1 в порт 2 и S_{11} (коэффициент отражения). S_{11} показывает, сколько мощности (энергии) отражается от антенны, если $S_{11}=0$ дБ, то вся мощность отразилась от антенны и ничего не излучается, если $S_{11}=-10$ дБ, то при подаче на антенну 3дБ мощности, -7дБ – отраженная мощность, оставшаяся часть была принята или передана антенне. Эта принятая мощность либо излучается, либо поглощается как потери.

2. Затухание. Можно выделить три основных механизма потерь: омические потери в полосковом проводнике, диэлектрические потери в подложке и потери на излучение. Так как в СВЧ – технике используемые материалы в качестве подложек имеют очень малые диэлектрические потери ($\text{tg } \delta < 10^{-4}$), а потери на излучение можно минимизировать, то основным механизмом потерь будет являться омические потери в полосковом проводнике.

3. Математическое моделирование частотно-селективных поверхностей

В ходе проведения исследований нами было создано несколько виртуальных моделей одно-слойной ЧСП. Структуры были созданы на базе листа фторопласта, в который мы внедряли полоски из меди толщиной 0,05 мм, шириной 2 мм и длиной $\lambda/4$. Полоски в листе фторопласта располагались в виде сетки, т.е. и горизонтально и вертикально. По результатам проведенного моделирования коэффициенты отражения и передачи составили -25,176 дБ и -20,887 дБ соответственно (рис. 1а). В дальнейшем длина полосок, реализующих ЧСП была уменьшена до $\lambda/8$ и по результатам проведенного моделирования коэффициенты отражения и передачи составили -21,682 дБ и -23,210 дБ соответственно (рис. 1б).

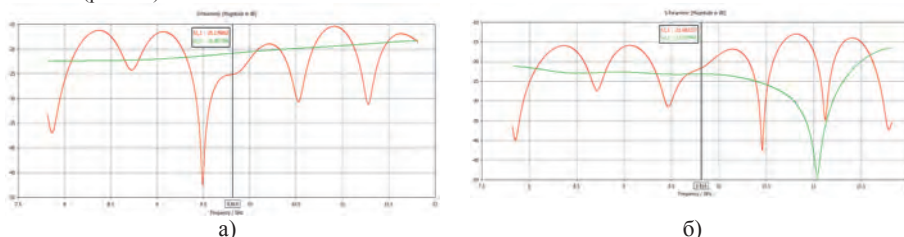


Рис. 1. Коэффициенты передачи и отражения через ЧСП с полосками длиной $\lambda/4$ (а) и длиной $\lambda/8$ (б)

На втором этапе в лист диэлектрика были внедрены полоски из токопроводящего материала, имеющие форму прямоугольников. Ширина токопроводящего материала составила от 2 до 9,5 мм с шагом 1,5 мм (рис. 2а). Полученные коэффициенты передачи представлены на рис. 2б. Наилучший коэффициент передачи получен при ширине токопроводящего материала равной 9,5 мм и составил -38,3 дБ.

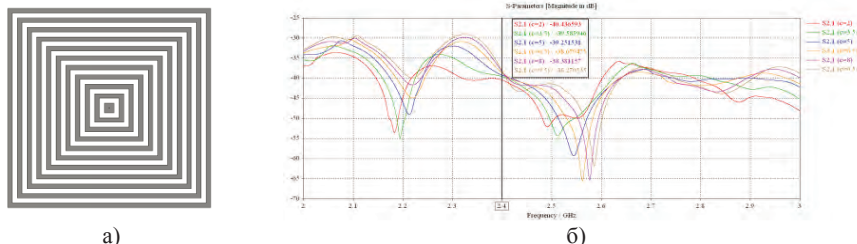


Рис. 2. Структура одного элемента ЧСП (а) и коэффициента передачи через полученную структуру (б).

4. Заключение

Рассматриваются вопросы связанные с созданием управляемых частотно-селективных поверхностей и оценкой их параметров. Построены электродинамические модели управляемых частотно-селективных систем и оценены их характеристики.

Список литературы

1. Шаронов, Д. Е. Анализ характеристик управляемой частотно-селективной поверхности в СВЧ диапазоне / Д. А. Веденский, Д. Е. Шаронов // Инженерный вестник Дона. – 2017. – № 2. – URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2017/4233
2. Шаронов, Д.Е., Ишкаев Т.М. Математическое моделирование управляемых частотно-селективных поверхностей / Д.Е. Шаронов, Т.М. Ишкаев // Инженерный вестник Дона. – 2018. – № 2. – URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/N2y2018/5031
3. Шаронов, Д. Е. Применение частотно-селективных поверхностей в задачах улучшения электромагнитной совместимости / Д. Е. Шаронов // Вестник НЦБЖД. – 2019. – №1(39). – С. 153-159.

Микрополосковые фильтры верхних частот на многомодовом резонаторе¹

Ходенков С. А., Шепета Н. А.

Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М. Ф. Решетнева
г. Красноярск, 660037, проспект им. газеты Красноярский рабочий, 31, Российская Федерация
hsa-sibsau@mail.ru

Аннотация: При помощи численного электродинамического анализа исследованы 3D модели микрополосковых фильтров верхних частот на многомодовом резонаторе с парами узких протяженных отрезков полоскового проводника, заземленных с одного конца на основание. Показано, что наращивание в СВЧ устройствах таких отрезков сопровождается существенным улучшением их частотно-селективных свойств.

1. Введение

Как известно, СВЧ фильтры являются важнейшими элементами в системах тропосферной и космической связи, радиолокации и радионавигации. Традиционно к самым востребованным типам фильтров относятся полосно-пропускающие [1–3], однако во многих случаях для оптимального решения ряда прикладных задач требуются фильтры верхних частот (ФВЧ). Поэтому разработка новых конструкций ФВЧ [4] – важная и актуальная задача радиотехники.

2. Моделирование микрополосковых фильтров верхних частот

Конструкции микрополосковых фильтров верхних частот с четным числом шлейфов от четырех до десяти представлены на рис. 1. При проведении теоретических исследований этих СВЧ устройств была использована распространенная в СВЧ технике подложка с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9.8$, толщиной $h = 1$ мм (материал – поликор).

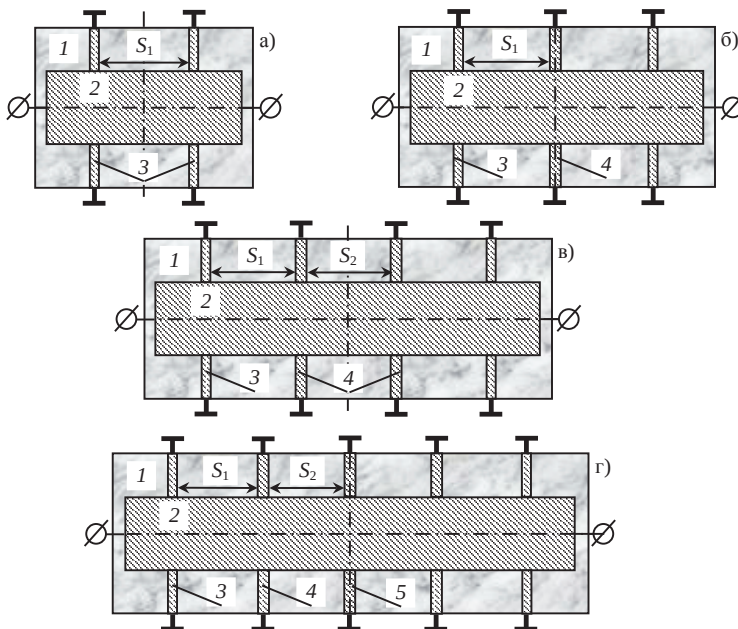


Рис 1. Топология полосковых проводников фильтров верхних частот с различным числом пар шлейфов в конструкциях.
а) – две пары, б) – три пары, в) – четыре пары, г) – пять пар

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, проект FEFE-2020-0013.

Расчеты амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) всех представленных фильтров были произведены при помощи численного электродинамического анализа их 3D моделей. Как видно из приведенного выше рисунка каждый ФВЧ представляет собой одиночный многомодовый резонатор – размещенный на диэлектрической подложке 1 прямоугольный отрезок (2) полоскового проводника, состыкованный с ортогонально расположенными узкими протяженными отрезками (шлейфами), заземленными с одного конца на основание. 50-Ω входной и выходной порты фильтров расположены на противоположных краях прямоугольного отрезка (2).

Амплитудно-частотные характеристики синтезированных СВЧ конструкций приведены на рис. 2. Частота среза всех четырех фильтров верхних частот была зафиксирована $f_c = 10$ ГГц, при этом частота высокочастотной границы полосы пропускания составила 24 ГГц. Как и следовало ожидать, увеличение числа пар шлейфов в рассмотренных конструкциях ФВЧ позволяет не только добавлять по одному резонансу в их полосу пропускания, но и сопровождается существенным ростом крутизны ее склона. При этом полосу пропускания первой конструкции (рис. 1а, рис. 2, кривая 1) формируют пять резонансов, а полосу пропускания четвертой конструкции (рис. 1г, рис. 2, кривые 4) – уже восемь резонансов. Отметим, что минимальные потери в полосе пропускания исследованных СВЧ устройств равномерно увеличиваются от 0.12 дБ до 0.18 дБ.

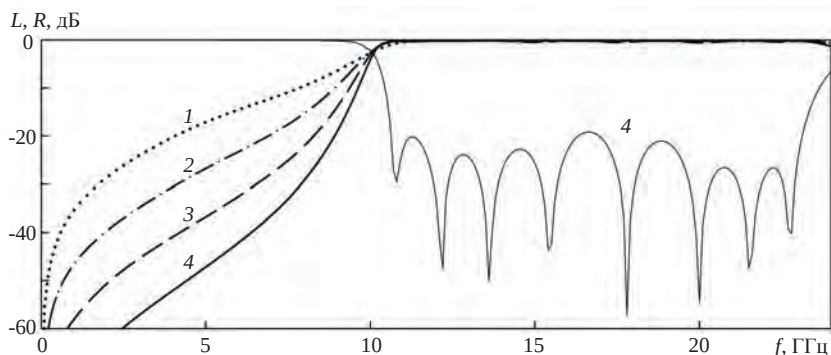


Рис. 2. АЧХ фильтров верхних частот с различным числом пар шлейфов в конструкциях.
1 – две пары, 2 – три пары, 3 – четыре пары, 4 – пять пар

Приведем длину и ширину отрезков полосковых проводников многомодовых резонаторов в мм, а также расстояние между шлейфами S . Первый ФВЧ: (2) – 4.75×1.80 , (3) – 1.05×0.25 , S_1 – 2.15 мм. Второй ФВЧ: (2) – 7.10×1.80 , (3) – 1.10×0.25 , (4) – 1.10×0.30 , S_1 – 2.10 мм. Третий ФВЧ: (2) – 9.40×1.80 , (3) – 1.10×0.25 , (4) – 1.10×0.30 , S_1 – 2.05 мм, S_2 – 2.00 мм. Четвертый ФВЧ: (2) – 11.55×1.90 , (3) – 1.05×0.25 , (4) – 1.05×0.30 , (5) – 1.05×0.35 , S_1 – 2.05 мм, S_2 – 1.90 мм.

3. Заключение

Таким образом, разработаны новые фильтры верхних частот на микрополосковом многомодовом резонаторе. Увеличение в конструкциях числа узких отрезков полоскового проводника, заземленных с одного конца на основание, сопровождается существенным ростом крутизны склона полосы пропускания фильтров, но не приводит к значительному увеличению вносимых потерь мощности на ее частотах.

Список литературы

1. Aristarkhov G. M., Zvezdinov N. V. High-selectivity single- and dual-resonator microstrip filters // Journal of Communications Technology and Electronics. 2017. Vol. 62. No. 8. P 916-920.
2. Hong J.-S., Lancaster M. J. Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48. No. 7. P. 1098-1107.
3. Belyaev B. A., Serzhantov A. M., Leksikov A. A., Bal'va Y. F., Tyurnev V. V., Leksikov An. A. Novel High-Quality Compact Microstrip Resonator and its Application to Bandpass Filter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2015. Vol. 25. No. 9. P. 579-581.
4. Hao Z.-C., Hong J.-S. UWB Bandpass Filter Using Cascaded Miniature High-Pass and Low-Pass Filters With Multilayer Liquid Crystal Polymer Technology // Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2010. Vol. 58. No. 4. P. 941-948.

Решение обратных задач при синтезе связанных полосковых линий с неуравновешенной электромагнитной связью¹

¹Малютин Н.Д., ²Чинь Т.Т., ³Малютина А.Н.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
ndm@main.tusur.ru

²Социалистическая Республика Вьетнам

³Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация

Аннотация: Для обеспечения требуемой разницы фазовых скоростей синфазной и противофазной волн решены обратные задачи отыскания относительных диэлектрических проницаемостей вертикально и горизонтально расположенных подложек, на которых располагаются полоски связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью.

1. Введение

Для изучения зависимости параметров устройств на связанных полосковых линиях (СПЛ) от отношения фазовых скоростей синфазной (“с”) и противофазной (“п”) волн v_c/v_π [1] необходимо решение задачи выбора размеров проводников и диэлектрических проницаемостей подложек в конструкции СПЛ. С этой целью нами выполнено решение прямой и обратной задач при определении первичных и вторичных параметров связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью.

2. Конструкция и модель

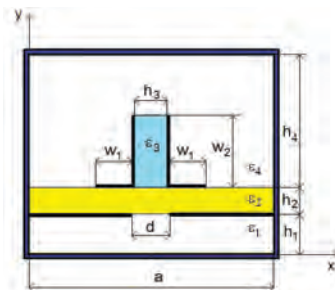


Рис. 1. Поперечное сечение связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой и зазором в заземляющем основании

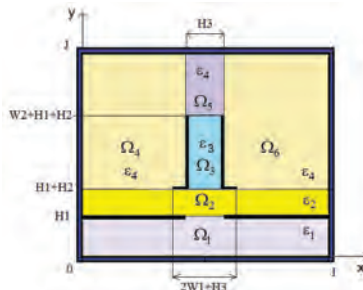


Рис. 2. Разбиение поперечного сечения СПЛ на подобласти (указаны размеры структуры на сетке)

В качестве базовой взята конструкция связанных полосковых линий (СПЛ), показанная на рис. 1. Конструкция представляет модификацию СПЛ с вертикально расположенной подложкой (VIP) [2-4]. Наличие зазора позволяет уменьшить собственные емкости горизонтально расположенных полосок, увеличить характеристическое сопротивление при синфазном возбуждении проводников и варьировать степень неуровновешенности электромагнитной связи. Расчет электрического поля при синфазном и противофазном возбуждении связанных полосок (рис. 1) выполнялся путем перехода от дифференциального уравнения Лапласа к конечно-разностной аппроксимации и вычислений с помощью итерационной процедуры [5]. В результате решения конечно-разностных уравнений для потенциалов $U_{i,j}$ в узлах сетки определялись проекции электрического поля E_x и E_y . Затем для синфазного и противофазного возбуждения находилась полная энергия, запасенная в электрическом поле

$$WE = \sum_{i=1}^{\max(i)-1} \sum_{j=1}^{\max(j)-1} \Delta WE_{i,j}. \quad (1)$$

В (1) $\Delta WE_{i,j}$ – энергия, запасенная в элементе $\Delta x \times \Delta y$

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ проект FEWM-2020-0039 от 01.03.2020 № 19-07-00782.

$$\Delta WE_{i,j} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{4} \cdot [(U_{i,j} - U_{i+1,j+1})^2 + (U_{i+1,j} - U_{i,j+1})^2], \quad (2)$$

где ε_0 – абсолютная диэлектрическая проницаемость; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость элемента $\Delta x \times \Delta y$; $U_{i,j}$ – потенциал в узле i, j ; $U_{i+1,j}$, $U_{i,j+1}$, $U_{i+1,j+1}$ – потенциалы в узлах сетки элемента $\Delta x \times \Delta y$.

При вычислении полной энергии WE внутренняя область полосковой структуры разбивается на подобласти Ω_m с номерами $m = 1, \dots, 6$, в которых относительные диэлектрические проницаемости ε_k ($k=1, \dots, 4$) постоянны (рис. 2). Подобласти Ω_m , в которых вычисляются составляющие энергии $WE_1, \dots, WE_6$, показаны на рис. 2. Погонные емкости полосковой структуры для синфазной и противofазной мод при заполнении диэлектриками с $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_4$ и воздухом определены как суммы WE_m в подобластях, что позволило найти эффективные диэлектрические проницаемости и отношение v_c/v_π в явном виде (прямая задача). Обратная задача сформулирована так: по заданному отношению фазовых скоростей v_c/v_π определить значения диэлектрических проницаемостей $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_4$, обеспечивающих требуемое v_c/v_π . Величины $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_4$, удовлетворяющие заданным условиям, найдены при условии малого возмущения электрического поля вследствие изменения $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_4$ при фиксированных размерах поперечного сечения СПЛ. Получено выражение (3) для определения $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ при заданных эффективных диэлектрических проницаемостях ε_{effc} , $\varepsilon_{eff\pi}$ синфазной и противofазной мод

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_2 \\ \varepsilon_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} WE_2^c & WE_3^c \\ WE_2^\pi & WE_3^\pi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \varepsilon_{effc} \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - A \\ \varepsilon_{eff\pi} \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) - B \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $WE_{2,3}^{c,\pi}$ – энергии, запасённые в объёмах Ω_2 и Ω_3 при синфазном и противofазном возбуждении; $\varepsilon_{effc,\pi}$ – эффективные диэлектрические проницаемости; $WE_m^c(1)$ – энергии, запасённые в элементах $\Delta x \times \Delta y$ при воздушном заполнении среды; A, B – коэффициенты, определяемые как суммы энергий в 1, 4-6 подобластях.

3. Заключение

Решение задачи отыскания диэлектрических проницаемостей подложек по заданному отношению фазовых скоростей упрощает процедуру синтеза конструкций связанных линий по критерию неравенства фазовых скоростей синфазных и противofазных волн. Представленный метод анализа позволяет решить другие обратные задачи применительно к исследованию трендов изменения рабочих параметров устройств на основе СПЛ при вариации диэлектрических проницаемостей и конструктивных размеров.

Список литературы

1. Sychev A. N., Malyutin N. D., Trenka E. I. and Malyutin G. A. Special aspects in interference of in-phase and anti-phase waves with unequal phase velocities in coupled lines under pulse impact // Journal of Physics: Conference Series. 2020 J. Phys.: Conf. Ser. 1679 022023. doi:10.1088/1742-6596/1679/2/022023.
2. Konishi, Y., Awai, I., Fukuoka, Y., & Nakajima, M. (1988). A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 36(6), p. 1057–1063. doi:10.1109/22.3632.
3. Konishi, Y., Awai, I., & Fukuoka, Y. (1987). Newly Proposed Vertically Installed Planar Circuit and its Application. IEEE Transactions on Broadcasting, BC-33(1), 1–7. doi:10.1109/tbc.1987.266614.
4. Sychev A. N., Struchkov S. M., Rudyi N. Y., Salnikov A. S. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique // IEEE MTT-S Int. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), May 2017, Sevilla, Spain. – P.124–126.
5. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

Определение акустических свойств эпоксидного клея при помощи пьезокерамического резонатора с радиальным возбуждающим полем¹

¹Теплых А.А., ¹Зайцев Б.Д., ¹Семёнов А.П., ¹Бородина И.А.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация

Аннотация: В настоящее время резонаторы с поперечным электрическим полем используются для создания различных датчиков. Недавно мы предложили новый тип акустического резонатора – дисковый акустический резонатор с радиальным возбуждающим электрическим полем. Преимуществом этого типа резонатора является его высокая чувствительность к механическим и электрическим граничным условиям на его свободной поверхности. Это позволяет определять акустические свойства слоя вещества, нанесенного на свободный торец резонатора. В данной работе мы использовали дисковый акустический резонатор из пьезокерамики ЦТБС-3 для определения модулей упругости, вязкости и диэлектрической проницаемости твердого слоя эпоксидного клея.

1. Введение

Одним из возможных новых применений пьезокерамических резонаторов является создание датчиков для определения акустических и электрических характеристик слоев и пленок, контактирующих с резонатором методом широкополосной акустической резонансной спектроскопии (RUS) [1]. Такая работа должна выполняться в два этапа. Вначале будут измеряться акустические характеристики (электрический импеданс, позволяющий найти резонансные частоты пьезорезонатора в достаточно широком частотном диапазоне) для свободного акустического резонатора. На этом этапе строится конечноэлементная модель резонатора и может происходить уточнение характеристик материала (материальных констант, плотности, вязкости) самого резонатора. Это происходит методом широкополосной акустической резонансной спектроскопии, как показано в [2, 3]. Затем на свободную поверхность резонатора наносится слой исследуемого материала, и измерения повторяются в том же частотном диапазоне. По изменению значений резонансных частот и величины резонансных пиков можно судить о свойствах исследуемого материала [3]. Чтобы этот метод позволил определить не только механические, но и электрические свойства материала, электрическое поле, которое сопровождает акустические колебания в пьезорезонаторе, должно свободно проникать в слой. Это означает, что среда должна находиться в непосредственном контакте с материалом резонатора, а не с металлическим электродом на его поверхности. Для применения метода широкополосной акустической резонансной спектроскопии необходимо уметь вычислительно эффективно определять спектр колебаний резонатора (его собственные частоты) или отклик резонатора (его электрический импеданс) на возбуждение на определенной частоте. Наши исследования показали, что достаточно точно и быстро можно рассчитывать колебания и электрический импеданс пьезоэлектрического диска из пьезоматериала группы 6mm, кристаллографическая ось которого совпадает с осью диска. При этом возможно математически строго учесть различное положение возбуждающих электродов и неоднородность материала диска, если это не нарушает осевую симметрию задачи. Это позволяет определять акустические свойства слоя вещества, нанесенного на свободный торец резонатора. Ранее подобная задача решалась для круглого резонатора с продольным возбуждающим полем [4]. В данной работе мы использовали дисковый акустический резонатор из пьезокерамики ЦТБС-3 для определения модулей упругости, вязкости и диэлектрической проницаемости слоя эпоксидного клея после его полного отверждения.

2. Теория и эксперимент

В качестве резонатора мы использовали диск из пьезокерамики ЦТБС-3 производства ООО Аврора-Элма, Волгоград, Россия. Свойства пьезокерамики данного типа описаны в [5]. Диаметр диска составлял 22 мм, толщина 2 мм. Резонатор возбуждался при помощи двух концентрических электродов, диаметр внутреннего электрода составлял 10 мм, зазор между электродами составлял 1 мм (рис. 1а). Был измерен электрический импеданс этого резонатора в диапазоне 1 кГц – 1.6 МГц (рис. 1б, кривая 1). Температура резонатора поддерживалась постоянной в течение всего цикла измерения.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00602.

Материальные константы пьезокерамики для свободного резонатора были уточнены при помощи метода резонансной ультразвуковой спектроскопии, как было показано в [3].

Затем из эпоксидного клея в специальной форме был изготовлен диск диаметром 22 мм и толщиной 1 мм. После полного отверждения клея торцевые поверхности диска были отшлифованы, была измерена толщина и масса диска. Этот диск был приклеен к свободному торцу резонатора при помощи малого количества такого же эпоксидного клея. Качество склейки контролировалось визуально, что позволило добиться надежного акустического контакта резонатора с исследуемым диском. После полного высыхания клеевого шва измерение электрического импеданса было повторено в том же частотном диапазоне (рис.1б, кривая 2). При этом наблюдалось существенное уменьшение значений Z_{max} и ухудшение добротности нагруженного резонатора. Плотность эпоксидного клея ρ была определена непосредственно. Модули упругости и вязкости слоя клея, а также его диэлектрическая проницаемость были уточнены при помощи метода резонансной ультразвуковой спектроскопии по измеренным значениям импеданса нагруженного резонатора.

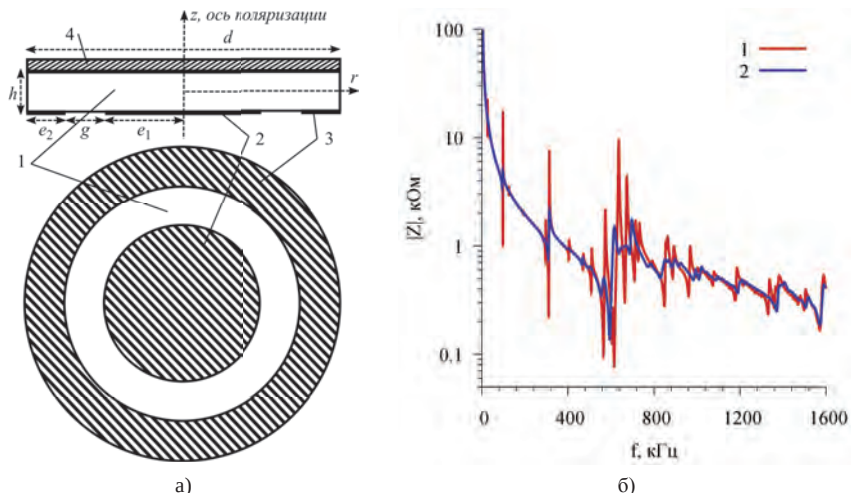


Рис. 1. а) – модель резонатора с радиальным возбуждающим электрическим полем, нагруженного вязкоупругим диэлектрическим слоем, 1 – пьезокерамика, 2, 3 – электроды, 4 – исследуемый слой. б) – частотная зависимость модуля электрического импеданса свободного резонатора - 1 и резонатора, нагруженного слоем эпоксидного клея – 2

3. Заключение

В результате работы было установлено, что наличие достаточно толстого вязкоупругого слоя вызывает сильное, но неоднородное уменьшение добротностей резонансных пиков во всем исследованном частотном диапазоне. Максимальная добротность свободного резонатора составляла 425 на частоте 98.7 кГц, после нанесения пленки добротность не превышала 40. Применение метода резонансной ультразвуковой спектроскопии позволило определить значения модулей упругости c_{11} , c_{44} и вязкости η_{11} , η_{44} , а также относительной диэлектрической проницаемости ϵ эпоксидного клея.

Список литературы

1. Tohmyoh, H.; Imaizumi, T.; Saka, M. Acoustic resonant spectroscopy for characterization of thin polymer films. // Rev. Sci. Instrum. 2006, 77, 104901; doi:10.1063/1.2356859
2. Nicolás Pérez, Flávio Buiocchi, Marco Aurélio Brizzotti Andrade and Julio Cezar Adamowski, Numerical Characterization of Piezoceramics Using Resonance Curves. // Materials 2016, 9, 71; doi:10.3390/ma9020071
3. Andrey Teplykh, Boris Zaitsev, Alexander Semyonov and Irina Borodina. The radial electric field excited circular disk piezoceramic acoustic resonator and its properties. // Sensors 2021, 21(2), 608; doi:10.3390/s21020608
4. Andrey Teplykh, Boris Zaitsev, Irina Borodina, Alexander Semyonov, Mayya Ziangirova, Nailya Almyasheva, Alexander Golyskhin, Larissa Krasnopolskaya, and Iren Kuznetsova. The study of the mechanical properties of thin films using piezoceramic acoustic resonators // ITM Web of Conferences, 2019, vol. 30, 07002; doi:10.1051/itmconf/20193007002
5. Пьезокерамические преобразователи. Методы измерения и расчет параметров. Справочник. Под редакцией С. И. Пугачева. Судостроение. Ленинград, 1984. –256 с.

Пассивный корректор АЧХ СВЧ диапазона и способ его изготовления

Белоусов А. А., Старинова Т. В.

Акционерное общество Центральное конструкторское бюро автоматики
пр. Космический, 24а, Омск, 644027, Россия
aockba@ckba.net

Аннотация: Представлены результаты электромагнитного моделирования и макетирования пассивного корректора амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) с рабочим диапазоном частот от 1 до 20 ГГц. Получены электрические характеристики изготовленного макета и измерены зависимости коэффициентов передачи корректора АЧХ при изменении температуры окружающей среды.

1. Введение

При проектировании multifunctional широкополосных устройств СВЧ возникает необходимость в компенсации возрастающих с ростом частоты потерь распространения. Для их компенсации используются корректоры АЧХ. В настоящее время существует тенденция к уменьшению габаритных размеров микроэлектронных устройств, поэтому такие корректоры должны иметь минимальные размеры.

Корректор АЧХ, предложенный в данной работе, обеспечивает уменьшение неравномерности АЧХ на 2 дБ. В работе приведены экспериментальные результаты и показан способ изготовления пассивного корректора АЧХ, имеющего малые размеры, отличающимся простым схемотехническим и конструктивным решением.

2. Моделирование и изготовление макета корректора АЧХ

Модель корректора АЧХ, внешний вид которой показан на рис. 1, состоит из выполненного на пленочных резисторах П-образного аттенуатора с ослаблением 3 дБ [1] и включенного параллельно ему тонкопленочного конденсатора поверхностного монтажа (ТКПМ) [2].

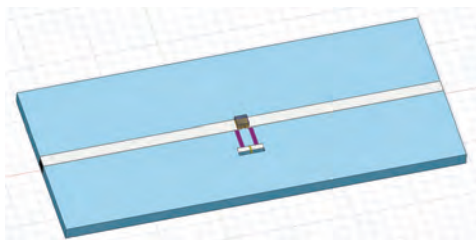


Рис. 1. Внешний вид модели корректора АЧХ на плате с несимметричной полосковой линией

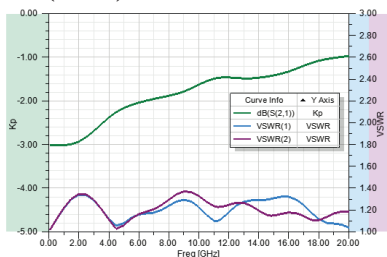


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента передачи модели корректора АЧХ

Результаты электромагнитного моделирования с учетом потерь в диэлектрике приведены на рис. 2.

В докладе показаны также результаты измерений макета корректора АЧХ в нормальных условиях и при изменении температуры окружающей среды от минус 60 до 85°C.

3. Заключение

Предложен простой способ изготовления пассивного корректора АЧХ, обеспечивающего уменьшение неравномерности АЧХ устройства на 2 дБ в диапазоне от 1 до 20 ГГц. Корректор АЧХ имеет рабочий диапазон температур от минус 60 до 85°C и отличается простым схемотехническим и конструктивным решением.

Список литературы

- Бахарев С. И., Вольман В. И., Либ Ю. Н. [и др]. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / под общ. ред. В. И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.
- Пат. 2460164 Российская Федерация, МПК Н 01 G 4/08. Тонкопленочный конденсатор для поверхностного монтажа в несимметричные полосковые линии / Вольхин Ю. Н., Глущенко В. А., Семёнов А. В., Хан А. В., Янковская Ю. В. №2010148280/07; заявл. 25.11.10; опубл. 27.08.12, Бюл. № 24.

Элементы техники Суб-ТГц диапазона, полученные методом 3D-печати

Бадьин А.В., Дорожкин К.В., Симонова К.В., Москаленко В.Д.
 Национальный исследовательский Томский государственный университет
 г. Томск, пр. Ленина 36, 634050, Российская Федерация
 thzlab@mail.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты практической реализации методом 3D-печати элементов техники субтерагерцового диапазона. Приводится описание конструкции, технологии изготовления поляризатора и фильтра на основе матричной структуры. Методами непрерывной и импульсной спектроскопии получены частотные зависимости электромагнитного отклика созданных структур в диапазоне частот 34-1000 ГГц.

1. Введение

В настоящее время стандартная аддитивная технология широко используется в различных областях человеческой деятельности, начиная от медицины [1-2] и заканчивая радиоэлектронной областью [3]. Высокий спрос на изделия из композитов обусловлен их уникальными свойствами, недостижимыми для однокомпонентных материалов [4], а также простотой аддитивной технологии, позволяющей создавать образцы сложной геометрической формы [5]. Быстрый темп развития техники в субтерагерцовом (СубТГц) диапазоне (100-300 ГГц) нуждается в дешевой воспроизводимой технологии изготовления элементов. Представляет интерес для создания СубТГц элементов применить аддитивную технологию производства сложных структур методом послойного наплавления.

2. Теория

При помощи аддитивной технологии послойного наплавления материала были изготовлены периодические структуры (рис. 1а) из электропроводящих полос на диэлектрической подложке на основе акрилонитрилбутадиенстирола (АБС), а также матричные структуры (рис. 1б) с гексагональными отверстиями диаметром 1 мм. 3D-печать производилась соплом диаметром 300 мкм при температуре 230°C и температуре стола 100°C. Толщина диэлектрической подложки из АБС в периодических структурах составляла 400 мкм. В качестве материала для проводящих полос использовался композиционный состав на основе АБС и углеродных нановолокон. Матричная структура выполнена полностью из электропроводящего АБС.

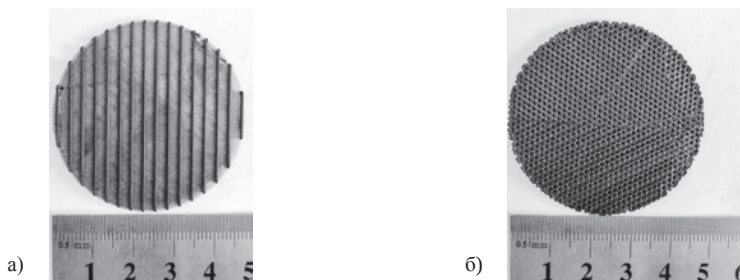


Рис. 1. Фото образцов: а) поляризатор; б) матричная структура

Измерение электромагнитного отклика производилось методом импульсной и непрерывной спектроскопии. Для измерения в частотной области 100-1000 ГГц использовался импульсный спектрометр реального времени Teravil T-Spec 1000. Установка включает в себя фемтосекундный лазер, две линии задержки, источник и приемник терагерцового излучения в виде фотопроводящих антенн. Для получения коэффициента прохождения в диапазоне частот 34-100 ГГц проводились измерения с использованием квазиоптического спектрометра непрерывного действия СТД-21. В конструкции данного спектрометра используется лампа обратной волны в качестве перестраиваемого источника непрерывного электромагнитного излучения, тефлоновые линзы, амплитудный модулятор и акусто-оптический преобразователь (ячейка Голея) в качестве детектора.

Измерения периодических структур и расчет коэффициентов прохождения, отражения, поглощения проводились в двух положениях: с параллельной (0°) и поперечно (90°) ориентацией проводящих полос относительно вектора напряженности электрического поля. На основе данных, полученных с использованием спектрометра непрерывного действия и импульсного спектрометра с временным разрешением, были построены частотные зависимости коэффициентов прохождения (рис. 2а) в диапазоне частот 34-1000 ГГц, коэффициентов отражения (рис. 2б) и поглощения (рис. 2в) в диапазоне частот 100-1000 ГГц.

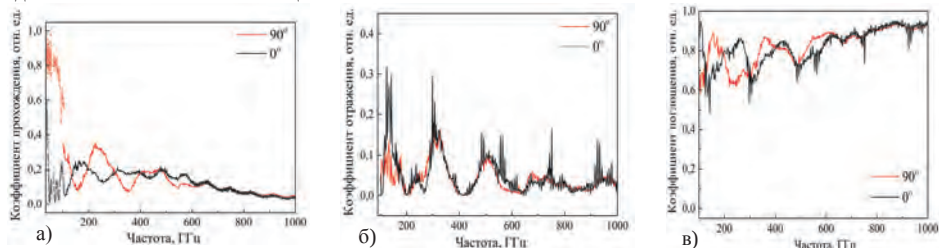


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента прохождения (а), отражения (б), поглощения (в) поляризатора

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что при изменении положения проводящих полос относительно вектора напряженности электрического поля, периодически происходит смена максимума и минимума для значений коэффициентов прохождения и поглощения до 700 ГГц, коэффициента отражения до частоты 300 ГГц. Наибольшая эффективность механической перестройки поляризатора достигается в диапазоне 34-180 ГГц.

На рис. 3 представлена частотная зависимость коэффициентов прохождения, отражения и поглощения для гексагональных структур с диаметром 1 мм, толщиной 1 и 3 мм.

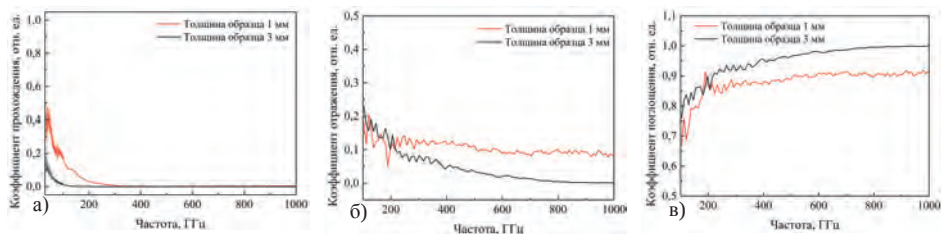


Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента прохождения (а), отражения (б), поглощения (в) гексагональных структур

Анализ полученных данных (рис. 3) показывает, что варьирование толщины матричной структуры позволяет управлять полосой пропускания электрогенного излучения.

3. Заключение

Таким образом, показана практическая реализация элементов СубТГц техники (поляризаторов и фильтров) путем применения 3D-печати. Исследование выполнено при поддержке совета по грантам Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-1709.2020.8.

Список литературы

1. Hassanin A. I. M., Shaaban A. S. E., Abd El-Samie F. E. Tomographic Image Reconstruction and Inverse Scattering Problem of Biological Objects in Terahertz Range // 2018 International Japan-Africa Conference on Electronics, Communications and Computations (JAC-ECC). – 2018. – P. 111-114.
2. Yun J., Oh S. J., Song K., Yoon D., Son H. Y., Choi Y., Huh Y. M., Rieh J. S. Terahertz Reflection-Mode Biological Imaging Based on InP HBT Source and Detector // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2017. – V. 7., № 3. – P. 274-283.
3. Berdugin A. I., Vigovskiy V. U., Badin A. V., Kuleshov G. E. Anisotropic Materials Based on Magnetic Microwires in EHF Range // Key Eng. Mater. – 2017. – № 743. – P. 81-85.
4. Prakash K. S., Nancharath T., and Rao V. V. S. Additive Manufacturing Techniques in Manufacturing -An Overview // Mater. Today Proc. – 2018. – V. 5, № 2. – P. 3873-3882.
5. Badin, A.V., Simonova, K.V., Kuleshov, G.E., Teterina, D.D., Dunaevskii, G.E. Resonance properties of 3D-printing hexagonal structures at Sub-THz frequency range // 45th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz 2020. – 2020. – P. 701-702.

Создание компонентов СВЧ-приборов с использованием 3D-печати¹

Морозкин М. В., Проявин М. Д., Котомина В. Е., Зарубин Т. И.

Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
morozkin@ipfran.ru

Аннотация: В докладе приводятся примеры СВЧ-компонентов, созданных с применением методов 3D-печати. При изготовлении элементов форма их поверхности задается распечатанной на фотополимерном принтере диэлектрической заготовкой, а металлическая поверхность, необходимая для работы в вакуумных СВЧ-приборах, создаётся методами химической металлизации пластика или заливки формы легкоплавким сплавом. Создаваемые компоненты отличаются высокой точностью формы и качеством поверхности при сравнительно низкой стоимости и малом времени изготовления.

1. Введение

Классические методы изготовления компонентов СВЧ-приборов довольно сложны, требуют специального оборудования, при этом затратны как в плане времени, так и в финансовом плане. В данной работе представлены СВЧ-компоненты, изготовленные с помощью 3D-печати и методов химической металлизации, электролиза, заливки легкоплавким сплавом. Такие компоненты пригодны как для макетов, так и для полноценных СВЧ-приборов. При этом точность изготовления составляет порядка десяти микрон, а рабочая поверхность по качеству соответствует требованиям высокочастотных приложений [1].

2. Технология изготовления и примеры СВЧ-компонентов

Для изготовления компонентов СВЧ-устройств использовался метод стереолитографии – печатать изделий путем полимеризации фотополимерных смол при ультрафиолетовом облучении. Печать осуществляется послойно, формирование каждого слоя задаётся с помощью УФ-источников высокого разрешения. Данный метод характеризуется высокой скоростью построения изделий сложной формы. Характерная толщина слоя – около 10 мкм, разрешение печати слоя – порядка 50 мкм. Скорость печати – около 10 мм в час. При этом также обеспечивается высокое качество поверхности, которая не нуждается в постобработке даже в случае высокочастотных (сотни ГГц) приложений.

Получаемые с помощью 3D-печати модели являются диэлектрическими и для обеспечения проводимости поверхности образца её необходимо металлизировать (омеднить). Известный метод магнетронного напыления может обеспечить хорошее качество покрытия, он хорошо работает для открытых поверхностей, но слабо применим для металлизации внутренних участков образцов сложной формы. Химическая металлизация позволяет создать не менее качественное покрытие, в том числе на труднодоступных внутренних поверхностях элементов сложной геометрии. На Рис. 1 представлены образцы после химического омеднения. Толщина медного покрытия до 10 мкм. Время изготовления подобных образцов – один день.

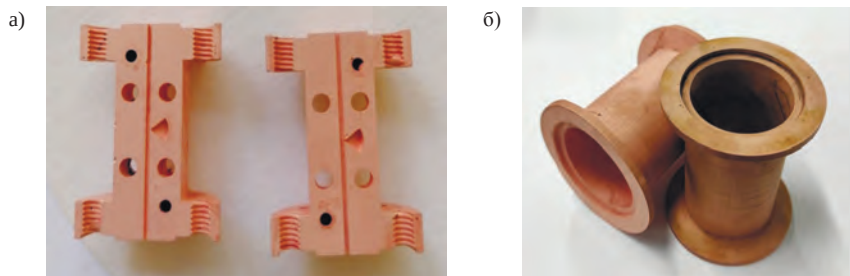


Рис. 1. Пример СВЧ-компонентов из омеднённого химическим путем фотополимера: а) высокочастотный фильтр (поперечный размер канавки 0.5x0.5 мм); б) цилиндры с фланцами KF40, изготовленный для испытания вакуумной стойкости медного покрытия

¹ Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 21-19-00884.

Если толщины покрытия, нанесенного методом химической металлизации, недостаточно для обеспечения механических характеристик, устойчивости к высоким температурам, вакуумной стойкости и др., то возможно увеличить толщину покрытия методом электролитического меднения. Можно даже нарастить толстый (миллиметры) слой меди с последующим удалением пластиковой формы. Данным способом можно изготовить полноценные СВЧ-компоненты сложной формы, пригодные для использования в вакуумных приборах с большой мощностью СВЧ-излучения. На рис. 2 приведены фотографии круглого волновода с двумерной синусоидальной гофрировкой. Толщина поверхности – около 2 мм, масштаб гофрировки – 5 мм. Время изготовления подобного компонента составляет одну – две недели, но, по сравнению с классическими технологиями, существует возможность одновременного изготовления множества деталей.

Кроме длительного времени изготовления, к недостаткам электролиза можно отнести то, что стопроцентного повторения формы фотополимера можно добиться только с одной стороны элемента. Кроме того, удаление пластиковой оправки в данном случае сопряжено с рядом трудностей: химическая стойкость фотополимеров и их высокая адгезия к медной части детали. Альтернативой может служить использование печатной пластиковой детали, как двусторонней оправки для заливки в нее легкоплавкого металлического сплава. После застывания сплава оправка удаляется. Такой метод позволяет, во-первых, существенно сократить время изготовления и, во-вторых, задать форму поверхности сразу с обеих сторон изделия. Для придания дополнительной прочности поверхность также может быть омеднена гальваническим способом. На рис. 2 приведены идентичные по форме цилиндрические резонаторы, изготовленные методом электролиза и заливки легкоплавкого сплава.

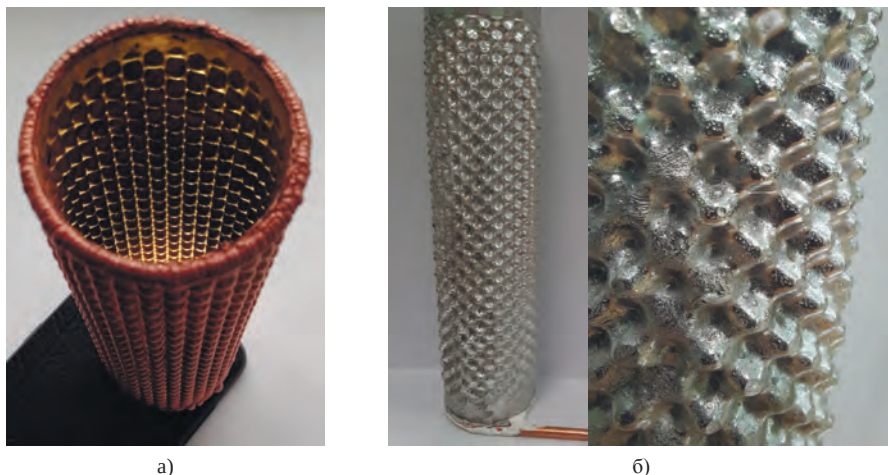


Рис. 2. Пример цилиндрического резонатора с двумерной периодической структурой, изготовленного с помощью 3D-печатной оправки: а) методом электролитического меднения; б) методом заливки сплавом Розе

3. Заключение

Предложенные подходы к созданию СВЧ-компонентов с использованием аддитивных технологий и различных методов металлизации успешно протестированы и могут быть использованы как для изготовления прототипов для «холодных» измерений и изготовления маломощных СВЧ-устройств, так и, в будущем, для создания полноценных СВЧ-приборов.

Список литературы

1. Proyavin, M. D., Vikharev, A. A., Fedotov, A. et al. Development of Electrodynamical Components for Microwave Electronic Devices Using the Technology of 3D Photopolymer Printing with Chemical Surface Metallization // Radiophys. Quantum El. 2021. Vol. 63. P 83–101.
2. K. Kotzé and J. Gilmore. SLM 3D-Printed Horn Antenna for Satellite Communications at X-band. // Proc. of 2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications. (Granada, Spain, Sept. 9–13, 2019). P. 148–153.
3. Ильин В.А. Металлизация диэлектриков. Ленинград: Машиностроение, 1977. 80 с.

Влияние титаната бария на диэлектрическую проницаемость эпоксидного пресс-материала

^{1,2} Кукушина К. Г., ² Еремин Е. Н., ¹ Тищенко Н. М., ¹ Кохнюк Д. Д.

¹ Центральное конструкторское бюро автоматики
г. Омск, 644027, Космический пр., 24а, Российская Федерация
KukushinaKG@ckba.net

² Омский государственный технический университет
г. Омск, 644050, пр. Мира, 11, Российская Федерация

Аннотация: Рассмотрено влияние введения титаната бария (BaTiO_3) на диэлектрические свойства композиционного материала на основе пресс-материала. Представлены физико-механические и диэлектрические свойства композита. Установлено, что наполнение 30 % масс. BaTiO_3 повышает диэлектрическую проницаемость в 1,5 раза.

1. Введение

Создание новых материалов с заданными функциональными свойствами продолжает оставаться одним из важнейших направлений при разработке современной радиоаппаратуры. Это обусловлено повышением технических требований к СВЧ-устройствам. Так, например, к антеннам предъявляют требования максимальной широкополосности при минимальных габаритах. Так как рабочие характеристики радиоаппаратуры определяются используемыми материалами, соответственно выходные параметры устройств напрямую зависят от свойств данных материалов. Поэтому одним из вариантов решения данной тактико-технической задачи является применение материалов, обладающих повышенной диэлектрической проницаемостью. Кроме того, данные материалы должны обеспечивать заданный интервал рабочих температур, влагостойкость, обладать достаточной механической прочностью и ударостойкостью, а также иметь значительный ресурс эксплуатации [1, 2].

Для изготовления корпусов спиральных антенн применяется пресс-материал на основе эпоксидной смолы [3]. Благодаря этому антенные элементы обладают хорошими механическими свойствами, низким водопоглощением и усадкой. Однако диэлектрическая проницаемость данного материала равна 4,2–4,4. Для увеличения данной характеристики материала можно использовать различные способы, например, введение наполнителя с более высокой диэлектрической проницаемостью [4, 5]. В качестве такого наполнителя можно использовать титанат бария, так как богатые Ti соединения в системе BaO-TiO_2 показывают высокую относительную диэлектрическую проницаемость и низкие диэлектрические потери [6, 7]. Следовательно, введение титаната бария в пресс-материал должно позволить получить композиционные материалы с повышенной диэлектрической проницаемостью.

2. Объекты и методы исследования

Объектом исследования являлся композиционный материал на основе эпоксидно-диановой смолы ЭД-8. В качестве отвердителя - диаминодифенилметан, а также краситель и ускоритель УП-0632. Наполнителем являлся титанат бария марки ТБК-1 с молярным соотношением BaO/TiO_2 равным 0,95. Средний размер частиц наполнителя 0,5 мкм.

Были изготовлены экспериментальные образцы композиционного материала с содержанием титаната бария – 7, 15, 30 % масс. Далее методом литьевого прессования из полученных образцов композита были изготовлены плоские образцы размером (5-7)×23×10 мм.

Измерения диэлектрической проницаемости образцов композиционных материалов проводили в X-диапазоне СВЧ. Для измерения использовался измеритель модуля коэффициента передачи и отражения P2M-18 в режиме измерения КСВН.

Твердость плоских образцов измеряли твердомером ТН 210 на испытательном стенде «TIME High Technology Ltd.». Измерения проводились в соответствии с ГОСТ 24621-2015 (ISO 868:2003).

Статистическая обработка результатов экспериментальных исследований была проведена с применением программного продукта «STATIC-2» [8].

3. Результаты и обсуждение

Выполненными исследованиями установлено, что введение диэлектрического наполнителя в композиционный материал повышает твердость образцов – при содержании 30 % масс BaTiO_3 твердость максимальна и равна 87 НД.

Согласно полученным результатам при введении титаната бария в композиционный материал диэлектрическая проницаемость существенно возрастает с 4,4 до 7,6 - при максимальном наполнении. Измеренные значения диэлектрической проницаемости образцов соответствуют рассчитанным по формуле Лихтенеккера.

Далее из полученного композиционного материала методом литьевого прессования были изготовлены антенные элементы. Полимерная основа композиционного материала - диановая смола ЭД-8 пропитывает наполнитель BaTiO_3 , тем самым обеспечивает отличную текучесть композита и равномерное заполнение пресс-формы. Усадка образцов уменьшается при увеличении содержания титаната бария до 0,1 %, что оказывает положительный эффект при изготовлении элементов конструкционного назначения. Полученные антенные элементы из композиционных материалов не имели трещин, недопрессовок, расслоений и полностью соответствовали техническим требованиям стандартов отрасли.

Таким образом, экспериментальные исследования показывают, что возможно не только повысить диэлектрическую проницаемость пресс-материала путем введения титаната бария, но и изготовить из данного материала детали конструкционного назначения.

Список литературы

1. Корякова З. В. Керамические материалы в СВЧ-технике // Компоненты и технологии. 2011. № 5. С. 184-186.
2. Филатова Т. Н., Гиренко Т. Н. Повышение физико-механических свойств полимерных материалов путем введения нанодispersных наполнителей // Вопросы радиоэлектроники. серия общетехническая. 2009. № 4. С. 73-79.
3. Короткова Л. А., Коробейников Г. В., Зайцева Н. В. Пат. 2293406 (РФ) Антенный элемент и способ его изготовления. Оpubл. 10.02.2007. №4.
4. Володько К. Л., Ястребов А. С. Расчет диэлектрической проницаемости композиционных материалов на основе статических смесей диэлектриков // Проектирование и технология электронных средств. 2003. № 3. С. 38-39.
5. Nayak S., Chaki T. and Khastgir D. // Polymer Bulletin 74, 2017. pp. 369-392.
6. Овсов Д. А., Соловьев Е. В., Строганов К. А., Сучков Е. С. Исследование диэлектрических свойств композиционного материала на основе полиметилсилоксана (ПМС) с добавлением порошка титаната бария BaTiO_3 // Материалы V Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2016. С. 73-78.
7. Peng G., Wu C.-C., Diao C.-C. and Yang C.-F. // Microsystem Technologies 24, 2018. pp. 343-349.
8. Вершинин В. И., Перцев Н. В. Планирование и математическая обработка результатов химического эксперимента: учебное пособие. Омск: Изд-во ОмГУ, 2005. 216 с. ISBN 5-7779-0593-5.

Применение субмиллиметрового имиджинга для анализа однородности композиционных материалов¹

Бердюгин А.И., Бадьин А.В., Гурский Р.П., Шематило Т.Н.

Томский государственный университет

г. Томск, 634050, пр. Ленина 36, Российская Федерация

aleksanderberdyugin@gmail.com

Аннотация: В работе рассматривается проблема создания однородных композиционных материалов на основе углеродных нанотрубок. Для контроля качества изготавливаемых композитов применена система субмиллиметровой визуализации неоднородностей в материале. Отмечено повышение однородности композита на основе многостенных углеродных нанотрубок при увеличении времени ультразвуковой обработки в процессе полимеризации.

1. Введение

В настоящее время активно исследуются композиционные материалы с различными наполнителями: от металлокерамических включений [1] до ферромагнетиков [2]. Многостенные углеродные нанотрубки (МУНТ) являются перспективным наноструктурным материалом для применения в качестве наполнителя в композитах. Композиты на основе МУНТ обладают уникальными механическими свойствами, такие как высокая прочность и жёсткость, огромное aspectное соотношение (отношение длины к диаметру) [3]. Также нельзя не отметить, что композиты на основе МУНТ способны поглощать СВЧ излучение. Данные особенности используются в микро- и нанoeлектронике в качестве диэлектриков, датчиков; в химической промышленности в качестве гетеродинных катализаторов химических процессов [4]; в лёгкой промышленности – в качестве сверхпрочных нитей, компонентов битума (асфальта). Данные уникальные свойства достигаются однородным распределением МУНТ в композите и зависят от технологии производства. Для оценки однородности композиционного материала при разных технологиях производства представляет интерес применение системы контроля распределения МУНТ в изготовленных образцах.

2. Материалы

В данном исследовании использовались МУНТ, полученные каталитическим газофазовым осаждением этилена. Диаметр нанотрубок варьировался в интервале 4 – 21 нм, в качестве связующего материала используется эпоксидная смола ЭД-20. Технология получения образцов композиционных материалов состояла из 5 этапов. В эпоксидную смолу добавлялся 1 масс. % МУНТ, затем смесь перемешивалась в течении 5 минут ультразвуковым (УЗ) диспергатором при частоте 28 кГц и мощности 75 Вт. Затем смесь полимеризовалась в течении 48 часов при комнатной температуре. После полимеризации образец подвергался механической обработке для достижения плоскопараллельности. Для исследования было изготовлено 4 образца. Образец №1 не подвергался УЗ обработке, в свою очередь на образцы №2, №3 и №4 оказывалось воздействие УЗ на протяжении 1, 2 и 5 минут соответственно.

3. Принцип действия системы субмиллиметрового имиджинга

Для контроля однородности изготавливаемых образцов применяется система субмиллиметровой диагностики неоднородностей материалов (рис. 1), интегрированная в квазиоптический тракт субмиллиметрового спектрометра СТД-21 [5].

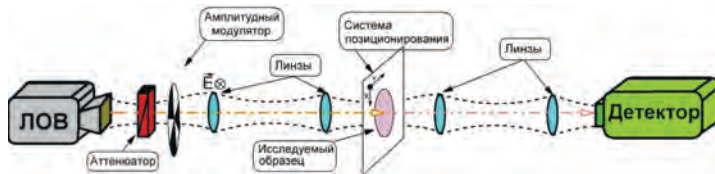


Рис 1. Принципиальная схема измерительной системы на базе ТГц-спектрометра СТД-21

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-32-90125.

Источником субмиллиметрового излучения выступал генератор на основе лампы обратной волны (ЛОВ). Исследуемый образец размещался за диафрагмой механизма позиционирования, в которой он перемещался в двухмерной плоскости методом «точка за точкой» относительно квазиоптического диафрагмированного пучка диаметром 2 мм непрерывного излучения, генерируемого ЛОВ на частоте 874 ГГц. Мощность электромагнитного отклика прошедшего излучения регистрировалась оптоакустическим датчиком на основе ячейки Голея.

4. Результаты

Для анализа степени однородности, полученного субмиллиметрового изображения, используется метод оценивания площадей неоднородностей. Сущность метода оценивания заключается в нахождении среднего электромагнитного отклика, с дальнейшей локализацией участков образца, в которых электромагнитный отклик отличен от среднего значения. После чего вычисляется отношение локализованных участков к рассматриваемой площади. На рис. 2 показаны изображения локализованных участков 4-х образцов на основе МУНТ, где: а) образец, который не обрабатывался УЗ перед полимеризацией; а также образцы, которые были обработаны УЗ перед полимеризацией на протяжении: б) 1 мин, в) 2 мин, г) 5 мин.

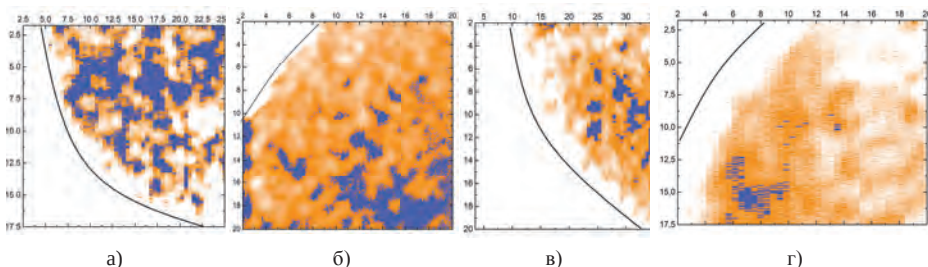


Рис. 2. ТГц изображения композитов на основе МУНТ, изготовленных по разным технологическим процессам: а) образец №1 – без УЗ обработки; б) образец №2 – с УЗ в течении 1 мин; в) образец №3 – с УЗ в течении 2 мин; г) образец №4 – с УЗ в течении 5 мин

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что площадь неоднородностей (агломератов МУНТ и пустот) в образце №1 составляет 24,4 %, в образце №2 – 19,4 %, в образце №3 – 11,1 %, и в образце №4 – 7,7 % от рассматриваемой площади в соответствующем образце.

5. Заключение

В результате проведённых исследований было показано, что однородность распределения МУНТ в композитах зависит от времени УЗ обработки. Чем дольше образец подвергался УЗ обработке, тем более он однородный. Также показана возможность использования субмиллиметровой системы визуализации на базе ЛОВ для оценки однородности при производстве композитов.

Список литературы

1. Большаков Б.О., Карпов И.В., Суходаев П.О. Металлокерамический композиционный материал для конструкций надбандажных уплотнений проточной части паровых турбин //Электрические станции. – 2020. – №. 5. – С. 25-30.
2. Badin A.V., Dorozhkin K.V., Kuleshov G.E., Zhuravlev V.A., Suslyayev V.I., Dunaevskii G.E. and Bilinskii K.V. Ferromagnetic resonance in hexagonal ferrite BaFe₁₂O₁₉ at the EHF frequency range //2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – IEEE, 2018. – С. 1-2.
3. Thostenson E.T., Ren Z., Chou T.W. Advances in the science and technology of carbon nanotubes and their composites: a review //Composites science and technology. – 2001. – Vol. 61. – No. 13. – pp. 1899-1912.
4. Мингалева А. Е., Некипелов С.В., Обьедков А.М., Каверин Б.С., Сивков В.Н. Исследование композитов МУНТ(пиролитический металл) //Известия Коми научного центра УРО РАН. – 2019. – №. 1 (37).
5. Badin A.V., Dorozhkin K.V., Suslyayev V.I., Berdyugin A.I. and Vigovsky V.Y. Quasi-optical 2D system for non-contact non-destructive testing of defects in natural and artificial crystals //23rd International Symposium on Atmospheric and Ocean Optics: Atmospheric Physics. – International Society for Optics and Photonics, 2017. – Vol. 10466. – P. 1046625.

Электромагнитный отклик от полученных 3D печатью композиционных структур с рифленой поверхностью на КВЧ и ГВЧ¹

¹Кулешов Г. Е., ¹Трофимов Е. А., ¹Бадьин А. В.

¹Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
grigorij-kge@sibmail.com

Аннотация: В работе приведены результаты модельного исследования частотной зависимости электромагнитного отклика для структур с рифленой поверхностью (в виде пирамид). В моделировании использовались параметры углеродосодержащего проводящего ABS пластика. Проведены измерения электромагнитного отклика от экспериментальных образцов, полученных 3D печатью, в диапазоне частот от 100 до 1600 ГГц. Показано, что данный материал поглощает более 99% излучения в диапазоне частот от 200 до 635 ГГц.

1. Введение

Сегодня сверхвысокочастотная аппаратура окружает нас повсюду и представить мир без нее уже практически невозможно. В связи с этим актуальной является проблема контроля электромагнитного фона для обеспечения электромагнитной совместимости и нормального функционирования высокочастотных радиоэлектронных устройств, защиты компьютерных систем обработки и передачи информации, защиты биологических объектов от нежелательного воздействия электромагнитных полей [1]. Одним из наиболее широко распространенных решений этой проблемы является экранирование электромагнитного излучения с помощью специальных радиопоглощающих материалов и конструкций [2]. В качестве радиопоглощающих материалов в зависимости от диапазонов частот используются ферриты структуры шпинели, гексаферриты, карбонильное железо или различные углеродные материалы. Углеродные наноматериалы позволяют создавать легкие, прочные и широкополосных радиопоглощающие покрытия [3].

Помимо прочего последнее десятилетие для изготовления различных элементов радиоэлектронного оборудования активное распространение получила технология 3D печати [4]. Ее применение с углеродосодержащими пластиками дает новые возможности для создания объектов и структур сложной формы, эффективно взаимодействующих с электромагнитным излучением. Поэтому целью данной работы является модельное и экспериментальное исследование электромагнитного отклика от тонких слоев композиционных структур с рифленой поверхностью и определение возможности использования исследуемых структур в качестве поглотителей электромагнитного излучения КВЧ и ГВЧ диапазонов.

2. Объекты и методика исследований

Объектом исследования является сложные композиционные структуры с рифленой поверхностью (рис. 1). Они представляют собой плоский слой материала толщиной 1,3 мм на котором располагаются четырёхугольные пирамиды с высотой h и шириной основания L .

Предварительное моделирование электромагнитного отклика проводилось в программной среде CST Studio Suite. Моделирование проводилось в свободном пространстве по схеме «на проход» для плоскополяризованного излучения. При этом в модели h менялось в пределах от 0,2 до 1,0 мм, а L от 0,5 до 1,5 мм. В качестве материала для моделирования был выбран пластик для 3D печати марки «ABS Conductive» фирмы “Mellow” (Китай). Он содержит в своем составе углеродные волокна и обладает удельным электрическим сопротивлением $10^3 \cdot 10^5$ Ом/см. Его комплексная диэлектрическая проницаемость были ранее измерена на спектрометре СТД-21 в диапазоне частот от 115 до 258 ГГц [5].

Далее на основе этого материала с использованием 3D принтера по FDM технологии были изготовлен экспериментальный образец для $L=1$ мм и $h=1$ мм.

Измерения электромагнитного отклика производились на спектрометре с временным разрешением (TDS) T-Spec 1000 в диапазоне частот от 100 до 1000 ГГц.

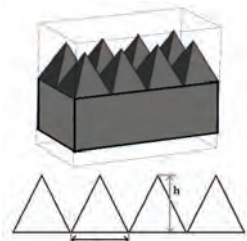


Рис 1. Исследуемая модель

¹ Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для молодых ученых МК-1709.2020.8.

3. Результаты моделирования и измерений

На рис. 2 приведены частотные зависимости электромагнитного отклика для нескольких исследуемых моделей в случае изменения высоты пирамидок h . Из графиков видно, что за счет рифления поверхности материала можно значительно снизить коэффициент прохождения и отражения, а также добиться почти полного поглощения излучения в материале.

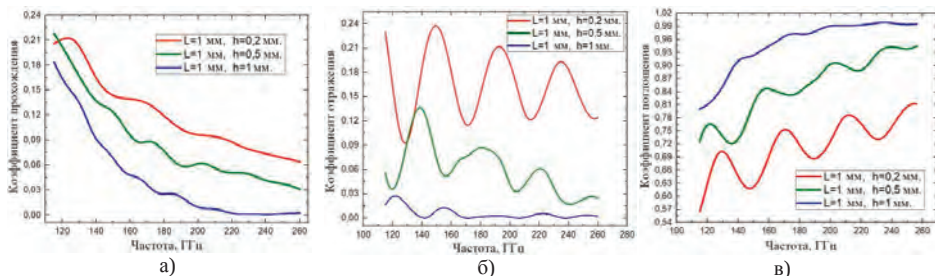


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов: а) прохождения; б) отражения; в) поглощения

Далее (рис. 3) приведены результаты экспериментального исследования электромагнитного отклика от распечатанного на 3D принтере образца с рифленой поверхностью.

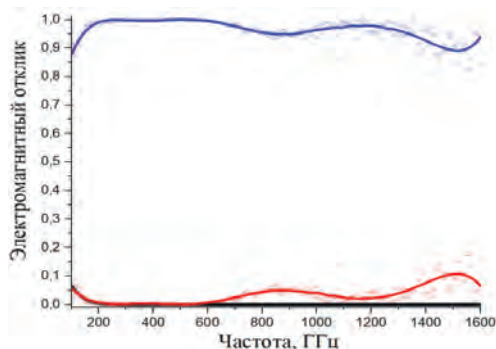


Рис. 3. Частотная зависимость электромагнитного отклика от рифленого образца

Результаты моделирования качественно согласуются с экспериментальными данными. Исследованный образец способен поглощает более 99% излучения в диапазоне частот от 200 до 635 ГГц.

4. Заключение

Проведено модельное и экспериментальное исследование электромагнитного отклика от композиционных структур из углеродосодержащего пластика с рифленой поверхностью. Показано, что данный материал поглощает более 99% излучения в диапазоне частот от 200 до 635 ГГц. Исследование проводилось на оборудовании ЦКП «Центр радиоизмерений ТГУ».

Список литературы

1. Bonato M., Dossi L., Chiaramello E., et al. Single user EMF exposure assessment in a case of incoming 5G indoor scenario // Proceedings of the 2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. 2020. No 9245838.
2. Lu Y., Zhang S., He M., et al. 3D cross-linked graphene or/and MXene based nanomaterials for electromagnetic wave absorbing and shielding // Carbon. 2021. Vol. 178. P. 413–435.
3. Merizgui T., Hadjadj A., Kious M., Gaoui B. Electromagnetic shielding effectiveness improvement with high temperature in far-field behavior multiwall carbon nanotube/iron (III) particles addition in composites // Polymer Composites. 2020. Vol. 41. No. 9. P. 3678–3686.
4. Sun J., Huang Y., Aslani F., Ma G. Properties of a double-layer EMW-absorbing structure containing a graded nano-sized absorbent combing extruded and sprayed 3D printing // Construction and Building Materials. 2020 Vol. 261. No. 120031.
5. Badin A. V., Kuleshov G. E., Bodazhkov D. S., Simonova K. V. Electromagnetic response of 3D printed resonant periodic structures in the EHF range // Int. Conf. of Young Spec. on Micro/Nanotech. and Electron Devices, EDM. 2019. P. 143–148.

Исследование рассеяния и поглощения СВЧ-излучения различных диапазонов в 3D-печатных электродинамических компонентах¹

¹Соболев Д.И., ¹Проявин М.Д., ¹Белоусов В.И., ¹Котомина В.Е., ¹Рябов А.В., ¹Зарубин Т.И.

¹Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
sobolev@ipfran.ru

Аннотация: Исследованы параметры рассеяния и поглощения СВЧ-излучения частотой от десятков до сотен ГГц поверхностью электродинамических компонентов, изготовленных из полимеров при помощи различных технологий 3D-печати, в том числе с последующей металлизацией химическим, гальваническим методом и методом магнетронного напыления. Также проведены измерения шероховатости поверхности компонентов и определена применимость различных методов 3D-печати и металлизации поверхности для изготовления устройств различных частотных диапазонов.

1. Введение

Развитие технологий 3D-печати имеет большой потенциал для СВЧ- и ТГц-приложений. Существует ряд задач, которые трудно или практически невозможно реализовать с помощью традиционных методов механической обработки. В частности, 3D-печать диэлектрическими материалами является чрезвычайно удобным и дешевым инструментом для создания прототипов компонентов. В дальнейшем напечатанные изделия могут быть металлизированы различными способами, что в совокупности позволяет изготавливать волноводные и квазиоптические компоненты, а также системы на основе метаматериалов. Параметры 3D-принтеров, выпускающихся в последние годы, позволяют приблизиться к освоению терагерцового диапазона [1,2]. При продвижении в высокочастотную область поверхностные неоднородности, обусловленные как собственно 3D-печатью, так и последующей металлизацией, начинают иметь все большее влияние на характеристики изготавливаемых устройств. Данная работа посвящена исследованию этих эффектов.

2. Исследования напечатанных компонентов

Для исследования характеристик диэлектрических компонентов были изготовлены методом SLS (селективное лазерное спекание) диски из полиамида. Первый диск имел плоские поверхности с обеих сторон, второй имел просветляющие элементы в виде пирамид с основанием 1x1 мм и высотой 2 мм, а третий – одномерную просветляющую гофрировку специального профиля [3] периодом 2 мм и глубиной 2.5 мм. По результатам измерений в диапазоне 100-200 ГГц диски с напечатанными просветляющими элементами имели отражение примерно на 10 дБ ниже диска с плоскими поверхностями, что соответствует численному моделированию. Аналогичные диски, изготовленные методом FDM (моделирования методом наплавления), имели существенно худшие характеристики даже при минимально возможном размере сопла экструдера и минимальной толщине слоя.

Для исследования металлизированных образцов изготавливались как плоские зеркала, так и отрезки волноводов. Металлизация проводилась химическим, гальваническим методом и методом магнетронного напыления. Во всех случаях внешним слоем осаждалась медь. Характеристики компонентов сравнивались с характеристиками аналогичных устройств, изготовленных из меди традиционными методами.

Параметры шероховатости поверхности образцов были исследованы при помощи оптического микроскопа, глубина неоднородностей восстанавливалась при помощи анализа стека из нескольких снимков с разной глубиной фокусировки. Погрешность используемого метода определяется глубиной резкости объектива микроскопа и в данном случае составляла около 1 мкм, что является достаточным для данных образцов и частотного диапазона. Для образцов, напечатанных методом SLS, глубина неровностей составляла 10-20 мкм, а для участков плоской поверхности, напечатанных на фотополимерном принтере, 2-5 мкм (для наклонных и кривых поверхностей определяется толщиной слоя). Однако эти значения могут стать существенно больше при неудачном выборе метода металлизации. Изображение участка волновода и результатов восстановления формы неровностей показаны на рис. 1. Продольные размеры неоднородностей, по всей видимости, не оказывают существенного

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 21-19-00877.

влияния на характеристики устройств до тех пор, пока не станут сравнимы с половиной длины волны, что приводит к появлению рассеяния в дифракционные максимумы. На частотах до 1 ГГц этот эффект не появляется ни у образцов, напечатанных методом SLS, ни у фотополимерных компонентов, напечатанных на принтерах высокого разрешения.

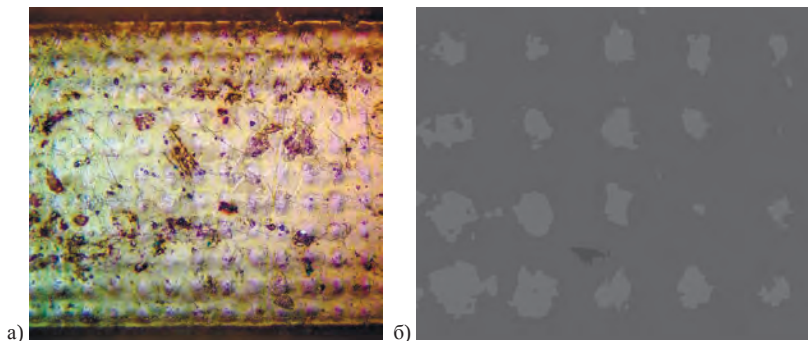


Рис. 1. а) поверхность стенки одномодового волновода диапазона 250 ГГц из омедненного фотополимера в оптическом микроскопе в поляризованном свете; б) результаты цифрового восстановления глубины неоднородностей поверхности участка этого волновода, градации серого по 1 мкм

Магнетронное напыление, как имеющее минимальную среди методов металлизации возможную толщину, не увеличивает глубину неровностей. Для данной технологии толщина слоя металла может быть меньше 1 мкм, что является недостаточным для нижней части интересующего частотного диапазона. Для частот менее 100 ГГц достаточной является толщина не менее 5 мкм, что требует большого времени осаждения. Однако и для более высоких частот медное магнетронное напыление меньшей толщины имеет неудовлетворительные характеристики, поскольку без защитного покрытия быстро окисляется даже в воздушной среде с небольшой относительной влажностью, и может заметно ухудшить свои свойства в течение нескольких недель. Эта проблема может быть решена только при использовании более дорогих металлов. Тем не менее, магнетронное напыление медью может быть эффективно использовано в качестве первого этапа для подготовки проводящей поверхности перед последующим гальваническим осаждением более толстого слоя металла.

Измерения показали, что параметры химического и гальванического покрытия медью также могут быть подобраны таким образом, чтобы характеристики компонентов незначительно отличались от традиционных аналогов на частотах до 500 ГГц.

3. Заключение

Исследовано рассеяние и поглощение СВЧ-излучения в диэлектрических и металлизированных структурах, напечатанных на 3D-принтерах. Оба типа структур, напечатанных по технологии FDM, по-видимому, применимы только на частотах до 100 ГГц. При печати по технологии SLS отличия от расчетных характеристик становятся существенными начиная с частоты около 200 ГГц, а фотополимерные принтеры позволяют работать на частотах по крайней мере до 500 ГГц. Технология металлизации начинает оказывать заметное влияние на характеристики уже на частотах от 100 ГГц, в зависимости от типа устройства.

Список литературы

1. Sun J., Hu F. Three-dimensional printing technologies for terahertz applications: A review // *Int J RF Microw. Comput. Aided Eng.* 2020. Vol. 30. No. e21983. P. 1-17. <https://doi.org/10.1002/mmce.21983>
2. Tomassoni C., Bozzi M. Microwave Components Realized by Additive Manufacturing Techniques // *Radioengineering.* 2020. Vol. 29, No. 1. P. 1-9.
3. Vlasov S.N. et al. Wideband windows for millimeter- and submillimeter-wave vacuum devices // *Radiophys. and Quantum Electron.* 2020. Vol. 63. No. 2. P. 115–123.

Формирование низкотемпературных AuNi/n⁺-Si омических контактов на основе эвтектических сплавов Ni₃Si и Ni₂Si

^{1,2,3} Н.А. Торхов, ¹ М.С. Клещенко, ² В.А. Новиков, ¹ Т.В. Зарецкая

¹ Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов
Россия, 634034, г. Томск, ул. Красноармейская 99 А

² Томский государственный университет, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36

³ Севастопольский государственный университет,
Россия, 299053, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

Аннотация: Обнаруженная зависимость работы выхода свободной поверхности n⁺-Si {111} от ее морфологии позволяет получать низкоомные омические AuNi/n⁺-Si контакты при низких (≤400 °C) температурах отжига без использования высокотемпературных эвтектических сплавов в переходе металл-полупроводник.

1. Введение

Относительно высокие температуры отжига AuNi/n⁺-Si {111} низкоомных омических контактов накладывают определенные ограничения на порядок технологических операций изготовления кремниевых приборов на основе p-n-переходов. Прежде всего это связано с температурами образования при нормальном давлении на интерфейсе металл-полупроводник эвтектических сплавов ди- (NiSi₂, T≥600 °C, R_Ω=10⁻⁵ – 10⁻⁶ Ом×см²) и моно-силицидов (NiSi, T>>350 °C, R_Ω=10⁻⁴ – 10⁻⁵ Ом×см²) кремния [1] обеспечивающих в соответствии с физическими механизмами формирования омических контактов (ОК) необходимые омические сопротивления R_Ω [2].

В связи с эти в работе описываются механизмы формирования низкоомных AuNi/n⁺-Si {111} ОК при более низких температурах.

2. Эксперимент

Обнаруженная методом зонда Кельвина АСМ зависимость работы выхода шлифованной поверхности n⁺-Si {111} сопротивлением 0.01 Ω от её морфологии позволяет получать ОК со значениями R_Ω=(4-6)×10⁻⁵ Ом×см² при более низких T≤400 °C температурах отжига без формирования высокотемпературной эвтектики в области интерфейса М-П (рис. 1). Исследование фазового состава и структурных параметров полученных ОК методами рентгеноструктурного анализа (XRD) дифрактометром XRD-6000 на CuKα-линии излучения с использованием баз данных “PDF 4+”, а также программы полнопрофильного анализа “POWDER CELL 2.4” выявило полное отсутствие “высокотемпературных” фаз и присутствие в числе прочих (Au₃Ni, Ni и Au) “низкотемпературных” фаз Ni₃Si и Ni₂Si (T=200 – 350 °C) (Рис. 2).

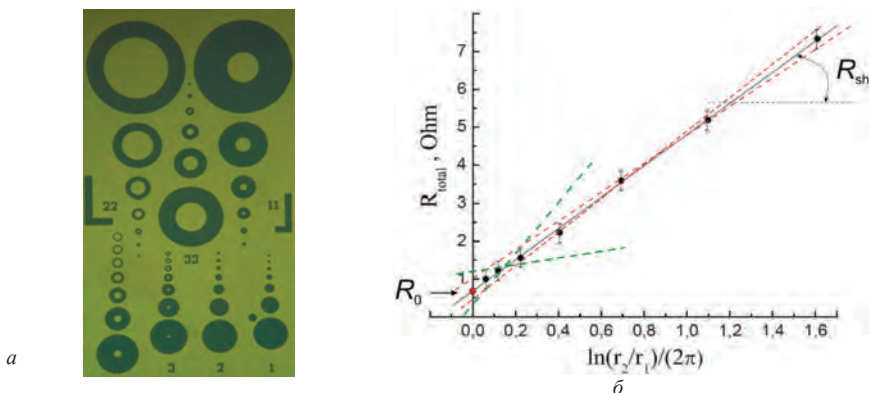


Рис. 1. Чип, содержащий отожженные при T≈400 °C AuNi/n⁺-Si {111} тесты RTLM (Radial Transmission Line Method) ОК – а) и результаты измерения для RTLM (погрешность метода <10%): r₁=Const, r₂=parameter, s= parameter – б)

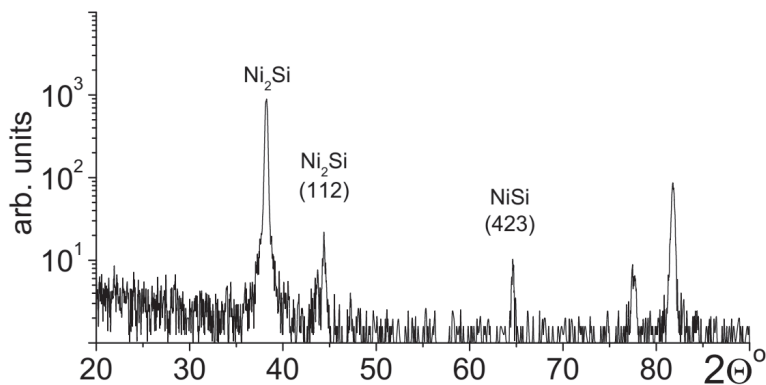


Рис. 2. XRD-спектр образца AuNi/n⁺-Si{111} отожженного при T≈400 °C

3. Заключение

Обнаруженная зависимость работы выхода свободной поверхности p⁺-Si {111} от ее морфологии позволяет получать низкоомные омические AuNi/n⁺-Si контакты при низких (≤400 °C) температурах отжига без использования высокотемпературных эвтектических сплавов в переходе металл-полупроводник.

Список литературы

1. Тонкие пленки. Взаимная диффузия и реакции. Под ред. Дж. Поута, К.Тн.Дж. Майера. Пер. с англ. 1982 г. М.: Мир. 576 С.
2. Бланк Т.В., Гольдберг Ю.А. Механизмы протекания тока в омических контактах металл-полупроводник. Обзор. ФТП. 2007. Т. 41. № 11. С. 1281-1308.

Особенности эпитаксиального наращивания структур кремния для СВЧ-диодов

Дубкова А.С., Рябов В.Н., Тарасов И.В., Хахин Н.Б.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

МО г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная 2А, Российская Федерация
Dubkova.a.s@mail.ru

Аннотация: В работе были получены эпитаксиальные структуры кремния методом газофазной эпитаксии при пониженных температуре и давлении. Рассмотрены сегрегационные особенности легирования тонких слоев кремния бором и мышьяком.

1. Введение

Кремниевые СВЧ диоды, работающие в мм диапазоне длин волн, предъявляют строгие требования к многослойным эпитаксиальным структурам, на которых они создаются. Тонкие слои (0,2 мкм и менее) должны различаться не только уровнем легирования, но и типом проводимости (п и р). Поскольку СВЧ диоды работают в жестких режимах, слои также должны быть бездефектными.

Эпитаксиальные структуры кремния типа $p^{++}pp^{++}$ и $p^{++}np^{++}$ для нахождения оптимальных режимов легирования бором и мышьяком тонкого p^{+} и n^{+} -слоя соответственно наращивались при пониженных давлении и температуре в реакторе методом пиролиза моносилана. Толщина слоя и уровень его легирования зависит от многих параметров процесса. С учетом наличия сегрегации примеси варьировались режимы предварительного запуска легирующей добавки – диборана и арсина в реактор (с целью насыщения приповерхностного слоя), роста и отжига после роста (для уменьшения влияния на наращивание последующих слоев) [1,2].

2. Эксперимент

Было обнаружено, что уровень легирования p -слоев, граничащих с p^{+} -слоем, почти не зависит от уровня легирования подложки p^{++} ($4 \cdot 10^{19}$, $1,5 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$), но зависит от температуры наращивания, и чем выше температура, тем выше уровень. Это совпадает с написанным ранее в работе [3], что автолегирование бором уменьшается при понижении температуры осаждения слоя, а автолегирование мышьяком – увеличивается. Также было замечено, что профиль легирования переходных областей p^{+} -слоя зависит не только от режима наращивания слоя, но и от режимов предварительного запуска легитур в реактор и отжига слоя. И есть отличия при легировании слоев бором и мышьяком или фосфором. Для примера на рисунке 1 приведены профили легирования p^{+} -слоя структур $p^{++}pp^{++}$ после измерения вольт-фарадных характеристик и их расчета.

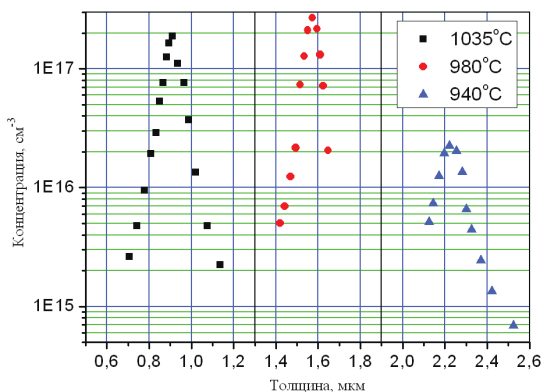


Рис. 1. Профили легирования p^{+} -слоя структур $p^{++}pp^{++}$ типа, температура предварительного запуска 940°C, 980°C, 1035°C

Структуры получены при температуре роста 940°C, варьировались лишь температура предварительного запуска и расход легитур (в небольших пределах), последнее впрочем не должно сказываться на толщине p^{+} -слоя.

Использование мышьяка в качестве легирующей примеси позволяет получать слои с высоким уровнем легирования более тонкими. На рисунке 2 представлен профиль распределения мышьяка в эпитаксиальной структуре кремния $p^{++}np^{++}np^{++}$ -типа (наращивание при температуре 950°C с последующим отжигом), полученный с помощью вольт-фарадных измерений.

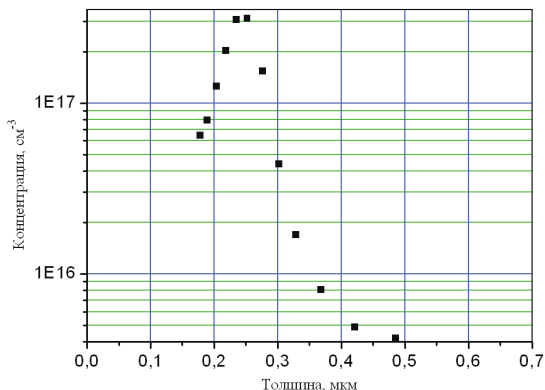


Рис. 2. Профиль распределения мышьяка в структуре кремния $p^{++}np^{++}np^{++}$ -типа

3. Заключение

Для изготовления кремниевых СВЧ диодов с улучшенными характеристиками, большей мощностью и расширенным в сторону высоких частот рабочим диапазоном необходимы эпитаксиальные структуры с тонкими (0,1 мкм и менее) n - и p - слоями. Получение таких структур возможно газофазной эпитаксией при пониженном давлении 10-20 кПа и температуре 850 - 950°C в реакторе путем пиролиза моносилана. При этом необходимо учитывать влияние эффекта сегрегации примесей в приповерхностных слоях во время наращивания. Закономерности легирования n - и p - слоев различаются. В зависимости от приборных задач получение тонких слоев (пиков) требует технологической оптимизации всех этапов наращивания. Исследования поверхностной сегрегации примеси бора и мышьяка при оптимизации режимов наращивания тонких слоев кремния будут продолжены.

Список литературы

1. Никулов, В.В. Сегрегационная модель автолегирования кремния в эпитаксиальном слое / В.В. Никулов, В.Н. Власов // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-электроника. – 1988. – Вып. 10 (414). – С. 53-54.
2. Эрвье, Ю.Ю. О накоплении примеси в адсорбционном слое в процессе легирования при молекулярно-лучевой эпитаксии / Ю.Ю. Эрвье // Материалы электронной техники – 2013. – №2. – С. 4-10.
3. Зи, С. Технология СБИС в 2 кн. / Под ред. С. Зи. – М: Мир, 1986. – 453 с.

Технология изготовления многослойных композиционных материалов с повышенными теплофизическими характеристиками для производства деталей СВЧ-приборов

¹Ермаков А.В., ²Костишин В. Г., ¹Жуков Р.А., ¹Романова Ю.В.

¹АО «НПП «Исток» им. Шокина»

г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация

electro2130@mail.ru

²МИСИС

119991, Москва, Ленинский проспект, д. 4, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается использовать в качестве материала теплоотводящих оснований транзисторов и микросхем, рассчитанных на высокий уровень мощности многослойные композиционные материалы на основе меди и молибдена (или его сплавов с медью). Слоистая структура материала позволяет сочетать высокую теплопроводность меди, а также жесткость и низкий ТКЛР молибдена для изготовления металлокерамических корпусов.

1. Введение

Одним из последствий развития современных эффективных полупроводниковых приборов является увеличение плотности выделяемой мощности, и, как итог, повышение рабочей температуры приборов. Вследствие чего растет потребность в новых материалах с улучшенными теплофизическими свойствами и совместимостью с материалами по температурному коэффициенту линейного расширения (ТКЛР). Не маловажным аспектом применения таких материалов является то, что они должны иметь хорошие механические свойства, исключающие деформацию деталей, как в процессе изготовления корпусов, так и при сборке и последующей эксплуатации. [1]

2. Теория

Анализ механизмов возникновения отказов в электронных приборах из-за влияния окружающей среды показал, что их основной причиной является повышенная температура. К примеру, по данным Национального управления по аэронавтике и исследованию космического пространства (NASA), 90% выходов из строя оборудования происходит в результате разрыва контактов из-за механических напряжений, вызванных высокой температурой. Так, более половины (55%) отказов военной электроники в ВВС США обусловлено термическими эффектами. [2] Поэтому в последние годы множество исследований и разработок, особенно в США и Японии, посвящено созданию новых материалов с улучшенными теплоотводящими свойствами для корпусов мощных полупроводниковых приборов.

Широкое распространение находят слоистые композиционные материалы. За счет особенности строения, применение таких металлических композиций позволяет не только повысить надежность и долговечность приборов, но и существенно сократить расход дорогостоящих цветных металлов и расходы на производство за счет исключения нескольких операций из цикла.

Разработана технология изготовления многослойных композиционных материалов

Cu-Mo-Cu и Cu-МД40-Cu (с соотношением слоев 1:3:1) для теплоотводящих оснований металлокерамических корпусов. Основные параметры указаны в таблице. Данные материалы изготавливаются методом диффузионной сварки в вакууме с последующей прокаткой.

Одной из особенностей данных слоистых теплоотводящих материалов является то, что при разработке новых конструкций теплоотводов есть возможность менять ТКЛР и теплопроводность конечного композита изменяя лишь соотношение и толщину слоев, т.е. без кардинальных изменений в технологии производства.

Таблица. Основные характеристики разработанных композитных материалов

Тип (состав)	Наименование параметра, ед. изм.	Показатель
Cu/Mo/Cu	Теплопроводность, Вт/м×°К	170-210
	Показатель герметичности, м ³ ×Па/с	4,0×10 ⁻¹¹
	ТКЛР, (20-300°С), °К ⁻¹ , ×10 ⁻⁶	7,0±0,2
Cu/МД40/Cu	Теплопроводность, Вт/м×°К	233-251
	Показатель герметичности, м ³ ×Па/с	2,6×10 ⁻¹¹
	ТКЛР, (20-300°С), °К ⁻¹ , ×10 ⁻⁶	8,7±0,3

В отличие от используемых в настоящее время композиционных материалов, изготовленных методами порошковой металлургии, данные слоистые материалы за счет использования на поверхности слоев бескислородной меди лишены такого недостатка, как наличие поверхностной неоднородности, что облегчает процесс химической подготовки поверхности для последующего нанесения функциональных и защитных покрытий.

3. Заключение

Предложено использовать в качестве теплоотводящих оснований транзисторов и микросхем многослойные композиционные материалы Cu-Mo-Cu и Cu-МД40-Cu ввиду сочетания высокой теплопроводности и близости по ТКЛР с керамикой LTCC и AlN. На основе разработанной технологии изготовлены образцы теплоотводящих оснований. Представлены технологические параметры полученных материалов, а также сравнение их основных характеристик с наиболее часто применяемыми материалами при изготовлении металлокерамических корпусов мощных транзисторов и микросхем.

Список литературы

1. Бондарь Д. Компоненты и технологии теплопроводящие материалы для мощных полупроводниковых корпусов // Металлические и композитные. № 12. 2014. С. 155-160.
2. Потапов Д. Композитные теплоотводящие материалы для изделий электроники // Электроника: наука, технология, бизнес. № 9. 2015. С. 102-107.

Технология нанесения гальванического покрытия на композиционные материалы с повышенными теплофизическими свойствами для производства деталей СВЧ

Леонтьев Н.А., Трошин И.Ю., Ревин Е.А., Ермаков А.В., Лихачева И.Е., Курдогло Е.Д.

АО «НПП «ИСТОК» им. Шокина» г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
kolik-1993@mail.ru

Аннотация: Современное приборостроение нуждается в использовании материалов, сочетающих в себе высокую теплопроводность и низкий термический коэффициент линейного расширения. Актуальными являются работы по созданию новых материалов, удовлетворяющих этим требованиям. К таким материалам относятся ВД-15 и МД-10,5 полученные по технологии порошковой металлургии методом жидкофазного спекания, SiC-Al изготавливается методом пропитки, и Cu/Mo/Cu и Cu/МД-40/Cu полученные методом диффузионной сварки в вакууме. Нанесение гальванических покрытий позволяет значительно расширить возможности применения этих композитных материалов.

1. Введение

При разработке новых мощных транзисторов и микросхем особое внимание уделяют тепловым и электрофизическим параметрам теплоотводящих оснований и корпусов. Выбор материалов для этих теплоотводящих оснований и корпусов мощных полупроводниковых приборов обусловлен соответствием основным параметрам, таким как: теплопроводность, согласованность по термическому коэффициенту линейного расширения (ТКЛР) и т.д. Зачастую, такого сочетания разнородных свойств трудно добиться, используя обычные металлы или сплавы [1]. В результате, решить выше указанные проблемы помогает использование композиционных материалов.

Псевдосплав вольфрама с медью (ВД-15) и псевдосплав молибдена с медью (МД-10,5) изготавливаются по технологии порошковой металлургии методом жидкофазного спекания. Металломатричный композиционный материал карбида кремния с алюминием (SiC-Al) изготавливается методом пропитки.

Многослойные композиционные материалы, состоящие из материалов с низким ТКЛР молибден и псевдосплав МД-40 плакированные слоями бескислородной меди (Cu/Mo/Cu и Cu/МД-40/Cu соответственно) получают методом диффузионной сварки в вакууме.

Нанесение гальванических покрытий позволит значительно расширить возможности применения этих композиционных материалов.

2. Теория

Целью выполнения работы является: создание технологии подготовки и нанесения гальванического покрытия на композитные материалы с повышенными теплофизическими свойствами; испытания этих образцов после нанесения на них функционального покрытия.

В подготовке поверхности образцов из композиционного материала ВД-15 перед нанесением функциональных покрытий основную роль играет травление. Лучший результат в качестве травильного раствора показала тройная смесь на основе перекиси водорода и муравьиной кислоты с временем выдержки 10 секунд. Более длительное время травления приводит к разрушению материала.

В качестве покрытия для ВД-15, из-за пористости материала, было выбрано химическое никелирование с последующим нанесением гальванического никеля.

Для подготовки поверхности изделий из МД-10,5 необходимо последовательно производить травление в растворе калия железосинеродистого с натрия гидроокисью; в растворе соляной кислоты; в растворе окиси хрома; в смеси кислот с тиомочевинной. Время обработки в раствор калия железосинеродистого с натрия гидроокисью 40-60 секунд. При более длительном времени травления происходит растрав поверхности материала, а недостаточное время травления приводит к вспучиванию покрытия.

При подготовке поверхности изделий из SiC-Al необходимо точно соблюдать время травления в щелочи. В случае превышения времени травления происходит выявление на поверхности изделий из SiC-Al карбида кремния.

Основное покрытие для изделий из SiC-Al - это химический никель. Важнейшей задачей на предприятии при многократном использовании раствора химического никелирования является необ-

ходимость контролировать в процессе работы содержание фосфитов в растворе. Было установлено, что превышение концентрации фосфитов более 32 г/л приводит к некачественному покрытию. Кроме того, необходимо наличие в ванне деталей из алюминия в растворе химического никелирования во время проведения процесса покрытия изделий из SiC-Al, так как это создает необходимое условие для начала реакции восстановления никеля на поверхности SiC-Al. После нанесения химического никеля на образцы из SiC-Al можно наносить любые сочетания гальванических покрытий.

При подготовке поверхности изделий из Cu/Mo/Cu и Cu/МД-40/Cu необходимо точно соблюдать время травления. В качестве раствора травления выбран раствор смеси кислот с тиомочевинной, время обработки 10-20 секунд. В случае превышения времени травления происходит растравливание поверхности медной пластины. Более короткое время травления недостаточно для подготовки поверхности молибдена (МД-40) на торцевой поверхности образца, что в дальнейшем приведет к отслаиванию гальванического покрытия. При работе с многослойным композитным материалом обработка с использованием ультразвука недопустима, так как может привести к расслаиванию материала.

В качестве покрытия для многослойного композитного материала типа Cu/Mo/Cu и Cu/МД-40/Cu, было выбрано никелирование с предварительным нанесением тонкого слоя гальванического никеля с последующим отжигом в водороде при 800 °С.

3. Заключение

Все образцы выдержали следующие испытания: контроль прочности сцепления функционального покрытия был проведен методом нагрева, согласно п.5.9 ГОСТ 9.302-88; испытание на воздействие изменения температуры среды, с максимальным значением температуры 85°С и минимальным значением -65°С, проводили методом 205-1 согласно ГОСТ 20.57.406-81; испытание на воздействие повышенной влажности воздуха: относительная влажность воздуха 98% при температуре 40°С, проводили методом 207-2 согласно ГОСТ 20.57.406-81.

Нанесение никелевых покрытий на композиционные материалы с повышенными теплофизическими свойствами, рассмотренные в данной работе, дает возможность пайки деталей из таких материалов и позволяет увеличить срок службы изделий.

Список литературы

1. Потапов, С. Композитные теплоотводящие материалы для изделий электроники. Электроника: наука, технология, бизнес. 2015 г., 9, стр. 102-107.

Частотно-избирательные поверхности на основе периодических структур и технологии безмасочной фотолитографии¹

Шамсутдинова Е.С., Смирнов А.В., Фионов А.С., Колесов В.В.

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова Российской академии наук
г. Москва, 125009, ул. Моховая 11, стр. 7, Российская Федерация

Аннотация: методом безмасочной фотолитографии изготовлены образцы частотно-избирательных поверхностей (ЧИП), измерены S -параметры образцов ЧИП в полосе частот 17.44...25.86 ГГц, установлено, что характеристики отражения и ослабления многослойных структур на основе образцов ЧИП определяются их параметрами, в частности, количеством слоев и расстоянием между слоями.

1. Введение

Частотно-избирательные поверхности (ЧИП) представляют собой периодические структуры, характеризующиеся особым взаимодействием с электромагнитным излучением. Такие поверхности находят широкое применение: при создании антенн, в том числе содержащих фрактальные структуры [1, 2, 3]; обтекателей, поглотителей [4], электромагнитных фильтров [5], резонаторов [6] и др. Варьируя размер элементарной ячейки структуры поверхности, можно добиться чувствительности в определенной зоне электромагнитного спектра.

Значительные перспективы имеют гибридные комбинации ЧИП с различными функциональными материалами (поглощающими, магнитными, диэлектрическими, полупроводниковыми, графитовыми), на основе которых возможно создание активных сред, в частности материалов с искусственной запрещенной зоной, беспроводных передатчиков энергии и пр.

2. Технология

В представленной работе была апробирована технология изготовления частотно-избирательных поверхностей с помощью безмасочной фотолитографической установки Smart Print (Microlight 3D, Франция). В качестве носителя использовали фольгированный диэлектрик ФЛАН-М толщиной 1 мм, на который наносился положительный фоторезист S1813SP15 толщиной 2 мкм с помощью настольной центрифуги для нанесения резистов SM-180-BT (Швейцария). После этого структура выдерживалась 30 мин при температуре 90-95°C, и затем на слое фоторезиста создавался узор, изображенный на рисунке 1, толщина линий 0.2 мм, расстояние между элементами структуры 0.1 мм. Далее ненужная часть фоторезиста удалялась проявителем П-236А-МФ, излишняя часть меди стравливалась хлорным железом, и, в заключение, остатки фоторезиста удалялись ацетоном. Для волновых измерений вырезались пластины размером 35×15 мм² по размеру окна волновода.

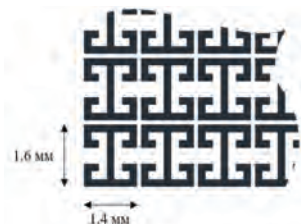


Рис. 1. Полученный металлический узор на пластине

3. Параметры матрицы рассеяния

Для измерения S -параметров изготовленные пластины помещали в волновод сечением 35×15 мм², который посредством волноводно-коаксиальных переходов диапазона 17.44...25.86 ГГц был подключен к измерительным портам векторного анализатора цепей Anritsu MS4644A. Исследовались 4 варианта заполнения сечения волновода: одна пластина; пакет из двух пластин; пакет из четырех пластин; четыре пластины, расположенные на некотором расстоянии друг от друга (5...10 мм). Ре-

¹ Работа выполнена при поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации. (Проект № МК-1503.2020.8) и Российского фонда фундаментальных исследований 18-29-23042 мк.

зультаты исследований представлены на рисунке 2, причем пара S_{21} - S_{11} соответствует случаю падения волны на пластины со стороны подстилающего диэлектрика.

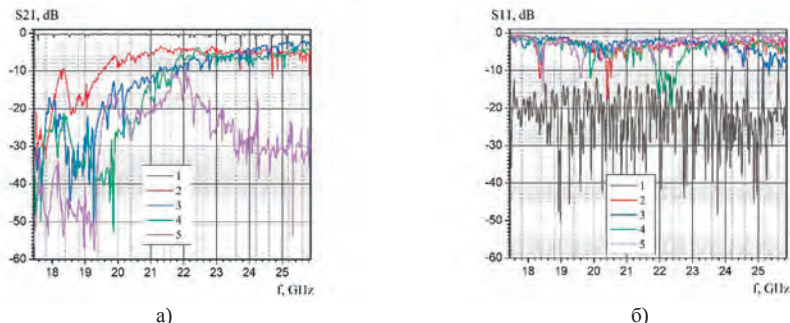


Рис. 2. S-параметры тракта с пластинами: 1 – незаполненный волновод, 2 – одна пластина, 3 – две пластины, 4 – четыре пластины, 5 – четыре пластины на расстоянии друг от друга

Анализ полученных данных показывает, что с увеличением количества пластин в волноводе на нижних частотах диапазона (17.44...22 ГГц) растет величина ослабления (коэффициент S_{21}) электромагнитной волны: 20 дБ для одной пластины, 40 дБ для двух и четырех; ширина полосы частот ослабления также увеличивается. При этом происходит смещение по частоте и изменение ширины полос слабого, величиной -8...-12 дБ, отражения (коэффициент S_{11}). В случае размещения четырех пластин на расстоянии друг от друга до 30 дБ увеличивается ослабление и на верхних частотах диапазона (22...25.86 ГГц).

4. Заключение

В работе было установлено, что характеристики отражения и ослабления многослойных структур на основе образцов ЧИП, изготовленных методом безмасочной фотолитографии, в полосе частот 17.44...25.86 ГГц определяются их параметрами, в частности, количеством слоев и расстоянием между слоями. Кроме того, технология позволяет варьировать размер и форму элементов, основу материала, заполнение между слоями, создавать различные конфигурации согласующих и переходных слоев и т.п. Следовательно, частотно-избирательные поверхности на основе периодических структур и технологии безмасочной фотолитографии являются перспективной основой для создания многослойных электродинамических сред с заданными частотными характеристиками. Особенностью выбранной топологии частотно-избирательной структуры является возможность изменения степени заполнения поверхности резонансными элементами. Кроме того, существует возможность формирования в добротных резонансных подструктурах сосредоточенных емкостных элементов, которые позволяют реализовать нелинейное поведение ЧИПов при их покрытии тонкими пленками из материалов с нелинейными свойствами. Изменение геометрии спиральных концов резонансных элементов также позволит, не изменяя общей топологии ЧИП регулировать ее частотные свойства.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации. (Проект № МК-1503.2020.8) и Российского фонда фундаментальных исследований 18-29-23042 мк.

Список литературы

1. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. М.: Университетская книга, 2005. 848 с.
2. Банков С. Е., Пангонис Л. И., Фролова Е. В. Проектирование и экспериментальное исследование излучателей для антенных решеток на ЕВГ-волноводах // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55. №. 11. С. 1285-1295.
3. Смирнов А. В., Горбачев И. А., Горбунова А. В., Колесов В. В., Кузнецова И. Е. Моделирование фрактальной ректенны методом конечных элементов для сбора РЧ энергии в Wi-Fi диапазоне // Математические методы в технике и технологиях-MMTT. 2020. Т. 12. С. 28-31.
4. Ding, Y., Li, M., Su, J., Guo, Q., Yin, H., Li, Z., & Song, J. Ultrawideband Frequency-Selective Absorber Designed with an Adjustable and Highly Selective Notch // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020.
5. Gonçalves Machado, G., Cahill, R., Fusco, V., & Conway, G. Frequency selective superstrate absorber for wideband RCS reduction of metal-backed antennas // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2021. Vol. 15. No. 4. P. 441-450.
6. Зима В. Н., Корж И. А. Пьезоэлектрические тонкопленочные резонаторы СВЧ диапазона // Техника радиосвязи. 2008. №. 13. С. 152-160.

Разработка технологии формирования прозрачных проводящих плёнок ИТО методом реактивного магнетронного распыления при комнатной температуре

Бурдыкин М.С., Захарченко Р.В., Шостаченко С.А., Каргин Н.И.

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

г. Москва, Каширское шоссе 31, 115409, Российская Федерация

msburdykin@mephi.ru

Аннотация: В данной работе были получены плёнки ИТО методом реактивного магнетронного распыления металлической мишени при комнатной температуре (без использования нагрева подложки) и без последующего отжига с поверхностным сопротивлением менее $50 \text{ Ом}/\square$ и пропусканием в видимой области спектра более 90%. Исследовано влияние соотношения кислорода в газовой смеси, а также скорости напыления на конечные свойства плёнок.

1. Введение

Оптически прозрачные электропроводящие плёнки широко применяются в оптоэлектронике и фотонике в качестве оптически прозрачных электродов для светодиодов, солнечных батарей, устройств отображения информации, в качестве нагревательных элементов на стекле и на полимерных плёнках. Для данных применений необходимы вещества, обладающие одновременно высокой прозрачностью и электропроводностью. Оксид индия-олова (ИТО) является одним из наиболее широко используемых прозрачных проводящих материалов из-за его основных свойств: высокой электропроводности, оптической прозрачности и относительной простоты получения. В настоящее время существенно возрос интерес к низкотемпературным технологиям получения ИТО [1-6], но в подавляющем большинстве публикаций предусматривается нагрев подложек выше температуры кристаллизации ИТО (до $200\text{--}400^\circ\text{C}$) в процессе или после окончания процесса напыления плёнки, поскольку процессы «с нагревом» значительно устойчивее и их многократно проще контролировать. Тогда как, для некоторых применений (взрывная литография, структуры с низкой температурной устойчивостью) нагрев недопустим. Исследователями отмечается, что при низких температурах слои ИТО имеют аморфную структуру и характеризуются сильной зависимостью своих основных свойств от содержания кислорода.

2. Эксперимент

Экспериментальные плёнки ИТО толщиной 100 нм на стеклянных подложках были получены методом реактивного магнетронного распыления металлической мишени из сплава 90% In_2O_3 и 10% SnO_2 . Во время распыления суммарный поток газов Ar/O_2 был зафиксирован на значении 60 sccm, а концентрация кислорода в этой смеси изменялась от 5 до 20% (от 3 до 12 sccm с шагом 3), мощность магнетрона составляла 200 Вт. Давление в камере во время процесса составило 9×10^{-4} Торр.

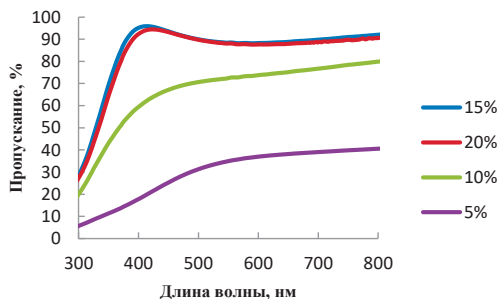


Рис. 1. Спектры относительного пропускания плёнок ИТО в зависимости от концентрации кислорода в газовой смеси Ar/O_2 в процессе напыления

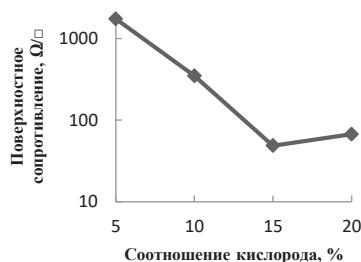


Рис. 2. Зависимость поверхностного сопротивления плёнок ИТО от концентрации кислорода в газовой смеси Ar/O_2 в процессе напыления

Для полученных образцов были измерены спектры относительного пропускания (рис. 1.), а также их поверхностное сопротивление. Максимальное значение усреднённого коэффициента пропускания в видимом спектре (380 - 780 нм) наблюдалась у пленок с соотношением кислорода 15% и составило 91,65%. Как можно наблюдать на графике зависимости поверхностного сопротивления пленок от концентрации кислорода (рис. 2.), пленки с 15% концентрацией O_2 обладают не только максимальным значением коэффициента пропускания, но и самым низким значением сопротивления - 48,5 Ом/□. Остальные результаты измерений отображены в таблицах 1 и 2.

Усреднённое значение коэффициента пропускания в видимом спектре, %	36,24	75,52	91,65	90,52
Концентрация кислорода, %	5	10	15	20

Табл. 1. Усредненное значение коэффициента пропускания в видимом спектре пленок ИТО с различной концентрацией кислорода в газовой смеси Ar/O_2 в процессе напыления

Поверхностное сопротивление, Ом/□	1732	348	48,5	67
Концентрация кислорода, %	5	10	15	20

Табл. 2. Значения поверхностного сопротивления пленок ИТО с различной концентрацией кислорода в газовой смеси Ar/O_2 в процессе напыления

Стоит отметить, что полученные результаты справедливы только при конкретной скорости напыления, которая в данном случае составляла 2 Å/с. Снижение скорости до 1 Å/с (снижение мощности до 100 Вт) при неизменном потоке газов приводило к небольшому ухудшению прозрачности и увеличению поверхностного сопротивления. Образцы, полученные при скорости 3 Å/с (повышение мощности до 300 Вт), были практически непрозрачными и имели поверхностное сопротивление порядка 5 КОм/□. Данный факт связан с тем, что при увеличении скорости распыления также необходимо повышать суммарный поток подаваемых газов для увеличения количества ионов, бомбардирующих мишень.

3. Заключение

При напылении пленок ИТО методом реактивного магнетронного распыления на холодную подложку стоит обратить особое внимание на наличие и концентрацию кислорода в подаваемой газовой смеси, т.к. оно оказывает значительное влияние на прозрачность и поверхностное сопротивление данных пленок. Путем изменения процентного соотношения кислорода в газовой смеси Ar/O_2 было подобрано такое значение (15%), при котором удалось добиться поверхностного сопротивления - 48,5 Ом/□ и усредненного коэффициента пропускания пленок - 91,65%. Эти результаты были получены при мощности магнетрона 200 Вт и суммарном потоке газов 60 ссст, скорость напыления при данных параметрах составила 2 Å/с.

Список литературы

1. Amosova L. P. Electrooptical properties and structural features of amorphous ITO // *Semiconductors*. 2015. Vol. 49. P. 414–418.
2. Wang X.J., Si J.L., Yang D.L., Gu J.H., Lu J.X. Preparation of ITO thin films by RF magnetron sputtering at low temperature // *Journal of Synthetic Crystals*. 2015. Vol. 44. P. 1516-1522.
3. Li J., Jiang L., Chen M., Li X., Wei Y., Zhang X., Ma Y., Yan Y. Research progress in preparation and crystallization technologies of amorphous ito film // *Journal of Aeronautical Materials*. 2018. Vol. 38. P. 24-35.
4. M.G. Sousa, A.F. da Cunha Optimization of low temperature RF-magnetron sputtering of indium tin oxide films for solar cell applications // *Applied Surface Science*. 2019. Vol. 484. P. 257-264.
5. Simon D.K., Schenk T., Dirnstorfer I., Fengler F.P.G., Jordan P.M., Krause A., Mikolajick T., Tröger D. Comparative study of ITO and TiN fabricated by low-temperature RF biased sputtering // *Journal of Vacuum Science & Technology*. 2016. Vol. 34. P. 021503.
6. Bhorde A., Waykar R., Nair S., Borate H., Pandharkar S., Aher R., Waghmare A., Vairale P., Naik D., Jadkar S. Room temperature synthesis of transparent and conducting indium tin oxide films with high mobility and figure of merit by RF-magnetron sputtering // *Journal of Electronic Materials*. 2019. Vol. 48. P. 7192-7202.

Обзор низкотемпературной и высокотемпературной технологий изготовления высоконадежных корпусов для СВЧ электроники.

Преимущества и недостатки, на примере НТСС корпусов компании Egide (Франция)

¹Нестеров Д. Н.

¹Общество с ограниченной ответственностью «СД Солюшнс»
г. Санкт-Петербург, ул. Маяковского 12а, 603950, Российская Федерация
info@sdsolutions.ru

Аннотация: Предлагается обзор технологий создания высоконадежных корпусов для микроэлектроники, рассматриваются основные параметры, преимущества и недостатки, характеристики и технологические особенности. Сравнение технологических возможностей будет сделано на примере высоконадежных высокотемпературных корпусов Egide (Франция).

Современная электронная промышленность наращивает объемы производства интегральных микросхем различного типа и различного уровня качества. Рост объема производимых полупроводниковых изделий составляет от 4 до 6% от года к году с тенденцией к увеличению роста в будущем [1]. Подхлестывает потребность в элементной базе увеличивающаяся цифровизация в области автомобильной промышленности, увеличение числа, сложности, пропускной способности сетей беспроводной передачи данных, развитие сектора интернета вещей и др. Большая часть производимой элементной базы, как СВЧ, цифровой или силовой выполняется в корпусированном исполнении с использованием пластиковых корпусов. Однако для тех случаев, когда к элементной базе предъявляются повышенные требования по надежности, либо предполагается использование в расширенных диапазонах эксплуатационных параметров, либо сам компонент выступает в роли критичного элемента (например, в части высокого тепловыделения), использование пластиковых корпусов является нецелесообразным. В этом случае разумно остановиться на выборе корпусирования в металлокерамический корпус, выполненный по технологии высокотемпературной либо низкотемпературной керамики. Преимуществом керамических корпусов являются близкое к кремнию либо материалам группы АЗВ5 значение КТР, высокая теплопроводность, широкий температурный диапазон использования (что важно и для процесса сборки и эксплуатации), высокие прочностные характеристики, более высокая гидрофобность, более простой в освоении техпроцесс герметизации.

В данном докладе будут изложены основы технологии изготовления корпусов из высокотемпературной и низкотемпературной керамики и на основании анализа открытых данных ведущих производителей Европы, США и Азиатско-Тихоокеанского региона применительно к технологическим возможностям реализации СВЧ и оптоэлектронных изделий на основе многослойной керамики [2—5]. В частности: технологический процесс трафаретной печати по толстополюсочной технологии, формирование полупроводников, технологический процесс производства многослойной керамики, сбор в стек, ламинирование, обжиг, электрохимические операции для НТСС технологии, разделение керамического стека. Для технологии LTCC будет освещена возможность создания встроенных резисторов и слоев с высокой диэлектрической проницаемостью.

По результатам анализа технологий будут представлено качественное и количественное сравнение электрических, тепловых и механических характеристик материалов корпусов, выполненных на зарубежных фабриках с использованием различных технологических процессов и материалов. Применительно к СВЧ задачам будет сделан обзор диэлектрических потерь в изделиях на основе многослойной керамики, и тангенса угла диэлектрических потерь для различных используемых материалов [2—5].

Отдельным блоком, на примере возможностей и предложений французской компании-производителя корпусов Egide будет изложен подход к организации теплоотвода в конструкции металлокерамических НТСС корпусах и использовании псевдоламинатных либо алмазоподобных материалов для создания термоотводящих оснований корпусов различного конструктива, подставлены возможности по созданию корпусов по техническому заданию заказчика и по использованию САПР ANSYS HFSS для СВЧ моделирования характеристик корпусов микросхем [3].

Список литературы

1. Consumer Electronics Market Size By Product (Audio & Video Equipment [Personal, Professional], Major Household Appliance, Small Household Appliance, Digital Photo Equipment [Personal, Professional]), By Application (Personal, Professional), Industry Analysis Report, Regional Outlook, Growth Potential, Competitive Market Share & Forecast, 2020-2026 [Fortune business insights] – Режим доступа: URL: <https://www.gminsights.com/industry-analysis/consumer-electronics-market>

2. High Temperature Cofired Ceramic (HTCC), Low Temperature Cofired Ceramic (LTCC), and Ultralow Temperature cofired Ceramic (ULTCC) Materials M.T. Sebastian and Heli Jantunen Microelectronics Research Unit, Faculty of Information Technology and Electrical Engineering, University of Oulu, Oulu, Finland
3. Innovative Hermetic Solutions, EGIDE, Company & Products Overview 2019 – RF and Space Package Solutions
4. High Temperature Cofired Ceramic (HTCC) Package Design and Applications Presented at iMAPS New England Ken McGil-livray
5. Public Material- und Designrules for Working Group Microsystems, LTCC and HTCC, Fraunhofer institute

Разработка миниатюрных микрополосковых ферритовых развязывающих приборов повышенного уровня мощности для АФАР X-диапазона частот¹

Семенов А.С., Алексеев А.А., Цыберт А.В., Безруков А.Ю.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

Аннотация: В докладе рассмотрены конструктивные и технологические особенности, возникающие перед разработчиком при создании микрополосковых ферритовых развязывающих устройств для комплектации приёмопередающих модулей активных фазированных антенных решёток X-диапазона частот. Приведены результаты разработок микрополосковых ферритовых X-циркулятора и вентиль-циркулятора повышенного уровня мощности с уменьшенными массогабаритными характеристиками.

1. Введение

В настоящее время наиболее перспективными антенными устройствами в бортовых радиолокационных средствах контроля воздушного пространства являются активные фазированные антенные решётки (АФАР), основным элементом которых являются СВЧ приёмопередающие модули (ППМ). Для обеспечения необходимого распределения СВЧ сигналов и устойчивой работы ППМ АФАР применяются микрополосковые ферритовые развязывающие приборы (МФРП) [1,2].

В последние годы наиболее востребованы разработки ферритовых вентиль-циркуляторов и X-циркуляторов для ППМ АФАР, работающих в X-диапазоне частот. К ферритовым приборам, разрабатываемым для комплектации современных ППМ АФАР предъявляются повышенные требования по массогабаритным характеристикам и по уровню входной непрерывной мощности.

В рамках научно-исследовательской работы, проводимой в НПП «Исток» была поставлена задача разработать миниатюрные микрополосковые X-циркулятор и вентиль-циркулятор для комплектации перспективной АФАР [1, 2].

2. Расчет и моделирование конструкции приборов

Ключевым элементом любого ферритового развязывающего прибора является ферритовый материал, за счёт которого удаётся достичь невзаимных свойств у прибора в заданном диапазоне частот. Существующие ферритовые материалы вносят свои особенности при разработке ферритовых приборов, определяя в них предельно достижимые параметры и характеристики. Поэтому, для обеспечения малых потерь на повышенном уровне мощности в разрабатываемых ферритовых приборах, был разработан ферритовый материал с кристаллической структурой граната с добавлением ионов самария – ФГМ -140(1).

С помощью разработанных в НПП «Исток» измерительных методик и стендов [3], были измерены электромагнитные параметры заготовок из ФГМ-140(1). Затем был проведён расчёт конструкции разрабатываемых приборов, их электродинамическое моделирование и последующая оптимизация. Электродинамические модели и полученные S-параметры разрабатываемых МФРП представлены на рисунке 1 и в таблице 1.

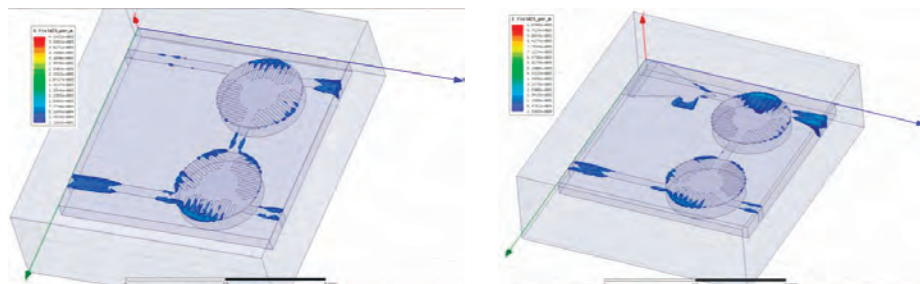


Рис. 1. Распределение электрического поля в X-циркуляторе (слева) и вентиль-циркуляторе (справа) X-диапазона частот

Таблица 1. S-параметры моделей разрабатываемых приборов X-диапазона частот

Тип прибора	Рабочая полоса частот, %	Прямые потери, не более $\alpha_{пр}$, дБ		Развязка, не менее $\alpha_{раз}$, дБ	
		Плеч 1-2	Плеч 2-3	Плеч 2-1	Плеч 3-2
Х-циркулятор	19	0,45	0,7	20	27
Вентиль-циркулятор	18	0,45	0,72	20	32

Таким образом, с помощью электродинамического моделирования и последующей оптимизации, удалось разработать конструкции МФРП X-диапазона, удовлетворяющие заданным требованиям.

3. Изготовление макетов Х-циркуляторов X-диапазона частот

По разработанной в АО НПП «Исток» технологии были изготовлены макеты циркуляторов X-диапазона частот (рис.2) и проведено измерение их электрических характеристик. Для улучшения согласования по второму плечу X-циркуляторов, в их конструкцию был добавлен подстроечный элемент. Сравнение измеренных электрических параметров макетов X-циркуляторов (таблица 2) с параметрами моделей (таблица 1) показало хорошую сходимость.

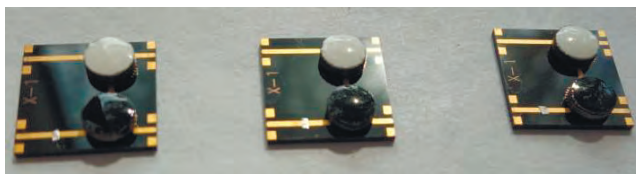


Рис. 2. Макеты Х-циркуляторов X-диапазона частот

Таблица 2. Электрические характеристики макетов Х-циркулятора

ТЗ / Макеты	Рабочая полоса частот, %	Прямые потери, не более $\alpha_{пр}$, дБ		Развязка, не менее $\alpha_{раз}$, дБ	
		Плеч 1-2	Плеч 2-3	Плеч 2-1	Плеч 3-2
Требования по ТЗ	10	0,5	1,1	20	27
Характеристики макетов	12	0,45	0,9	20	29

4. Заключение

В ходе проведенной работы были рассчитаны конструкции миниатюрных вентиль-циркулятора и X-циркулятора для комплектации ППИМ АФАР X-диапазона частот. Изготовленные в ходе работы миниатюрные X-циркуляторы обладают уменьшенными массогабаритными характеристиками и расширенной полосой рабочих частот, а также имеют «квазикопланарные» входы для увеличения КПД СВЧ приёмопередающих модулей АФАР. В настоящее время идёт изготовление макетов вентиль-циркуляторов.

Список литературы

- Семенов А.С., Семенов М.Г., Налогин А.Г., Семенов А.С., Першина Л.К., Василевский В.А. Комплект ферритовых приборов для применения в модулях АФАР X-диапазона частот на повышенный уровень мощности // Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1, «СВЧ – Техника», выпуск 3 (538), 2018 г., с. 8-16.
- Семенов А.С., М.Г. Семенов, Л.К. Першина, В.А. Подуваев. Современные тенденции развития полосковых ферритовых развязывающих приборов S- и X-диапазонов // Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1, «СВЧ – Техника», выпуск 1 (532), 2017 г., с. 6-17.
- Семенов А.С., Налогин А.Г., Семенов М.Г., Мясников А.В. Метрологическое обеспечение разработок ферритовых материалов для сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Сборник статей VI Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2017 г., с. 27-31.

Крутильная мода магнитоэлектрического эффекта в области магнитоакустического резонанса для двухслойной ферромагнетик-пьезоэлектрической структуры, основанной на бидоменном ниобате лития¹

¹ Соколов О. В., ¹ Бичурин М. И., ¹ Леонтьев В. С.

¹ Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 173003, Российская Федерация
o-v-sokolov@mail.ru

Аннотация: Исследуется крутильная мода магнитоэлектрического эффекта в области магнитоакустического резонанса для двухслойной магнитострикционно-пьезоэлектрической структуры. В качестве магнитострикционной фазы используется пермаллой 50Н, а в качестве пьезоэлектрической фазы – бидоменный ниобат лития срез (1-10). Использование бидоменного пьезоэлектрика позволяет получить магнитоакустический резонанс путем наложения ферромагнитного резонанса с одной из достаточно высоких гармоник электромеханического резонанса.

1. Введение

Как известно [1], магнитоэлектрический (МЭ) эффект в двухфазном слоистом композите заключается в индукции электрического напряжения в пьезофазе при ее намагничивании (прямой эффект) и, наоборот, в изменении магнитного состояния магнитофазы при подключении электрического напряжения к пьезофазе (обратный эффект). Теоретически и экспериментально установлено, что (МЭ) эффект значительно возрастает при переходе из низкочастотного диапазона в область электро-механического резонанса (ЭМР). Это связано с усилением механических деформаций, которые передают возбуждения между фазами композита. Известны результаты изучения МЭ эффекта в диапазоне различных режимов ЭМР: планарного, изгибного и сдвигового [1]. В последнее время возник интерес к изучению крутильной моды МЭ эффекта [2,3]. В данной работе рассмотрена крутильная мода МЭ эффекта в области магнитоакустического резонанса (МАР) в слоистом композите пермаллой 50 Н / бидоменный ниобат лития. Такая постановка задачи, когда ЭМР накладывается на ФМР, особенно интересна в плане разработки перспективных СВЧ-устройств.

2. Теория

Для возбуждения в двухслойном МЭ композите крутильной моды пьезоэлектрик должен обладать ненулевым пьезокоэффициентом d_{36} , а чтобы его можно было сделать бидоменным, он должен быть сегнетоэлектриком. Поэтому в качестве материала для пьезоэлектрической фазы был выбран образец, специальным образом вырезанный из среза (1-10) ниобата лития. Два таких одинаковых образца были поляризованы вдоль толщины в противоположных направлениях и соединены в один бидоменный образец. Сверху был нанесен тонкий слой пермаллоя 50Н толщиной 100 нм.

Ось X проведем вдоль длины образца в соответствующей плоскости симметрии образца, ось Y вдоль оси вращения композитной балки при крутильных колебаниях в направлении ширины образца (см. рис. 1).

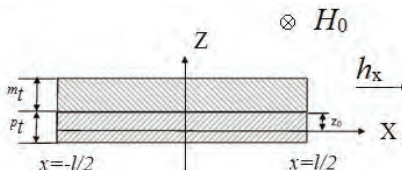


Рис. 1. Приложение постоянного и переменного магнитных полей к двухслойному МЭ композиту для возбуждения крутильной моды

Постоянное подмагничивающее магнитное поле H_0 направлено по оси Y (ось одноосной анизотропии пермаллоя 50Н), переменное магнитное поле h_x направлено по оси X. Возникающее переменное электрическое напряжение измеряется между ферромагнитным слоем и электродом, расположенным на нижней стороне пьезоэлектрика.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00391.

Для построения теоретической модели исследуемого явления использовались уравнение движения намагниченности ферромагнетика, уравнения эластодинамики для обоих слоев, соответствующие краевые условия для вращения свободного образца. Так как поперечное сечение композита представляет собой очень узкий прямоугольник, то для более точного расчета кручения использовалась гипотеза Сен-Венана [4]. Была найдена зависимость МЭ коэффициента по напряжению от частоты переменного магнитного поля. Она показана на рис. 2. Расчет сделан для следующих размеров: ширина и толщина пьезоэлектрика – 17,75 мкм, длина композитного образца – 150 мкм. Такая ширина соответствует одной из высоких гармоник ЭМР. Добротность резонанса взята $Q=100$.

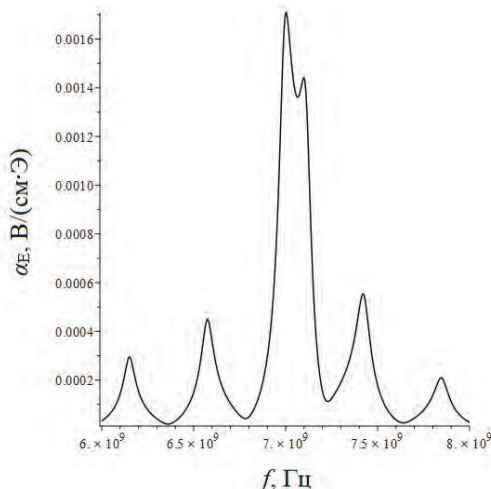


Рис. 2. Зависимость МЭ коэффициента по напряжению от частоты переменного магнитного поля

Результаты, представленные на рис. 1, показывают, что при использовании бидоменного пьезоэлектрика уже относительно большие размеры МЭ композита (десятки мкм) позволяют получать значимые значения МЭ коэффициента по напряжению в области МАР.

3. Заключение

Предложено использование бидоменного ниобата лития в качестве пьезоэлектрической фазы МЭ композита для наблюдения крутильной моды МЭ эффекта в области МАР. Показано, что это предложение позволяет получить значение МЭ коэффициента по напряжению 0,0017 В/(см·Э) при относительно больших размерах композитного образца (десятки мкм). Полученные результаты могут быть в дальнейшем применены при разработке перспективных МЭ СВЧ-устройств.

Список литературы

1. Bichurin M. I., Petrov V. M., Petrov R. V., Tatarenko A. S. Magnetolectric composites. Pan Stanford Publishing Pte. Ltd. (Singapore), 2019. 280 p.
2. Sokolov O. V., Bichurin M. I. Torsional modes in the magnetoelectric effect for a two-layer ferrimagnet-piezoelectric YIG / GaAs structure // J. Phys.: Conf. Ser. 2020. 1658 012054.
3. Spetzler B., Golubeva E. V., Friedrich R.-M., Zabel S., Kirchhof C., Meyners D., McCord J., Faupel F. Magnetoelastic Coupling and Delta-E Effect in Magnetolectric Torsion Mode Resonators // Sensors. 2021. 21(6):2022.
4. Тимошенко С. П., Гудьер Дж. Теория упругости. М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1979, 560 с.

Нелинейные эффекты в периодических ферромагнитных структурах, управляемых спин-поляризованным током¹

Матвеев О.В., Морозова М.А.

Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, ул. Астраханская, 83, 410012, Россия

Аннотация: В настоящей работе проведено теоретическое исследование влияния спин-поляризованного тока на нелинейные эффекты в периодических ферромагнитных структурах. Показана возможность управления порогами формирования нелинейных эффектов при помощи спин-поляризованного тока положительной и отрицательной полярности.

Важной современной задачей СВЧ микроэлектроники является исследование способов управления спиновыми волнами в ферромагнитных структурах. Одним из таких направлений исследований является магنونная спинтроника [1], занимающаяся изучением взаимодействия спиновых волн со спин-поляризованным током. В качестве объекта исследований такого взаимодействия используются слоистые тонкопленочные структуры типа ферромагнетик/нормальный металл. Электрический ток в нормальном металле, за счёт обратного спинового эффекта Холла, генерирует спиновый ток в перпендикулярном направлении [2]. Спиновый ток, в свою очередь, за счёт передачи крутящего спинового момента на интерфейсе ферромагнетик/нормальный металл приводит к усилению, либо ослаблению спиновой волны [3].

В настоящей работе исследуются возможности управления с помощью спинового тока нелинейными эффектами при прохождении спиновых волн в периодических ферромагнитных структурах – магнанных кристаллов, нагруженных слоем нормального металла, в котором распространяется спин-поляризованный ток. Эффект нелинейного переключения является одним из основных нелинейных эффектов в периодических структурах. Данный эффект заключается в следующем: если выбрать частоту входного сигнала в центре брэгговской запрещенной зоны периодической структуры, то увеличение мощности входного сигнала приводит к тому, периодическая структура начинает пропускать сигнал большей мощности [4].

В работе показана возможность управления положением запрещенной зоны: спин-поляризованный ток положительной полярности сдвигает запрещенную зону вниз по частоте, отрицательной полярности – вверх по частоте. Таким образом, добавление спинового тока приводит к изменению положения точки переключения между режимами пропускания и непропускания. Введение спинового тока положительной полярности позволяет наблюдать эффект переключения при меньшей амплитуде входного сигнала, отрицательной полярности – при большей (см. рис. 1). Кроме того, при фиксированной амплитуде входного сигнала, можно выделить точку нелинейного переключения по току – величину спинового тока, при которой происходит переключение между режимами пропускания и непропускания.

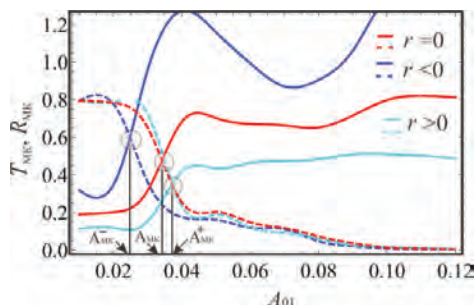


Рис. 1. Зависимость коэффициентов пропускания (сплошные кривые) и отражения (пунктирные кривые) от амплитуды входного сигнала

Список литературы

1. Chumak A.V. et al. Magnon spintronics// Nature Physics. 2015. V. 11. P. 453.
2. Hoffmann A., Bader S.D. Opportunities at the Frontiers of Spintronics// Phys. Rev. Applied. 2015. V. 4. P. 047001.
3. Pirro P. et al. Spin-wave excitation and propagation in microstructured waveguides of yttrium iron garnet/Pt bilayers// Appl. Phys. Lett. 2014. V. 104. P. 012402.
4. Sheshukova S.E. et al. Formation of gap solitons in a finite manonic crystal. // Phys. Wave Phenom. 2013. V. 21. №4. P. 304.

¹ Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 19-79-20121.

Принцип записи, хранения, считывания информации на основе периодических мультиферроидных структур с сегнетоэлектрическим гистерезисом¹

¹ Матвеев О.В., ^{1,2} Морозова М.А.

¹ Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, ул. Астраханская, 83, 410012, Россия

² Московский физико-технический институт
Московская область, г. Долгопрудный, Институтский пер., 9., 141701, Россия
olvmatveev@gmail.com

Аннотация: В работе проведено теоретическое исследование распространения спиновых волн в композитной структуре, состоящей из магнитного кристалла (МК), нагруженного пьезоэлектриком (ПЭ). Исследована возможность управления дисперсией спиновых волн при приложении электрического тока к пьезоэлектрическому слою. Показана возможность использования такой структуры в качестве ячеек энергонезависимой памяти.

Композитные мультиферроидные структуры открывают широкие возможности по управлению динамикой спиновых волн с помощью внешнего электрического поля. Один из способов такого управления реализуется благодаря магнитоэлектрическим эффектам [1]. Механизм влияния электрического поля заключается в комбинации обратного пьезоэлектрического эффекта и обратного магнитострикционного эффекта, в результате приложение электрического поля к пьезоэлектрику приводит к изменению внутреннего магнитного поля ферромагнитного слоя, что влияет на спин-волновую динамику. Сегнетоэлектрический гистерезис – неоднозначная петлеобразная зависимость поляризации материала от приложенного напряжения при циклическом изменении [3]. Изменение поляризации приводит к деформации материала, таким образом, величина деформации зависит от приложенного напряжения и так же обладает свойством гистерезиса [4]. Наличие сегнетоэлектрического и пьезоэлектрического гистерезиса в сегнетоэлектриках позволяет рассматривать такие двухкомпонентные структуры в качестве элементов энергонезависимой памяти.

В работе проведено численное моделирование дисперсионных характеристик спиновых волн в магнитном кристалле (МК), нагруженном пьезоэлектриком ПЭ. Основной особенностью периодических структур, в частности, МК, является формирование брэгговских запрещенных зон – полос непропускания для волн, длины которых кратны периоду структуры. Показано, что при приложении электрического поля отрицательной полярности запрещенная зона сдвигается вверх по частоте и расширяется, при приложении поля положительной полярности – сдвигается вниз по частоте и сужается, что объясняется изменением внутреннего магнитного поля МК за счет магнитоэлектрического эффекта. Данный эффект может быть использован для создания запоминающих устройств, принцип действия которых заключается в следующем. Приложение напряжения приводит к деформации ПЭ, однако в результате гистерезисной зависимости возвращение в исходное состояние возможно только при приложении коэрцитивного напряжения обратной полярности. Таким образом, ПЭ выполняет функцию хранения информации: биты 0 (либо 1) соответствуют разным значениям деформации ПЭ, которая задается при приложении коэрцитивного или насыщающего напряжения, соответственно. Спиновые волны в магнитном кристалле, чувствительные к состоянию пьезоэлектрика, позволяют осуществлять функцию чтения информации: биты 0 (либо 1) будут соответствовать попаданию (либо не попаданию) сигнала с контрольной частотой в брэгговскую запрещенную зону.

Данные результаты позволяют рассматривать подобные периодические структуры как в области обработки радиосигналов, так и ввиду наличия пьезоэлектрического гистерезиса в качестве мемристорных ячеек памяти для разрабатываемых нейроморфных архитектур.

Список литературы

1. Бухараев А.А. и др. Стрейнтроника — новое направление микро- и наноэлектроники и науки о материалах // УФН. 2018 Т. 188. С. 1288–1330.
2. Iijima T. et al. Ferroelectric and Piezoelectric Properties of Disk Shape Lead Zirconate Titanate Thick Films // Materials Transactions 2004. Vol. 45. № 2. P. 233.
3. Müller J. et al. Ferroelectric Zr_{0.5}Hf_{0.5}O₂ thin films for nonvolatile memory applications // Appl. Phys. Lett. 2011. Vol. 99. P. 112901.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-03049-мк.

Спектры магнитной проницаемости литий-титан-цинкового феррита с добавками двуокиси циркония¹

Журавлев В.А., Журавлева Е.В.

¹Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация
ptica@mail.tsu.ru

Аннотация: В работе исследовано влияние добавок ZrO_2 ($0 \div 3$ масс. %) на электромагнитные характеристики $LiTiZn$ феррита. Показано, что с увеличением добавки ZrO_2 происходит существенное изменение статической начальной проницаемости и спектров магнитной проницаемости, особенно в области процессов смещения доменных границ. Это свидетельствует об изменении микроструктуры исходного $LiTiZn$ феррита.

1. Введение

Ферриты химического состава $Li_{0.5}Fe_{2.5}O_4$, в котором ионы Fe^{3+} замещены ионами титана, цинка и марганца, представляют собой магнитомягкие материалы со структурой обращенной шпинели и находят широкое применение в различных устройствах СВЧ диапазона. Их свойства могут варьироваться в зависимости от состава, типа и количества присадок, а также от условий спекания [1-3]. Существуют разные типы добавок: одни образуют жидкую фазу во время спекания и тем самым влияют на микроструктуру феррита, другие располагаются на границах зерен как вторая фаза, которая проявляет очень высокое удельное сопротивление. Некоторые добавки могут встраиваться в решетку феррита, замещая ионы в тетраэдрических или октаэдрических положениях [4-5]. В работах [6-8] показано, что небольшие количества двуокиси циркония (ZrO_2) существенно изменяют микроструктуру, магнитные и механические свойства ферритов. Целью данной работы является исследование влияния добавки ZrO_2 ($0 \div 3$ масс. %) на электромагнитные характеристики $LiTiZn$ феррита.

2. Образцы и методики исследования

$LiTiZn$ феррит с химическим составом $Li_{0.65}Fe_{1.6}Ti_{0.5}Zn_{0.2}Mn_{0.05}O_4$ был получен твердофазной реакцией из смеси оксидов Fe_2O_3 , TiO_2 , ZnO , MnO_2 и углекислого лития Li_2CO_3 . Феррит синтезировался при $900^\circ C$ в течение 4 ч. После этого к ферритовому порошку добавляли 1 масс. % Bi_2O_3 для снижения температуры окончательного обжига и необходимое количество нанопорошка ZrO_2 (0; 0.5; 1.0; 2.0 и 3.0 масс. %). Прекурсоры тщательно перемешивали с помощью шаровой мельницы в течение 30 минут. Далее образцы прессовались и затем спекались при $1010^\circ C$ в течение 2 ч [8].

Спектры магнитной проницаемости (МП) в диапазоне частот $20\text{ Hz} \div 2\text{ MHz}$ измерялись с помощью прецизионного измерителя LCR Agilent E4980A, а в диапазоне частот $1\text{ MHz} \div 1\text{ GHz}$ применялся анализатор импеданса Keysight E4991B. Спектры МП в этих диапазонах частот определялись импедансным методом с помощью измерительной ячейки Keysight 16454A Magnetic Material Test Fixture [9]. Измерения спектров магнитной и диэлектрической проницаемостей на частотах $10\text{ МГц} \div 18\text{ ГГц}$ проводились в коаксиальной измерительной ячейке на векторном анализаторе цепей фирмы Микран типа Р4М-18. Использовался модифицированный R-T метод Николсона-Росса-Вира (Nicolson, Ross and Weir), описанный в работе [10]. Измерения спектров во всех указанных выше диапазонах проведены на одних и тех же тороидальных образцах с внешним диаметром $D = 7.0\text{ мм}$, внутренним диаметром $d = 3.05\text{ мм}$. Толщина образцов составляла $h \approx 1.5\text{ мм}$.

3. Спектры магнитной и диэлектрической проницаемостей

Спектры комплексной ДП особенностей в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц не имеют. Поэтому величины действительной (ϵ') и мнимой (ϵ'') частей проницаемости были усреднены и их значения приведены в третьей и четвертой строках Таблицы 1. Спектры магнитной проницаемости трех образцов представлены на рис. 1. Цветными горизонтальными стрелками вверх рисунков и разными цветами экспериментальных точек отмечены частотные диапазоны измерений участков спектра МП разными приборами. Результаты измерений действительной (μ') и мнимой (μ'') частей МП были верифицированы с помощью соотношений Крамерса — Кронига по методике [11]. Экспериментальные точки $\mu'(f_i)$ и $\mu''(f_i)$ интерполировались кусочно-линейными зависимостями и по соотношениям Крамерса — Кронига проводился расчет действительной части проницаемости по изме-

¹ Работа выполнена в рамках программы повышения конкурентоспособности ТГУ.

ренной мнимой ($\mu''(f_i)$) и мнимой части МП по измеренной действительной части ($\mu'(f_i)$). Результаты таких расчетов представлены на рис. 4 сплошными линиями.

Частотная зависимость комплексной МП $\mu(f) = \mu_{\text{дг}}(f) + \mu_{\text{ЕФМР}}(f)$ поликристаллических ферритов определяется двумя механизмами: процессами смещения и резонансами доменных границ ($\mu_{\text{дг}}(f)$) и естественным ферромагнитным резонансом (ЕФМР) во внутреннем эффективном поле магнитокристаллической анизотропии ($\mu_{\text{ЕФМР}}(f)$).

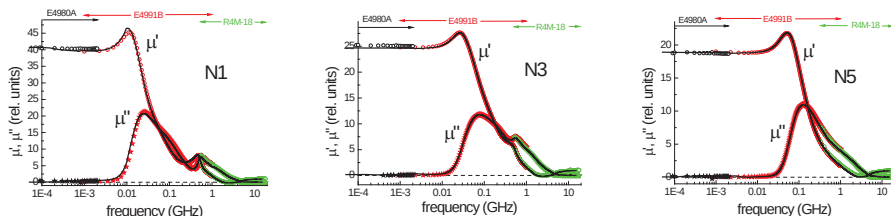


Рис. 1. Спектры комплексной магнитной проницаемости. Точки – экспериментальные данные. Результаты измерений разными приборами отмечены символами разных цветов

В РЧ диапазоне и НЧ части СВЧ диапазона процессы смещения и резонансы доменных границ играют определяющую роль. Полоса частот ЕФМР расположена выше. Таким образом, первый широкий максимум на зависимости $\mu''(f)$ обусловлен вкладом от $\mu_{\text{дг}}(f)$, а второй от $\mu_{\text{ЕФМР}}(f)$.

Образец	N1	N2	N3	N4	N5
ZrO ₂ , масс. %	0.0	0.5	1.0	2.0	3.0
ϵ' , отн. ед.	10.4	11.3	9.1	8.8	9.5
ϵ'' , отн. ед.	0.07	0.11	0.05	0.08	0.06
μ_0 , отн. ед.	39.6	31.0	25.0	21.7	18.8
$\mu''_{\text{дг max}}$, отн. ед.	21.2	15.1	11.8	11.3	11.0
$f_{\text{дг max}}$, МГц	25	46	77	113	120
$f_{\text{ЕФМР max}}$, МГц	544	639	560	—	—
H_a , Э	290	340	300	—	—

[7]. Резонансная частота ЕФМР $f_{\text{ЕФМР max}}$ и связанная с ней величина поля анизотропии H_a меняются мало. Это говорит о малом встраивании ионов Zr^{+4} в кристаллическую решетку феррита.

4. Заключение

Небольшие добавки двуокиси циркония в LiTiZn феррит существенно уменьшают статическую начальную МП μ_0 и максимальную величину $\mu''_{\text{дг max}}$, а частота максимума потерь $f_{\text{дг max}}$ существенно повышается. Это обусловлено повышением жесткости ДГ с ростом добавок ZrO_2 . Подобный эффект наблюдался в работе

Список литературы

- Xu F., Zhang D., Wang G., Zhang H., Yang Y., Liao Y., Jin L., Rao Y., Li J., Xie F., Gan G. Influence of LZN nanoparticles on microstructure and magnetic properties of Bi-substituted LiZnTi low-sintering temperature ferrites // Ceram. Int. 2019. Vol. 45. P. 1946-1949.
- Malyshev A.V., Lysenko E.N., Vlasov V.A., Nikolaeva S.A. Electromagnetic properties of $\text{Li}_{0.4}\text{Fe}_{2.4}\text{Zn}_{0.2}\text{O}_4$ ferrite sintered by continuous electron beam heating // Ceram. Int. 2016. Vol. 42. P. 16180-16183.
- Verma V., Gairola S.P., Pandey V., Tawale J.S., Su H., Kotanala R.K. High permeability and low power loss of Ti and Zn substitution lithium ferrite in high frequency range // J. Magn. Magn. Mater. 2009. Vol. 321. P. 3808-3812.
- Yu Z., Sun K., Li L., Liu Y., Lan Z., Zhang H. Influences of Bi_2O_3 on microstructure and magnetic properties of MnZn ferrite // J. Magn. Magn. Mater. 2008. Vol. 320. P. 919-923.
- Wang S.F., Yang H.C., Hsu Y.F., Hsieh C.K. Effect of SnO_2 , WO_3 , and ZrO_2 addition on the magnetic and mechanical properties of NiCuZn ferrites // J. Magn. Magn. Mater. 2015. Vol. 374. P. 381-387.
- Sun B., Chen F., Xie D., Yang W., Shen H. A large domain wall pinning effect on the magnetic properties of ZrO_2 added Mn-Zn ferrites // Ceram. Int. 2014. Vol. 40. P. 6351-6354.
- Long X., Liu Y., Yao G., Du J., Zhang X., Cheng J., Hua Z. Microstructure and mechanical properties of NiFe_2O_4 ceramics reinforced with ZrO_2 particles with different sintering temperatures // J. Alloys Comp. 2013. Vol. 551. P. 444-450.
- Lysenko E.N., Nikolaeva S.A., Surzhikov A.P., Ghyngazov S.A., Plotnikova I.V., Zhuravlev V.A., Zhuravleva E.V. Electrical and magnetic properties of ZrO_2 -doped lithium-titanium-zinc ferrite ceramics // Ceram. Int. 2019. Vol. 45. P. 20148-20154.
- Интернет ресурс: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/16454-90020.pdf>.
- Chalapat K., Sarvala K., Jian Li, Paraoanu G.S. Wideband Reference-Plane Invariant Method for Measuring Electromagnetic Parameters of Materials // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. 57. P. 2257-2267.
- Zhuravlev V. A., Suslyayev V. I. Analysis and correction of the magnetic permeability spectra of $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}$ hexaferrite by using Cramers-Kronig relations // Russian Physics Journal. 2006. Vol. 49. P. 840-846.

Применение метаструктуры на основе четырех сплит-кольцевых резонаторов¹

¹ Лобекин В. Н., ¹ Татаренко А. С., ¹ Бичурин М. И.

¹ Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Великий Новгород, 173003, Российская федерация
slavalobekin@gmail.com

Аннотация: В данной статье представлена конструкция метаструктуры на основе микрополосковой линии и четырех сплит-кольцевых резонаторов. Проведено компьютерное моделирование конструкции метаматериалов в программе ANSYS HFSS. В результате моделирования получена амплитудно-частотная характеристика. Приведенная конструкция метаструктуры на основе сплит-кольцевых резонаторов может быть выполнена на основе магнитоэлектрических материалов (МЭ) и обеспечивать электронную перестройку параметров метаматериалов.

1. Введение

Изучению метаматериалов, относящихся к искусственным материалам, посвящено много работ. Метаматериалы обладают уникальными и необычными свойствами, которых нет в природе, такими как, отрицательная диэлектрическая проницаемость ($\epsilon < 0$) и отрицательная магнитная проницаемость ($\mu < 0$) [1-4]. Основой конструкции метаматериалов являются субволновые резонаторы различных форм: π -форма, S-форма, U-форма, сплит-Н-форма и другие. Сплит-кольцевые резонаторы (SRR) являются фундаментальными строительными блоками для метаматериалов, которые могут обеспечивать требуемые значения магнитной и диэлектрической проницаемости. Преимущества SRR заключаются в их компактном размере, подавлении паразитных откликов и работе в широкополосном режиме. В ранних работах, пассивная часть СВЧ устройств была выполнена на основе полосковых линий передачи (микрополосковых, копланарных, щелевых). В данной статье предлагается вместо пассивной структуры использовать метаструктуру на основе сплит-кольцевых резонаторов. Похожая метаструктура на основе сплит-кольцевого резонатора и микрополосковой линии с включением ферритового элемента ЖИГ в форме сферы или диска позволяет осуществлять электронную перестройку с помощью магнитного поля. Приложение постоянного магнитного поля H_0 позволяет управлять резонансными параметрами данной структуры [5].

2. Конструкции метаструктуры

На рис. 1 представлена метаструктура на основе четырех сплит-кольцевых резонаторов, обладающих высоким резонансом на своей собственной частоте. Конструкция выполнена на подложке поликор ВК-100-1 на основе алюмооксидной керамики, размерами 30x24 мм и толщиной 1,90 мм, с относительной диэлектрической проницаемостью 10,2 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0023. Микрополосковая линия передачи является элементом возбуждения с волновым сопротивлением 50 Ом, сплит-кольцевой резонатор и заземление выполнено из меди с толщиной металлизации 0,009 мм. Размеры конструкции метаматериалов также представлены на рис. 1.

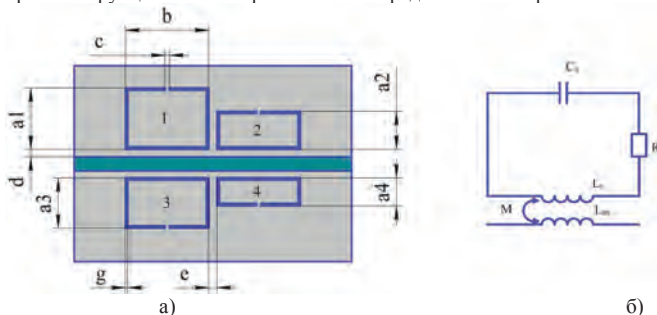


Рис. 1. Метаструктура на основе сплит-кольцевых резонаторов: а) конструкция метаструктуры с 4 сплит-кольцевыми резонаторами, $a_1 = 8$ мм, $a_2 = 6$ мм, $a_3 = 4,5$ мм, $a_4 = 3$ мм, $b = 7$ мм, $c = 0,15$ мм, $d = 0,65$ мм, $e = 2$ мм, $g = 0,2$ мм; б) эквивалентная электрическая схема

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00391.

3. Компьютерное моделирование сплит-кольцевого резонатора

Для исследования метаструктуры на основе сплит-кольцевых резонаторов, использовался метод компьютерного моделирования. Компьютерное моделирование выполнено с помощью пакета программ HFSS ANSYS, вычисляющего многомодовые S-параметры и электромагнитные поля в трехмерных пассивных структурах с помощью метода конечных элементов (Finite Element Method, FEM), включающий адаптивное генерирование и деление ячеек. Решения для электромагнитного поля, полученные из уравнений Максвелла, позволяют точно определить все характеристики СВЧ-устройства с учетом возникновения и преобразования одних типов волн в другие, потерь в материалах и на излучение и т.д.

В результате моделирования, получены амплитудно-частотные характеристики, представленные на рис. 2.

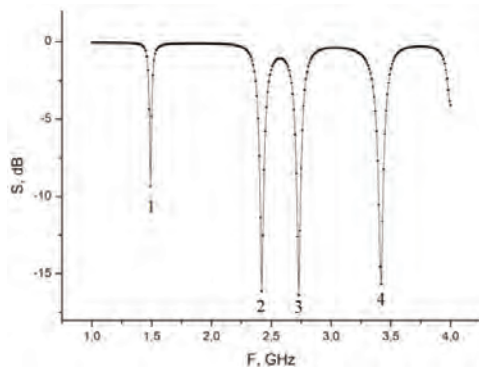


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика метаструктуры на основе четырех сплит-кольцевых резонаторов

4. Заключение

В работе рассмотрена структура метаматериалов на основе четырех сплит-кольцевых резонаторов и микрополосковой линии передачи. Проведено компьютерное моделирование структуры метаматериалов, получены амплитудно-частотные характеристики (S-параметры). Приведенная конструкция сплит-кольцевых резонаторов может быть использована в качестве измерительной системы для измерения диэлектрика и определение его неизвестной диэлектрической проницаемости, а также в качестве входного фильтра, настраивая резонаторы на заданную частоту, тем самым получая сигналы на 4 разных частотах. Выполнение структуры на основе магнитоэлектрических материалов позволит обеспечить магнитоэлектрическую перестройку с помощью электрического поля.

Список литературы

1. Withayachumnankul W., Fumeaux C., and Abbott D., Compact electric-LC resonators for metamaterials // Optics Express, Vol. 18, 2010, P. 25912-25921.
2. Sunbeam Islam S., Iqbal Faruque M. R., and Tariqul Islam M., A new direct retrieval method of refractive index for the metamaterial // Current Science, Vol. 109, 2015, P. 337-342.
3. Ebrahimi A., Withayachumnankul W., Al-Sarawi S., and Abbott D., High-Sensitivity Metamaterial-inspired Sensor for Microfluidic Dielectric Characterization // IEEE Sensors Journal, Vol. 14, 2014, P. 1345-1351.
4. Sunbeam Islam S., Rashed Iqbal Faruque M., and Tariqul Islam M., A new wideband negative-refractive-index metamaterial // Materiali in tehnologije/Materials and technology, Vol. 50, 2016, P. 873-877.
5. Лобекин В.Н., Снисаренко Д.В., Татаренко А.С., Бичурин М.И. Компьютерное моделирование метаструктуры с ферритовым элементом // Вестн. Новг. гос. ун-та. Сер.: Техн. науки. 2020, № 2 (118), стр. 40-42.

Исследование магнитострикционно-пьезополупроводниковых структур для изготовления магнитоэлектрического резистора¹

¹ Д.А. Петров, ¹ С.Н. Иванов, ¹ М.И. Бичурин

¹ Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 173003, Российская Федерация
petrov@okbplaneta.ru

Аннотация: Представлены результаты исследований магнитострикционно-пьезополупроводниковой структуры и практическое применение измеренной структуры в качестве магнитоэлектрического резистора. Задачей предложенного решения является повышение чувствительности резисторов к магнитному полю.

1. Введение

Исследования в области МЭ эффекта в различных материалах и формирование перспективных композиционных МЭ структур для приборов и устройств в последние годы активно ведутся во многих мировых научных центрах, причем число публикаций растет год от года. В настоящее время все больше научных групп переходит от исследования различных материалов к разработкам физических принципов создания, расчету и моделированию устройств, работа которых основана на МЭ эффекте [1-6]. Аналогами МЭ устройств выступают изделия магниточувствительной электроники, прежде всего, дискретные преобразователи магнитного поля (элементы Холла, магнитодиоды, магнитотранзисторы, магнитотиристоры, магниторезисторы) и интегральные приборы (магниточувствительные и магнитоуправляемые интегральные схемы).

2. Теория

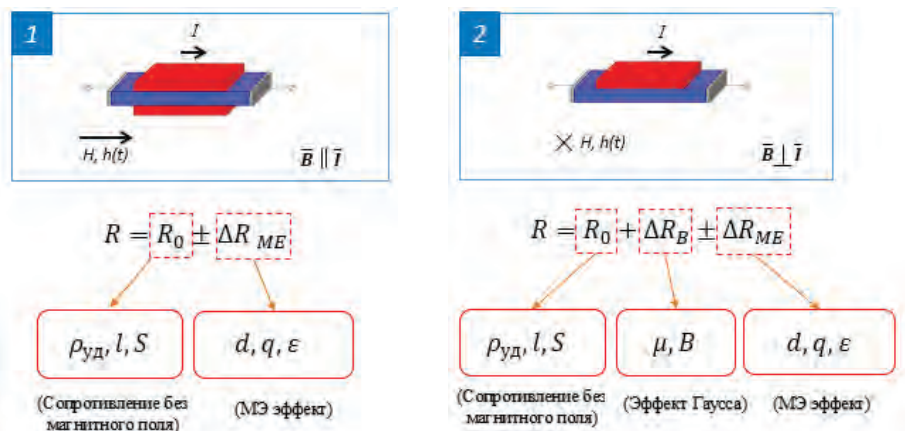
Магнитоэлектрический эффект заключается в появлении поляризации P во внешнем магнитном поле H или намагниченности M во внешнем электрическом поле E :

$$P_i = \alpha_{ij} H_j, \quad (1)$$

$$M_i = \alpha_{ij} / \mu_0 E_j, \quad (2)$$

где P – электрическая поляризация, M – намагниченность, E – электрическое поле, H – магнитное поле, α_{ij} – тензор магнитной восприимчивости, μ_0 – магнитная постоянная.

3. Магнитоэлектрический резистор на основе арсенид галлия (GaAs)



Для решения поставленной задачи предложен МЭ резистор, состоящий из магнитострикционно-пьезополупроводниковой структуры с градиентом намагниченности, работающий в области ЭМР, для управления сопротивлением резистора и двух омических контактов.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00168.

Благодаря наличию в такой структуре МЭ эффекта возможно резонансное увеличение магнитной чувствительности к магнитному полю в области электромеханического резонанса с использованием различных типов колебаний (продольной, поперечной, толщиной, изгибной, сдвиговой, крутильной мод). Предлагаемое решение позволяет получить повышение чувствительности резисторов к магнитному полю.

Таким образом, предлагаемая конструкция МЭ резистора позволяет повысить чувствительность датчиков магнитного поля, электрического тока, преобразователей, источников возобновляемой энергии, устройств медицинской техники и других устройств.

4. Заключение

Арсенид-галлиевый магнитоэлектрический резистор представляет собой резистор, выполненный из магниторезистивного полупроводникового материала и двух омических контактов, в качестве магниторезистивного полупроводникового материала которого применена композиционная магнито-стрикционно-пьезополупроводниковая структура с градиентом намагниченности, образованная высокоомной подложкой GaAs и магнито-стрикционным слоем, состоящим из метгласа и никеля. Предложенный арсенид-галлиевый магнитоэлектрический резистор обладает высокой чувствительностью к магнитному полю и может быть использован для создания устройств автомобильной электроники, автоматики, систем безопасности, биомедицинского оборудования, навигации, зондирования Земли и др.

Список литературы

1. С.В. Нан, М.И. Бичурин, Ш. Донг, Д. Виланд, Г. Сринивасан. Магнитоэлектрические композиционные мультиферроики. ИПЦ НовГУ им. Ярослава Мудрого, В. Новгород, 2008, 96 с.
2. S. Narendra Babu, Seong-Gi Min, Amin Yourdkhani, Gabriel Caruntu, and Leszek Malkinski. Magnetoelectric effect in AlN/CoFe bi-layer thin film composites. JAP 111, 07C720 (2012).
3. V.M. Laletin, A.I. Stognii, N.N. Novitskii, N.N. Poddubnaya, The magnetoelectric effect in structures based on metallized gallium arsenide substrates, Tech. Phys. Lett. 40 (2014) 969.
4. M.I. Bichurin, V.M. Petrov, V.S. Leontiev, S.N. Ivanov, O.V. Sokolov Magnetoelectric effect in layered structures of amorphous ferromagnetic alloy and gallium arsenide. JMMM 424, p.115–117 (2017).
5. S. Karmann, R. Helbig, and R. A. Stein. Piezoelectric properties and elastic constants of 4H and 6H SiC at temperatures 4–320 K. JAP 66, 3922 (1989); doi: 10.1063/1.344477.
6. A.V. Turutin, et al, Magnetoelectric matglas/bidomain y+140°-cut lithium niobate composite for sensing fT magnetic fields, Appl. Phys. Lett. 112, 262906 (2018).

Исследование и разработка физических принципов создания магнитоэлектрических диодов¹

¹ Иванов С.Н., ¹ Семенов Г.А., ¹ Петров Д.А., ¹ Леонтьев В.С.

¹ Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 173003, Российская Федерация
Gennady.Semenov@novsu.ru

Аннотация: Представлена работа по исследованию и разработке физических принципов создания магнитоэлектрических диодов.

1. Введение

Известно, что магнитоэлектрические диоды могут быть использованы в радиоэлектронике при разработке таких магниточувствительных устройств, как высокочувствительные датчики магнитного поля, электрического тока, электромагнитного поля, преобразователи, источники возобновляемой энергии и другие устройства. Основное применение магниточувствительных устройств заключается в создании на их основе систем автоматики, медицинского оборудования, автомобильной электроники, навигации, геологии, систем безопасности и др. Поэтому представленная работа по исследованию и разработке физических принципов создания магнитоэлектрических диодов весьма актуальна.

Магнитоэлектрический (МЭ) диод с внутренним магнитным полем представляет собой горизонтальный р-и-п - диод, выполненный из пьезополупроводникового материала, в качестве высокоомной области которого используется композитная магнитострикционно-пьезополупроводниковая структура с градиентом намагниченности, образованная высокоомной областью подложки GaAs и магнитострикционным слоем, состоящим из Метгласа и Никеля. Магнитоэлектрический диод с внутренним магнитным полем обладает компактной конструкцией, высокой чувствительностью к магнитному полю, низкой резонансной частотой и может быть использован в построении на их основе устройств автоматики, медицинского оборудования, автомобильной электроники, навигации, геологии, систем безопасности и др.

2. Теория

МЭ эффект в двухфазных композитных материалах, состоящих из магнитострикционной и пьезоэлектрической компонент, заключается в намагничивании материала при воздействии на него внешнего электрического поля и появлении электрической поляризации при воздействии внешнего магнитного поля [1]. Возможность взаимного преобразования магнитных и электрических полей делает такие композитные материалы перспективными для построения различных устройств функциональной электроники на их основе. Параметры таких устройств зависят от величины МЭ эффекта в композитном материале. Также известен гигантский МЭ эффект в области электромеханического резонанса (ЭМР) в двухфазных композитных материалах, состоящих из Арсенида Галлия и Никеля, Кобальта, Метгласа [2,3]. В работах [4,5] исследованы МЭ композиционные материалы с градиентом намагниченности магнитострикционной компоненты и градиентом поляризации сегнетоэлектрической компоненты. Наличие градиента намагниченности в таких материалах приводит к созданию внутреннего постоянного магнитного поля, что исключает необходимость во внешнем магнитном поле, обычно создаваемого внешними постоянными магнитами.

Учитывая положительные предыдущие наработки и с целью устранения известных недостатков магниточувствительных устройств был предложен МЭ диод с внутренним магнитным полем.

Для реализации МЭ диода с внутренним магнитным полем для управления сопротивлением базы диода вместо композитной магнитострикционно-пьезополупроводниковой структуры, образованной высокоомной подложкой GaAs и магнитострикционным слоем, предлагается использовать композиционную магнитострикционно-пьезополупроводниковую структуру с градиентом намагниченности на основе высокоомной подложки GaAs и магнитострикционного слоя, состоящего из Метгласа и Никеля. Наличие градиента намагниченности приводит к созданию внутреннего постоянного магнитного поля, что позволяет исключить из конструкции внешние постоянные магниты. Использование изгибных колебаний в области электромеханического резонанса позволяет снизить рабочую

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00168.

частоту такого прибора по сравнению с продольными колебаниями. Предлагаемое решение позволило получить следующий технический результат - упрощение конструкции и снижение резонансной частоты.

МЭ диод работает следующим образом (рис. 1): за счет внутреннего магнитного поля H_0 магнитострикционный слой, состоящий из Метгласа и Никеля, намагничивается до насыщения. Внешнее переменное модулирующее магнитное поле $h(t)$, приводит к периодической механической деформации магнитострикционного слоя с частотой модуляции за счет магнитострикции. Благодаря механической связи, возникающие в магнитострикционном слое механические деформации, передаются высокоомной области подложки GaAs. Модулированные механические деформации в высокоомной области подложки GaAs приводят к: (i) возникновению ЭДС в результате пьезоэлектрического эффекта; (ii) модуляции сопротивления базы; (iii) прямого тока диода за счет увеличения пути прохождения носителей заряда между областями р-типа и n-типа. Модуляция базы диода приводит к изменению вольт-амперной характеристики диода, измеряемой с помощью омических контактов.

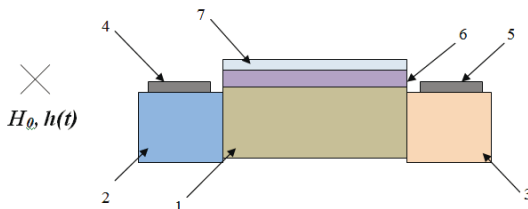


Рис. 1. Магнитоэлектрический диод с внутренним магнитным полем. 1 – высокоомная область, 2- область р-типа, 3 – область n-типа, 4 – омический контакт к области р-типа, 5 – омический контакт к области n-типа, 6 – магнитострикционный слой (Метглас), 7 – слой Никеля

3. Заключение

Таким образом, выполненная работа позволяет упростить конструкцию МЭ диода и снизить резонансную частоту, что повысит компактность и чувствительность магнитоэлектрических датчиков магнитного поля, электрического тока, преобразователей, источников возобновляемой энергии, устройств медицинской техники и других устройств.

Список литературы

1. Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Srinivasan G., Nan C.W. Магнитоэлектрические материалы - М.: Академия Естествознания, 2006. - 296 с.
2. Лалетин В.М., Стогний А.И., Новицкий Н.Н., Поддубная Н.Н. Магнитоэлектрический эффект в структурах на основе металлизированных подложек арсенида галлия // Письма в ЖТФ. - 2014. – Т. 40. – Вып. 21. – С. 71–77.
3. M.I. Bichurin, V.M. Petrov, V.S. Leontiev, S.N. Ivanov, O.V. Sokolov Magnetoelectric effect in layered structures of amorphous ferromagnetic alloy and gallium arsenide. JMMM 424, p.115–117 (2017).
4. M.I. Bichurin et al. Magnetoelectric Effect in the Bidomain Lithium Niobate/Nickel/Metglas Gradient Structure, 2019, Physica Status Solidi (b) DOI: 10.1002/pssb.201900398.
5. Бичурин М. И., Петров В. М., Семенов Г. А. Пат. 2363074 (РФ) Магнитоэлектрический материал для компонентов радиоэлектронных приборов от 27.07.2009.
6. Иванов С.Н. Бичурин М. И., Семенов Г. А. Пат. 195270 (РФ) Магнитоэлектрический диод от 21.01.2020.
7. Иванов С.Н. Бичурин М. И., Семенов Г. А. Пат. 195271 (РФ) Арсенид-галлиевый магнитоэлектрический диод от 21.01.2020.
8. Иванов С.Н. Бичурин М. И., Семенов Г. А. Пат. 2744931 (РФ) Магнитоэлектрический диод с внутренним магнитным полем от 17.03.2021.

О некоторых проблемах моделирования процессов взаимодействия широких электронных пучков с планарными СВЧ-структурами на основе нитрида галлия¹

^{1,*} Степович М. А., ^{1,**} Калманович В. В., ² Филиппов М. Н.

¹ Калужский государственный университет им. К.Э. Циолковского
г. Калуга, 248023, ул. Степана Разина, 26, Российская Федерация
*m.stepovich@mail.ru, **v572264@yandex.ru

² Институт общей и неорганической химии им. Н. С. Курнакова РАН
г. Москва, 119991, Ленинский пр., 31, Российская Федерация
mn@filippov.org.ru

Аннотация: Изложены результаты изучения особенностей математического моделирования процессов взаимодействия широких пучков киловольтных электронов с планарными СВЧ-структурами на основе нитрида галлия и различных материалов подложек.

Рассмотрена проблема особенностей математического моделирования взаимодействия широких пучков киловольтных электронов с полупроводниковыми материалами и структурами [1, 2]: потери энергии в GaN и подложечных материалах и диффузия неравновесных неосновных носителей заряда, генерируемых киловольтными электронами. Рассмотрены модели, позволяющие проводить расчеты в однородных мишенях и многослойных планарных полупроводниковых структурах СВЧ электроники. Модель независимых источников может быть использована как для однородных материалов, так и для неоднородных планарных структур. Согласно этой модели сначала находится распределение неравновесных неосновных носителей заряда (ННЗ), генерированных тонким планарным источником, после чего посредством интегрирования находится искомое распределение ННЗ:

$$D \frac{d^2 \Delta p(z, z_0)}{dz^2} - \frac{\Delta p(z, z_0)}{\tau} = -p(z) \delta(z - z_0), \quad D \left. \frac{d\Delta p(z, z_0)}{dz} \right|_{z=0} = v_s \Delta p(0, z_0), \quad \Delta p(\infty, z_0) = 0.$$

$$\Delta p(z) = \int_0^\infty \Delta p(z, z_0) dz_0.$$

При проведении расчетов также использовался матричный метод, позволяющий решать дифференциальные уравнения тепломассопереноса в многослойных планарных структурах конечной толщины с произвольным числом слоев.

$$D^{(i)}(z) \frac{d^2 \Delta p^{(i)}(z)}{dz^2} - \frac{\Delta p^{(i)}(z)}{\tau^{(i)}(z)} = -p^{(i)}(z), \quad i = \overline{1, n},$$

$$D^{(1)} \left. \frac{d\Delta p^{(1)}(z)}{dz} \right|_{z=0} = v_s^{(1)} \Delta p^{(1)}(0), \quad D^{(n)} \left. \frac{d\Delta p^{(n)}(z)}{dz} \right|_{z=l} = -v_s^{(n)} \Delta p^{(n)}(l).$$

Также рассмотрены вопросы корректности используемых математических моделей. Приведены некоторые результаты математического моделирования процессов взаимодействия широких электронных пучков с планарными структурами GaN и материалами подложек (SiC и Si).

Список литературы

1. Stepovich M.A., Seregina E.V., Kalmanovich V.V. and Filippov M.N. On some problems of mathematical modeling of diffusion of non-equilibrium minority charge carriers generated by kilovolt electrons in semiconductors // Journal of Physics: Conf. Series. 2021. Vol. 1740. Art. No. 012035.
2. Степович М.А., Калманович В.В., Сергина Е.В. О некоторых проблемах моделирования процессов взаимодействия электронных пучков с полупроводниковыми мишенями // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики: Сборник трудов международной научной конференции (7-9 декабря 2020 г., г. Воронеж, Воронежский государственный университет). – Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2021. – С. 1536-1543.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-03-00271 и частичной поддержке РФФИ и правительства Калужской области, грант № 18-41-400001.

Фотосенсоры на основе молекулярных пленок Ленгмюра — Блоджетт фталоцианина меди¹

¹ Горбачев И.А., ¹ Смирнов А. В., ¹ Колесов В.В.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, ул. Моховая, д.11, стр.7, 125009, Российская Федерация
Iiyagor36@gmail.com

Аннотация: В работе технология Ленгмюра — Блоджетт используется для формирования тонких мультислойных покрытий незамещенного фталоцианина меди для формирования фоточувствительного слоя. Изучалась светочувствительность полученных образцов к излучению различной длины волны, лежащей в различных областях спектра поглощения молекул фталоцианинов.

1. Введение

Пленочные структуры на основе молекул фталоцианинов металлов широко используются в различных областях техники, что связано с наличием в них полупроводниковых свойств. Особенностью фталоцианинов является возможность управлять их проводимостью различными способами, например путем адсорбции различных молекул или с помощью воздействия светом [1,2]. Последнее делает перспективным их использование при создании сенсорных платформ. Главной особенностью пленок фталоцианинов является наличие зависимости между чувствительностью сенсоров на их основе и ориентацией молекул фталоцианина в пленке [3]. Так пленки с параллельно ориентированными молекулами используются для создания газовых сенсоров, в то время как пленки с перпендикулярной ориентацией — для датчиков света, поскольку в последних процессы переноса заряда происходят наиболее эффективно [4]. Поэтому для создания подобных пленок перспективной является технология Ленгмюра-Блоджетт, которая позволяет сформировать упорядоченные пленки фталоцианинов, имеющих перпендикулярную ориентацию относительно подложки [5]. В данной работе были изучены электрические свойства пленок Ленгмюра-Блоджетт фталоцианина меди при различных условиях освещенности.

2. Создание пленок на основе фталоцианина меди

Для создания мультислойных пленочных структур на основе монослоев фталоцианина меди (CuPc) использовали технологию Ленгмюра-Блоджетт. Аликвоту раствора CuPc в диметилсульфооксиде (ДМСО) с концентрацией 1 мг/мл закапывали на поверхность водной субфазы, сжимали подвижными барьерами и при достижении величины поверхностного давления, равной 25 мН/м, переносили на твердые подложки, выполненные из стекла с нанесенной электродной структурой. Таким образом были сформированы пленки, содержащие 10 монослоев CuPc. Создание электродных структур происходило по следующей методике. На подложку из пироксина методом магнетронного напыления формировали пленку из алюминия толщиной 300 нм. Методом безмасочной литографии на подложке была сформирована электродная структура, расстояние между контактами составляло 24 мкм, количество контактов — 60.

3. Исследование электрооптических свойств пленок фталоцианина меди

На рисунке 1а представлен спектр поглощения пленки, содержащей 10 монослоев CuPc. Пик поглощения пленки имеет максимум на длине волны 800 нм и 650 нм. Поэтому для облучения были выбраны лазеры с длинами волн 405, 532 и 650 нм и мощностью 100 мВт. Положение пика излучения для лазера — 650 нм совпадает с полосой поглощения пленки CuPc. Лазер с длиной волны 532 нм находится в окне прозрачности пленки, а коэффициент поглощения пленкой излучения на длине волны 405 нм составляет порядка 0.25. Облучение проводилось в боксе, стенки и крышка которого были изготовлены из светопоглощающего материала, что исключало возможность воздействия фонового освещения на образец в процессе измерения. Для подвода излучения к образцу использовался световод, изготовленный из полиметилметакрилата, использование которого исключало температурное воздействие на образцы. На рисунке 1б приведены микроизображения морфологии пленки CuPc, полученные методом сканирующей туннельной микроскопии. Видно, что пленка имеет однородную по высоте структуру. Перепады высот пленки обусловлены особенностями рельефа пленки алюминия, на которую также была нанесена изучаемая пленка. На вставке рисунка 1б приведено изображение, по-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-57-18012.

лученное при использовании режима постоянной высоты метода СТМ. Видно, что пленка имеет стекловую структуру, т.е. состоит из упорядоченных молекул фталоцианина, ориентированных перпендикулярно плоскости подложки. Этот вывод можно сделать, основываясь на ширине стека, равной 1.2 нм. Она совпадает с размерами перпендикулярно ориентированной относительно подложки молекулы CuPc. Таким образом, можно сделать вывод, что перенос заряда между алюминиевыми контактами будет проходить по стекам молекул CuPc. Между молекулами перенос заряда происходит с использованием ароматической π -системы гетероцикла, которая является электронным буфером, способным отдавать и принимать электроны с образованием заряженных частиц [6]. На рисунке 1в представлены вольт-амперные характеристики (ВАХ) пленки, полученные при различных условиях освещения. Пленка CuPc в отсутствие освещения имеет проводимость, порядка 0.01 нСм. При освещении пленок светом с указанными длинами волн происходит рост токов при положительном и отрицательном напряжении, что видно на ВАХ. Проводимость на обоих участках ВАХ увеличивается. Так, при облучении лазером с длиной волны излучения 405 нм величина проводимости составляет 0.03 пСм, для 532 нм – 0.07 пСм, а для 650 нм – 0.11 пСм для обратной ветви ВАХ и 0.02, 0.04 и 0.09 пСм для прямой ветви, соответственно. Различные значения проводимости при положительном и отрицательном смещении указывают на наличие полупроводниковых свойств в пленке. Проводимость при отрицательном смещении выше, чем при положительном, что говорит о том, что пленка CuPc имеет проводимость p -типа. Рост проводимости как при положительном, так и при отрицательном смещении, говорит о генерации пары электрон-дырка при освещении пленки, из-за чего увеличивается концентрация носителей заряда, способных участвовать в процессе проводимости. Отличия в степени влияния света с разной длиной волны на проводимость пленок обуславливается наличием соответствующих полос поглощения в спектре поглощения CuPc. При облучении пленки светом с длиной волны 650 нм происходит переход молекул фталоцианина в возбужденное состояние, что приводит к уменьшению энергии, необходимой для перехода электрона с одной молекулы на другую [7].

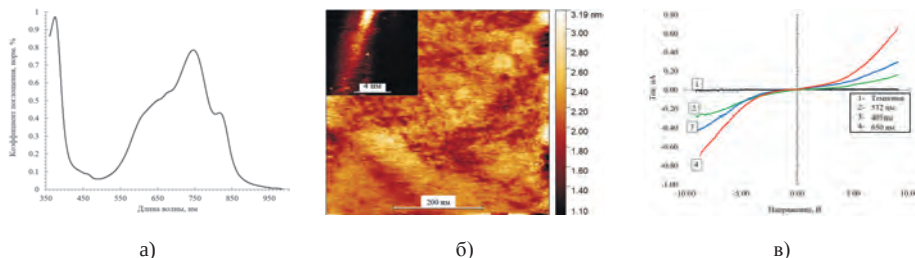


Рис. 1. Спектр поглощения пленки CuPc (а), изображение морфологии поверхности (б) и ВАХ (в)

3. Заключение

Были исследованы морфология и электрооптические свойства молекулярных пленок CuPc, полученных методом Ленгмюра-Блоджетт. Показана возможность управления проводимостью пленок при помощи светового излучения. Спектр поглощения пленок определяет степень влияния светового излучения на их электрические характеристики. После предварительной калибровки пленка может быть использована для детектирования спектральных компонент света.

Список литературы

1. М. А. Градова, И. И. Осташевская, О. В. Градов и др. Фотофизические свойства и фотохимическая активность металлокомплексов фталоцианина, адсорбированных на поверхности модифицированного монтмориллонита // Макрогетероциклы. 2018. № 11. В. 4. С. 404–411.
2. А. Е. Почтенный, А. В. Мисевич, В. К. Долгий, Влияние адсорбированного кислорода на проводимость пленок композита фталоцианина меди – полистирол // Труды БГТУ. 2013. № 6. С. 57–59.
3. Armstrong N.R. Phthalocyanines and porphyrins as materials // Journal of Porphyrins and Phthalocyanines. 2000. Vol. 4. P. 414–7.
4. Denisha Gounden, Nolwazi Nombona, Werner E. van Zyl Recent advances in phthalocyanines for chemical sensor, non-linear optics (NLO) and energy storage applications // Coordination Chemistry Reviews. 2020. Vol. 420. P. 213359.
5. B. Barszcz, A. Bogucki, A. Biadasz, et.al., Molecular orientation and spectral investigations of Langmuir–Blodgett films of selected copper phthalocyanines // Journal of Photochemistry and Photobiology A: Chemistry. 2011. Vol. 218. No. 1. P. 48–57.
6. Hill I., Kahn A., Soos Z.G. et.al. Charge-separation energy in films of p -conjugated organic molecules. // Chem. Phys. Lett., 2000. Vol. 327. P. 181–188.
7. Hui Ung Hwang, Sena Yang, Jeong Won Kim., Interface charge transfer between metal phthalocyanine and fluorinated hexaazatrinaphthylene molecules // Current Applied Physics. 2020. Vol. 20. No. 7. P. 841–845.

Алмазокарбидкремниевый композит в качестве эффективного поглотителя микроволн¹

¹ Гордеев С.К., ¹ Корчагина С. Б., ² Запевалов В.Е., ² Паршин В.В., ² Серов Е.А.

¹АО "Центральный научно-исследовательский институт материалов",
г. Санкт-Петербург, 191014, ул. Парадная, 8, Российская Федерация
gordeevsk@mail.ru

²Институт прикладной физики РАН,
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
zarev@appl-sci.nnov.ru

Аннотация: Представлены результаты исследований в миллиметровом диапазоне поглощающих свойств нового перспективного материала — алмазокарбидкремниевого композита АКК «Скелетон». Микроволновые свойства измерялись в широком интервале температур на уникальном измерительном комплексе ИПФ РАН. Рассмотрены возможности применения АКК «Скелетон» при разработке мощных микроволновых приборов.

1. Введение

Развитие современной электроники базируется на широком использовании разнообразных материалов, что определяют предельные возможности электронных приборов [1]. Уникальные материалы с желаемыми свойствами играют решающую роль в повышении средней мощности, полосы пропускания и эффективности микроволновых усилителей и генераторов. В частности, материалы для ослабления СВЧ-излучения с высокой теплопроводностью необходимы для разработки мощных приборов и устройств микроволнового диапазона [1-3]. В данной работе рассматривается перспективный алмазокарбидкремниевый композитный материал (АКК «Скелетон»), [4-7] в котором зерна алмаза связаны матрицей, состоящей из карбида кремния и кремния. Содержание фаз определяется в процессе изготовления. Чаще всего содержание алмаза лежит в диапазоне 40 – 70% об., кремния – 4 – 15% об., а карбида кремния – 25 – 50% об. Повышение содержания алмаза увеличивает значения характеристик, связанных с его присутствием – жесткость, твердость, теплопроводность и др. Высокая твердость материала (более 55 ГПа) (алмаз – 100 ГПа, карбид кремния – 23 ГПа) сильно затрудняет его механическую обработку, но технология позволяет изготовление изделий сложных форм и нужных размеров без обработки конечных деталей. Допуски по размерам составляют 0,1 мм и лучше. АКК «Скелетон» является полупроводником р-типа. Уровень удельного электрического сопротивления – от 0,1 – до 1 Ом*м. Теплофизические свойства АКК, зависят от его состава. Удельная теплоемкость при комнатной температуре лежит в диапазоне 550 – 600 Дж/(кг*К), при 120 °С – 800-850 Дж/(кг*К), а при минус 80°С – около 250 Дж/(кг*К). При температуре 77 К наблюдалось существенное уменьшение теплоемкости. Коэффициент температуропроводности при комнатной температуре от 1,5 до 3,2 см²/с. При понижении температуры до минус 30°С температуропроводность увеличивается на 25-30%. Коэффициент теплопроводности при комнатной температуре – от 250 до 650 Вт/(м*К), т.е. ниже, чем у алмаза, но на уровне меди. Температурный коэффициент линейного расширения в диапазоне 20-200°С – 1,9-2,0 10⁻⁶ 1/К

2. Образцы АКК, измерительный комплекс и экспериментальные результаты

Для проведения микроволновых измерений использовались два образца, параметры которых приведены в таблице 1, а фотографии на рисунке 1. Их микроволновые свойства исследовались в диапазоне 100-210 ГГц, и температурном интервале 300 ÷ 950 К с использованием уникального измерительного комплекса ИПФ РАН – резонаторного спектрометра [8, 9]. Результаты измерений приведены на рисунке 1. Как и следовало ожидать, поглощение микроволнового излучения в АКК «Скелетон» зависит от соотношения компонентов, и растёт с частотой. Зависимость от температуры не зафиксирована, а от частоты практически линейная, что кардинально отличается от характерной зависимости для металлов и сплавов, для которых потери также растут с частотой, но зависимость имеет «корневой» характер. На рисунке 1 приведены в логарифмическом масштабе результаты измерения потерь при отражении от АКК "Скелетон", меди и нержавеющей стали 12Х18Н10Т. В то же время теплопроводность АКК «Скелетон» также значительно выше, чем у нержавеющей стали, поэтому АКК может быть использован в качестве поглотителя микроволнового излучения большой мощности. Отметим, что хотя теплопроводность уменьшается со снижением концентрации алмаза, но остается на довольно высоком уровне.

¹ Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 19-79-30071.

Таблица 1. Основные свойства измеряемых образцов АКК «Скелетон»

Образец	Квадратный	Круглый
Содержание алмаза, карбида кремния и кремния % об.	70, 25, 5	40, 48, 12
Плотность, г/см ³	3,40	3,25
Модуль упругости, ГПа	800	600
Коэффициент теплопроводности, Вт/(м*К)	650	280
ТКЛР, 10^{-6} 1/К	2,0	2,2

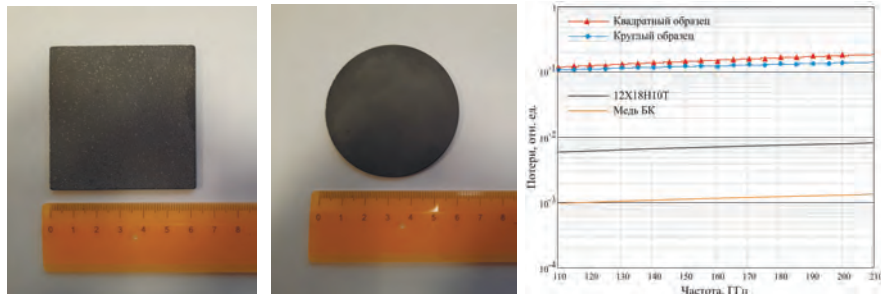


Рис. 1. Фотографии исследуемых образцов и результаты измерения потерь при отражении

3. Заключение

В настоящее время наиболее привлекательными свойствами АКК «Скелетон» представляются высокая теплопроводность и жаростойкость, в сочетании с низкой электропроводностью и, соответственно, с высоким уровнем микроволновых потерь. Это позволяет использовать его для поглощения различного рода "паразитного" микроволнового излучения в электронных приборах высокой мощности (гиротронах, приборах релятивистской электроники и др.) и линиях передачи [8-11].

Список литературы

- Calame, J.P.; Abe, D.K. Applications of advanced materials technologies to vacuum electronic devices. Proc. IEEE 1999, 87, 840–864.
- Minghui Ding, Yanqing Liu, Xinru Lu, Yifeng Li, and Weizhong Tang. Boron doped diamond films: A microwave attenuation material with high thermal conductivity. Appl. Phys. Lett. 114, 162901 (2019).
- G. S. Nusinovich, Introduction to the Physics of Gyrotrons (The Johns Hopkins University Press, Baltimore and London, 2004), p. 74.
- Гордеев С.К. Композиты алмаз-карбид кремния – новые сверхтвердые конструкционные материалы для машиностроения. Вопросы материаловедения, 2001, №3, с. 31-40.
- Гордеев С.К., Жуков С.Г., Данчукова Л.В. Экстрем Т., Способ изготовления композиционного материала алмаз-карбид кремния - кремний и композиционный материал, полученный этим способом. Евразийский патент № 003437.
- Гордеев С.К., Корчагина С.Б., Латышев Д.Ю., Лепеш Г.В. Применение высокомолекулярных керамических композиционных материалов для перспективных оптоэлектронных устройств. Техничко-технологические проблемы сервиса, 2012, т.1, № 19, с. 36-41.
- С.К.Гордеев, Ю.А. Ежов, Т.Д.Каримбаев, и др.. Дисперсно-упрочненные композиции алмаз – карбид кремния – новые материалы для машиностроения. Композиты и наноструктуры, 2015, т.7. № 2, с 2-12.
- В. В. Паршин, Е. А. Серов, Г.М. Бубнов и др. Криовакуумный резонаторный комплекс. Известия вузов. Радиофизика 2013, Том LVI, № 8–9 с.614-621.
- В. В. Паршин, М. Ю. Третьяков, М. А. Кошелев, Е. А. Серов. Аппаратурный комплекс и результаты прецизионных исследований распространения миллиметровых и субмиллиметровых волн в конденсированных средах и атмосфере. Известия вузов. Радиофизика 2009, Том LII, №8, с. 583-594.
- H.Shoyama, K.Sakamoto, K.Hayashi, et al. High-Efficiency oscillation of 170 GHz high-power gyrotron at TE31.8 mode using depressed collector. Jpn. J.Appl. Phys. Vol. 40 (2001). Pt.2, No. 8B, L.906-908.
- Григорьев А. Д. Электродинамика и микроволновая техника. СПб. Лань, 2007.

Согласованная нагрузка на основе брэгговских структур СВЧ-диапазона с композитным металлодиэлектрическим слоем¹

¹Скрипаль А.В., ¹Пономарев Д.В., ¹Михайленко Д.А., ¹Скрябин А.А.

¹Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
skripala_v@info.sgu.ru

Аннотация: Предложена технология создания композитных металлодиэлектрических слоев поглощающих элементов для широкополосных волноводных согласованных нагрузок, выполненных на основе брэгговских структур СВЧ-диапазона. Представлены результаты экспериментальных исследований разработанной малогабаритной согласованной нагрузки в трехсантиметровом диапазоне длин волн.

1. Введение

Одним из элементов, обеспечивающих функционирование СВЧ устройств, является согласованная (неотражающая) нагрузка [1, 2]. Широко представленные на мировом рынке производства и разработки согласованных нагрузок изделия таких фирм как Flann Microwave, SAGE Millimeter Inc., Pasternack не всегда удовлетворяют потребностям практики по габаритам, частотным характеристикам, стойкости к ударным воздействиям. В качестве поглощающего материала в современных согласованных нагрузках сантиметрового и миллиметрового диапазонов используются магнитоэпоксидные материалы марки ² Eccosorb MF, диэлектрические и магнитные характеристики которых аттестованы лишь в дециметровом и сантиметровом диапазоне частот и являются частотно зависимыми.

Ряд новых возможностей при создании СВЧ согласованных нагрузок сантиметрового и миллиметрового диапазонов открывается при использовании свойств, так называемых, структур с фотонной запрещенной зоной (брэгговских структур СВЧ-диапазона) [3]. В случае присутствия в таких структурах проводящих слоев, например, в виде нанометровых металлических пленок, при распространении электромагнитной волны в, так называемой, разрешенной зоне происходит её поглощение. Такое свойство фотонных кристаллов авторами [3 – 5] было успешно использовано для создания малогабаритных (с продольными размерами, не превышающими одной длины волны) согласованных нагрузок.

Необходимо отметить, что при создании подобного рода нагрузок возникает две основные проблемы. Первая связана с необходимостью создания диэлектрических слоев с заданными значениями диэлектрической проницаемости, не соответствующей диэлектрической проницаемости широко применяемых на СВЧ материалов. Она была успешно решена посредством создания композитов на основе широко применяемых на СВЧ материалов, содержащих упорядоченные массивы воздушных включений в виде сквозных отверстий.

Вторая проблема связана с разбросом параметров создаваемых в процессе производства нанометровых металлических пленок, приводящим в свою очередь к необходимости использования широкой номенклатуры удельных поверхностных сопротивлений металлических нанопленок для точной настройки согласованной нагрузки.

2. Результаты компьютерного моделирования и эксперимента

Учитывая результаты успешного применения композитных диэлектрических слоев, представляется перспективным подход, при котором в металлических нанопленках также создаются упорядоченные массивы воздушных включений, что позволяет обеспечить требуемое значение эффективного удельного поверхностного сопротивления. Важным преимуществом такого подхода в случае металлических пленок является возможность получения композитной пленки с большим эффективным удельным поверхностным сопротивлением из уже имеющейся сплошной пленки с меньшим удельным поверхностным сопротивлением, что в значительной степени расширяет возможности по настройке согласованной нагрузки.

По результатам моделирования в ПО ANSYS HFSS, реализующего метод конечных элементов, для дальнейшей экспериментальной реализации были выбраны композитные слои, у которых в металлической пленке создается упорядоченный массив воздушных включений в виде периодически равномерно и симметрично расположенных воздушных зазоров с высотой равной размеру узкой стенки волновода.

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках госзадания (проект № FSRR-2020-0005).

² <http://www.eccosorb.com/Collateral/Documents/English-US/RFP-DS-MF%20092115.pdf>

Для экспериментальных исследований в диапазоне частот 8–12 ГГц (сечение волноводного канала $23 \times 10 \text{ мм}^2$) была создана слоистая волноводная согласованная нагрузка (рис.1), содержащая композитный металлодиэлектрический слой, представляющий собой набор чередующихся в плоскости сечения волновода 6-ю диэлектрических столбиков из поликора (керамика Al_2O_3 , ширина 2.66 мм) и 5-ю диэлектрических столбиков из поликора с напыленными металлическими нанометровыми пленками (хром, ширина 1.4 мм) (рис.2).

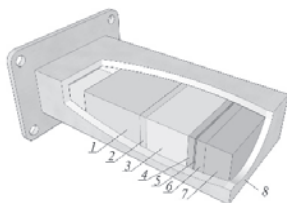


Рис. 1. Конструкция согласованной нагрузки: 1 – композит $\epsilon=1.4$; $h=7.8 \text{ мм}$; 2 – сплошной слой $\epsilon=2.0$; $h=0.1 \text{ мм}$; 3 – композит $\epsilon=4.6$; $h=3.0 \text{ мм}$; 4 – сплошной слой $\epsilon=9.6$, $h=0.5 \text{ мм}$; 5, 6 – композитный металлодиэлектрический слой; 7 – сплошной слой $\epsilon=9.6$, $h=1.47 \text{ мм}$; 8 – волновод

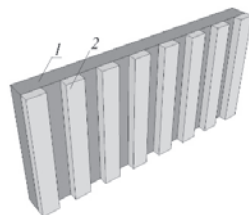


Рис. 2. Композитный металлодиэлектрический слой, (заменяющий слои 5 и 6 на рис.2): 1 – диэлектрическая подложка (Al_2O_3); 2 – нанометровые металлические полоски (хром)

Результаты экспериментальных измерений частотных зависимостей КСВН представлены на рис. 3. Как видно из представленных результатов, удалось обеспечить величину КСВН < 1.1 в диапазоне частот 8–12 ГГц. Длина согласованной нагрузки составила менее 15 мм.

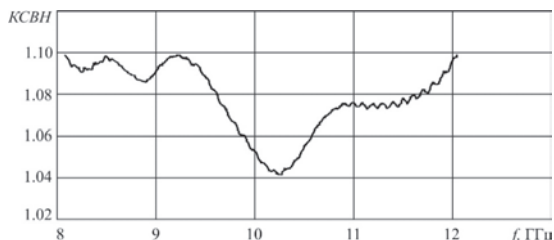


Рис. 3. Частотная зависимость КСВН согласованной нагрузки с композитным металлодиэлектрическим слоем

3. Заключение

Таким образом, продемонстрирована принципиальная возможность создания технологически реализуемых на основе композитных металлодиэлектрических слоев поглощающих элементов для широкополосных волноводных согласованных нагрузок. Создана слоистая волноводная содержащая композитный металлодиэлектрический слой согласованная нагрузка, обеспечивающая величину КСВН < 1.1 в диапазоне частот 8–12 ГГц при её продольных размерах, не превышающих 15 мм.

Список литературы

1. Xelszajn J. Passive and Active Microwave Circuits. John Wiley & Sons, 1978. 284 p.
2. Lee K.A., Guo Y., Stimson Ph.A., Potter K.A., Chiao Jung-Chih, Rutledge D.B. Thin-Film Power-Density Meter for Millimeter Wavelengths // IEEE Trans. Antennas Propag. 1991. Vol. 39. No. 3. P. 425–428.
3. Усанов Д.А., Никитов С.А., Скрипаль Ал.В., Пономарев Д.В. Одномерные СВЧ фотонные кристаллы. Новые области применения/ 2-е изд., доп. и перераб. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2020. 236 с.
4. Usanov D.A., Skripal A.V., Ponomarev D.V., Meshchanov V.P., Popova N.F., Merdanov M.K. Centimeter- and millimeter-wavelength matched loads based on microwave photonic crystals // Technical Physics. The Russian Journal of Applied Physics. 2017. Vol. 62. No. 2. P. 243–247.
5. Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Пономарев Д.В., Мерданов М.К. Согласованная нагрузка на брэгговских структурах терагерцевого диапазона частот // Письма в Журнал технической физики. 2018. Т. 44, вып. 5. С. 63–68.

Размещение элементов на кристалле СБИС на основе многомерного гибридного алгоритма

Данильченко В. И.

Южный Федеральный университет
г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, 347900, Российская Федерация
vdanilchenko@sfsedu.ru

Аннотация: В данной работе предлагается новая структура многомерного генетического поиска в автоматизированном проектировании СБИС. Подход основан на решении задачи оптимизации размещения элементов СБИС путем применения, многомерного модифицированного ГА. Принципиальное отличие от известных подходов в применении новых многомерных генетических структур в автоматизированном проектировании СБИС, кроме того в работе приведен модифицированный генетический алгоритм.

1. Введение

Основным требованием при размещении элементов является создание условий, обеспечивающих полное размещение элементов. Для выполнения данного требования необходимо учитывать характерные свойства конструкции кристалла, оказывающие существенное влияние на результаты размещения. Согласно работе [1], задача размещения элементов в блоках на модели кристалла относится к NP полным задачам [2], это означает, что в общем случае ее решение в принципе не может быть найдено за конечное время ни одним алгоритмом.

2. Теория

В рассматриваемой задаче методы локального поиска на основе производных обычно не используются, поскольку выражение для производных в аналитическом виде для исследуемых функций получить трудно, а их численное определение с помощью разностных схем может приводить к ошибке, в окрестности экстремума. Поэтому предпочтительнее применять методы поиска, основанные на вычислении только самой целевой функции. Информация, полученная на каждом новом шаге поиска, сравнивается с предыдущей, что позволяет сделать процесс поиска экстремума целенаправленным [2].

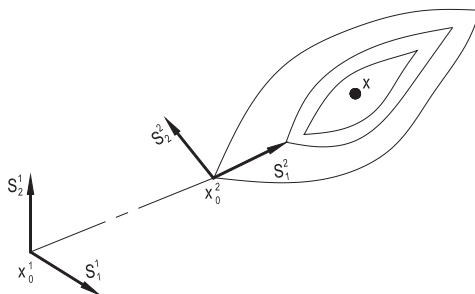


Рис 1. Базовая структура работы ГА

На рисунке 2 приведена модификация базовой структуры генетического поиска на основе использования моделей эволюции Дарвина, Ламарка, де Фриза и Поппера. Здесь, в отличие от базисной структуры, шкала эволюции, взаимодействуя только с внешней средой, вырабатывает сигналы на выбор эволюции Дарвина (0), Ламарка (1), де Фриза (0,5). После этого выполняется модель эволюции Поппера, реализующая один из видов эвристического поиска в виде метода проб и ошибок [3].

Архитектура гибридного поиска. Одним из основных способов минимизировать сложность задач размещения является сокращение их размерности. На рисунке 2 показана архитектура предлагаемого гибридного подхода на основе двух методов – Розенброка и генетическом поиске [4].

Отличительной чертой предложенного метода является сведение направлений поиска к новой ортогональной системе в начале каждого этапа минимизации $F_c(x)$ а основании данных, полученных в конце предыдущего этапа. Такой прием вращения направлений поиска на каждой итерации существенно улучшает процесс сходимости, сравнительно быстро приводящий к локальному минимуму или окружающей его окрестности, что подтверждается экспериментально [5].

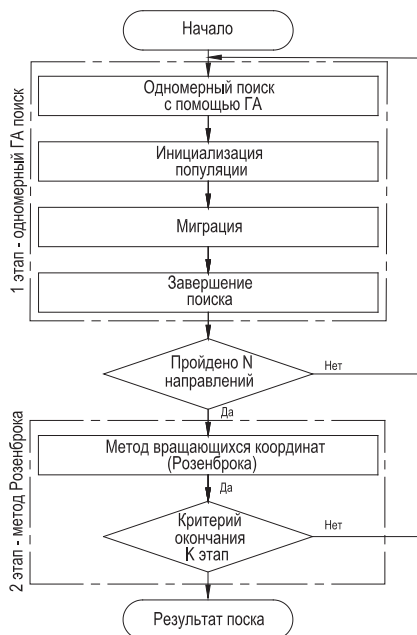


Рис. 2. Архитектура предлагаемого гибридного подхода

3. Заключение

В статье представлена новая архитектура многомерного гибридного подхода на основе ГА, которая дает возможность получить одновременно практически реализуемое схмотехническое решение с учетом особенностей технологии изготовления и первоначальный вариант размещения элементов СБИС. Представленный сравнительный пример работы алгоритмов, подтверждает эффективность предлагаемой архитектуры многомерного гибридного подхода на основе ГА.

Список литературы

1. Данильченко В.И., Курейчик В.М. Генетический алгоритм планирования размещения СБИС // Известие ЮФУ, вып. 2., 2019г, стр. 75-79.
2. Danilchenko V. I., Danilchenko Y. V., Kureichik V. M. Bio-inspired Approach to Microwave Circuit Design // IEEE EAST-WEST DESIGN & TEST SYMPOSIUM. EWDTS 2020, C. 362-366 DIO: 10.1109/EWDTS 50664.2020.9224737.
3. Popov A. et al. Automatic large-signal GaAs HEMT modeling for power amplifier design // AEU – Int. J. Electron. Commun. 2019. Vol. 100.
4. Курейчик В.М. Гибридные генетические алгоритмы // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2007. – № 2 (77). – С. 5-12.
5. Курейчик В.В., Курейчик В.М., Родзин С.И. Теория эволюционных вычислений. - М.: Физмалит, 2012.
6. Jeon M.-Y. et al. A Technique for Extracting Small-Signal Equivalent-Circuit Elements of HEMTs // IEICE Trans. Electron. 1999. Vol. E82-C, № 11. P. 1968–1976.
7. Курейчик В.В., Курейчик Вл.Вл. Биоинспирированный поиск при проектировании и управлении // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2012. № 11 (136). С. 178-183.
8. Горяинов А.Е. Построение параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с использованием программы Extraction-P / А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2(26). – Ч. 2. – С. 98–103.

Перспективы улучшения быстродействия DA-DpHEMT транзисторов миллиметрового диапазона длин волн

С.А. Богданов¹, А.К. Бакаров², К.С. Журавлёв², С.Н. Карпов¹, В.Г. Лапин¹, В.М. Лукашин¹,
А.Б. Пашковский¹, И.А. Рогачёв¹, Е.В. Терёшкин¹

¹АО «НПП «Исток» им. Шокина»
ул. Вокзальная, д. 2а, корп. 1, г. Фрязино, 141190, Россия,
solidstate10@mail.ru

²Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН,
пр-т Академика Лаврентьева 13, г. Новосибирск, 630090, Россия
kzhuravlev@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты расчета всплеска дрейфовой скорости электронов в гетероструктурах на основе GaAs с донорно-акцепторным легированием и дополнительными «цифровыми» потенциальными барьерами на основе AlAs. Показано, что введение «цифровых» барьеров увеличивает всплеск дрейфовой скорости в таких структурах на 30 – 40 %. Исследован эффект локализации горячих электронов в сверхрешётке, приводящий к дополнительному росту всплеска дрейфовой скорости.

1. Введение

Донорно-акцепторное легирование оказалось очень перспективным способом улучшения транзисторных гетероструктур. Анализ экспериментальных данных и теоретические оценки показывают, что дрейфовая скорость электронов под затвором полевых транзисторов на псевдоморфных гетероструктурах с двусторонним донорно-акцепторным легированием (DA-DpHEMT) существенно больше, чем в обычных DpHEMT. При длине затвора 0,3 мкм и ширине 0,8 мм DA-DpHEMT имеют коэффициент усиления на 3 – 4 дБ больше, чем DpHEMT [1-3]. Проведенные исследования демонстрируют, что данное направление обладает еще достаточно большими потенциальными возможностями. Всплеск дрейфовой скорости электронов при влёте их в область сильного поля сильно зависит от степени локализации электронов в канале под затвором транзистора. В то же время, степень локализации электронов сильно зависит как от величин разрыва зон на границах гетероструктуры, что определяется параметрами используемой гетеропары, так и от эффективности дополнительных потенциальных барьеров, определяемой их геометрией. Для формирования дополнительных потенциальных барьеров с резкими границами необходимо увеличивать поверхностную плотность доноров в p+ дельта слое, что имеет определенные технологические ограничения, а также приводит к увеличению рассеяния электронов в канале и снижает их подвижность. В то же время, вместо однородных материалов как в спейсере между каналом и p+ дельта слоем, так и в нелегированном промежутке между дельта слоем и тонким p+ слоем, можно использовать структуру, состоящую из набора чередующихся двух – трех монослоев широкозонного материала (AlAs) и четырех – шести монослоев узкозонного материала (GaAs). Использование подобной структуры [4] позволило на 3 – 5 дБ улучшить коэффициент усиления DA-DpHEMT транзисторов и при длине затвора транзистора 0,14 мкм получить усиление порядка 18 – 20 дБ на частоте 40 ГГц.

2. Результаты моделирования

Для оценки возможного влияния дополнительных «цифровых» потенциальных барьеров на основе AlAs в гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием на всплеск дрейфовой скорости и локализацию горячих электронов и объяснения результатов [4], были проведены расчёты по модели [5]. Для описания поведения электронов в поперечном направлении при разных температурах электронного газа решалась самосогласованная система уравнений Шредингера – Пуассона. В направлении параллельном поверхности структуры транспорт электронов описывался на основе феноменологической системы уравнений сохранения импульса и энергии с временами релаксации для объёмных материалов. Для описания динамики электронов обе системы решаются самосогласованно.

Результаты расчётов зависимости дрейфовой скорости электронов от времени при их влёте в область сильного поля (имитация ситуации под затвором транзистора) приведены на рис. 1. Видно, что использование «цифровых» барьеров (Dop barrier) в гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием позволяет существенно (на 30 – 40 %) увеличить дрейфовую скорость электронов под затвором.

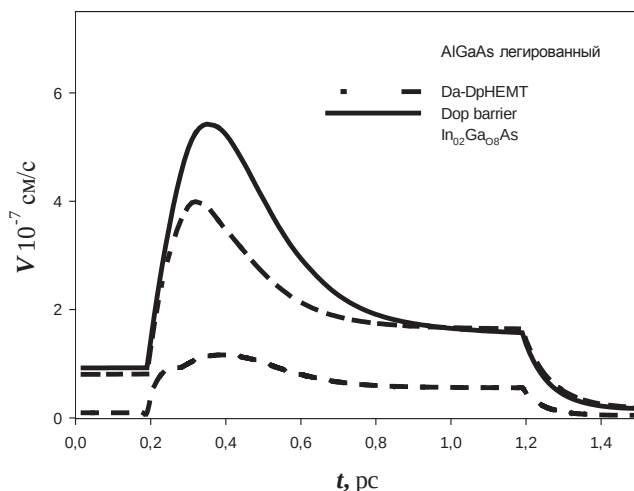


Рис. 1. Зависимость дрейфовой скорости электронов от времени: значения напряженности электрического поля $E = 1 \text{ кВ/см}$ (интервалы $0 - 0.2 \text{ пс}$ и $1.2 - 1.5 \text{ пс}$) и $E = 20 \text{ кВ/см}$ (интервал $0.2 - 1.2 \text{ пс}$)

Помимо этого, набор чередующихся потенциальных барьеров типа сверхрешётки, приводит к локализации внутри нее электронов на квантовых состояниях за пределами квантовой ямы канала. Это может приводить к дополнительному росту дрейфовой скорости электронов и она приближается к теоретическому пределу для используемой модели - скорости электронов в чистом объёмном материале.

3. Заключение

Из проведенных расчётов можно сделать вывод, что использование дополнительных «цифровых» барьеров в гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием является эффективным способом улучшения транзисторных гетероструктур. Приборы на таких структурах могут иметь коэффициент усиления до двух раз выше, при сохранении неизменными других высоких параметров, например, удельной мощности.

Список литературы

1. 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. – С. 84 – 89.
2. А.А. Борисов, К.С. Журавлев, С.С. Зырин, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.А. Маковецкая, В.И. Новоселец, А.Б. Пашковский, А.И. Торопов, Н.Д. Урсуляк, С.В. Щербаков "Исследование средней дрейфовой скорости электронов в рНЕМТ транзисторах" // Письма в ЖТФ. – 2018. – Т. 44. – В. 44. – С. 103 – 110.
3. Д.Ю. Протасов, Д.В. Гуляев, А.К. Бакаров, А.И. Торопов, Е.В. Ерофеев, К.С. Журавлев Увеличение насыщенной скорости дрейфа электронов в рНЕМТ-гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием. // Письма в ЖТФ. – 2018. – Т. 44. – В. 6. – С. 77 – 84.
4. С.А. Богданов, А.К. Бакаров, К.С. Журавлев, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.Б. Пашковский, И.А. Рогачёв, Е.В. Терёшкин, С.В. Щербаков "Полевой транзистор миллиметрового диапазона длин волн на основе псевдоморфной гетероструктуры с дополнительными потенциальными барьерами" // Письма в ЖТФ. – 2021. – Т. 47. – В. 7. – С. 52 – 54.
5. А.Б. Пашковский, С.И. Новиков, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, Я.Б. Мартынов. Особенности всплеска дрейфовой скорости электронов в DA-DpHEMT // Письма в ЖТФ. – 2018. – Т. 44. – В. 17. – С. 103 – 110.

Многокомпонентная модель переноса заряда

Обухов И.А.

АО НПП «Радиотехника»

г. Москва, 125040, ул. Скаковая 36, Российская Федерация
iao001@mail.ru

Аннотация: Дано последовательное описание модели, позволяющей учитывать влияние квантовых и неравновесных эффектов на характеристики полупроводниковых приборов. Ранее она применялась для моделирования резонансно-туннельных диодов, электронных, термоэлектронных и оптоэлектронных приборов на основе нанопроводов. В квазиклассическом приближении представленная модель переходит в дрейфово-диффузионную.

1. Введение

Моделям переноса заряда в структурах с квантовыми свойствами посвящено множество публикаций (см., например, [1-3]). Актуальность темы обусловлена успехами в технологиях формирования структур нанометровых размеров [4-6], которые открывают новые возможности использования квантовых явлений для создания электронных приборов с желаемыми характеристиками [4-8]. Моделирование является эффективным инструментом, позволяющим определить функциональную пригодность той или иной конструкции.

Наиболее распространенный в настоящее время подход к моделированию квантовых приборов основывается на уравнении для матрицы плотности и его приближенном решении в формализме неравновесных функций Грина [9-11]. Подробный анализ достоинств и недостатков этого формализма в применении к различным типам квантовых приборов дан в книге [3]. Здесь отметим только, что он не решает всех задач расчета характеристик квантовых приборов.

2. Модель

В докладе описан алгоритм построения модели переноса заряда в полупроводниковой структуре, исходя из уравнений Шредингера для электронов и дырок в приближении эффективных масс. В результате получаются следующая система уравнений

$$i\hbar\partial\Psi_e(t, \mathbf{r}; \lambda)/\partial t + (\hbar^2/2)(\nabla, m_e^{-1}\nabla\Psi_e(t, \mathbf{r}; \lambda)) - U_{ed}(t, \mathbf{r})\Psi_e(t, \mathbf{r}; \lambda) = 0, \quad (1)$$

$$i\hbar\partial\Psi_h(t, \mathbf{r}; \xi)/\partial t + (\hbar^2/2)(\nabla, m_h^{-1}\nabla\Psi_h(t, \mathbf{r}; \xi)) - U_{hd}(t, \mathbf{r})\Psi_h(t, \mathbf{r}; \xi) = 0, \quad (2)$$

$$\partial n_e(t, \mathbf{r}; \lambda)/\partial t + (\nabla, \mathbf{n}_e(t, \mathbf{r}; \lambda)) = \sum_{\lambda'} R_{ee}(t, \mathbf{r}; \lambda, \lambda') + \sum_{\xi} R_{ch}(t, \mathbf{r}; \lambda, \xi), \quad (3)$$

$$\partial n_h(t, \mathbf{r}; \xi)/\partial t + (\nabla, \mathbf{n}_h(t, \mathbf{r}; \xi)) = - \sum_{\xi'} R_{hh}(t, \mathbf{r}; \xi, \xi') - \sum_{\lambda} R_{ch}(t, \mathbf{r}; \xi, \lambda), \quad (4)$$

$$(\nabla, \epsilon\nabla\varphi(t, \mathbf{r})) = e(n_e(t, \mathbf{r}) - n_h(t, \mathbf{r}) - N(t, \mathbf{r})), \quad (5)$$

в которой

$$n_e(t, \mathbf{r}) = \sum_{\lambda} n_e(t, \mathbf{r}; \lambda), \quad n_h(t, \mathbf{r}) = \sum_{\xi} n_h(t, \mathbf{r}; \xi) \quad (6)$$

- суммарные концентрации электронов и дырок;

$$n_c(t, \mathbf{r}; \lambda) = \rho(\Psi_c(t, \mathbf{r}; \lambda))f(s_c(t, \mathbf{r}; \lambda)), \quad \mathbf{n}_c(t, \mathbf{r}; \lambda) = \mathbf{i}(\Psi_c(t, \mathbf{r}; \lambda))f(s_c(t, \mathbf{r}; \lambda)), \quad (7)$$

$$n_h(t, \mathbf{r}; \xi) = \rho(\Psi_v(t, \mathbf{r}; \xi))f(s_h(t, \mathbf{r}; \xi)), \quad \mathbf{n}_h(t, \mathbf{r}; \xi) = \mathbf{i}(\Psi_h(t, \mathbf{r}; \xi))f(s_h(t, \mathbf{r}; \xi)) \quad (8)$$

- концентрации и плотности потоков электронов и дырок в состояниях, описываемых индексами λ и ξ ;

$$\rho(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \lambda)) = \Psi_a^*(t, \mathbf{r}; \lambda)\Psi_a(t, \mathbf{r}; \lambda), \quad \mathbf{i}(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \lambda)) = (\hbar/m_a)\text{Im}\{\Psi_a^*(t, \mathbf{r}; \lambda)\nabla\Psi_a(t, \mathbf{r}; \lambda)\}, \quad a = e, h \quad (9)$$

- плотности вероятности и потоков вероятности; $\hbar$ – приведенная постоянная Планка; $\Psi_e(t, \mathbf{r}; \lambda)$ и $\Psi_h(t, \mathbf{r}; \xi)$ – волновые функции электронов и дырок в состояниях, описываемых индексами λ и ξ ; m_e и m_h – их эффективные массы; эрмитовы потенциалы U_{ed} и U_{hd} имеют вид

$$U_{cd} = U_c^{\text{ext}} - e\varphi, \quad U_{vd} = U_v^{\text{ext}} - e\varphi, \quad (10)$$

где потенциалы U_c^{ext} и U_v^{ext} определяются разрывами зоны проводимости и валентной зоны на гетерограницах, а электростатический потенциал φ является решением уравнения Пуассона (5) с соответствующими решаемой задаче граничными условиями; $N(t, \mathbf{r})$ – концентрация ионизированной легирующей примеси.

Для функций распределения электронов и дырок справедливы формулы

$$f(s) = (\exp\{s\} + 1)^{-1} \quad (11)$$

где

$$s_a(t, \mathbf{r}; \alpha) = [E(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)) \mp F_a(t, \mathbf{r}; \alpha) - m_a(\mathbf{u}(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)), \mathbf{v}_a(t, \mathbf{r}; \alpha))] / \theta(t, \mathbf{r}) \quad (12)$$

- квазичастицы;

$$E(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)) = \text{ih} \text{Im} \{ \Psi_a^*(t, \mathbf{r}; \alpha) \partial \Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha) / \partial t \} / \rho(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)) \quad (13)$$

$$\mathbf{u}(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)) = \mathbf{i}(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)) / \rho(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)), \quad (14)$$

- микроскопическая энтропия, энергия и микроскопическая скорость квазичастицы; а для гидродинамической скорости справедливо уравнение

$$m_a \left(\partial / \partial t \pm (\mathbf{u}(\Psi_a(t, \mathbf{r}; \alpha)), \nabla) \right) \mathbf{v}_a(t, \mathbf{r}; \alpha) + m_a \mathbf{v}_a(t, \mathbf{r}; \alpha) / \tau_a(t, \mathbf{r}; \alpha) = \pm \theta(t, \mathbf{r}) \nabla s_a(t, \mathbf{r}; \alpha), \quad (15)$$

$$\theta(t, \mathbf{r}) = k_B T(t, \mathbf{r}) \quad (16)$$

- k_B – постоянная Больцмана; $T(t, \mathbf{r})$ – абсолютная температура, $a = e, h$; $\alpha = \lambda, \xi$; верхний знак в формулах (12) и (15) выбирается для электронов, а нижний – для дырок.

Функции $R_{ee}(t, \mathbf{r}; \lambda, \lambda')$ и $R_{hh}(t, \mathbf{r}; \xi, \xi')$ представляют собой скорости переходов электрон-электрон и дырка-дырка, соответственно, а функция $R_{ch}(t, \mathbf{r}; \lambda, \xi)$ описывает переходы между электронами и дырками. Они определяются квантовомеханическими вероятностями указанных переходов и статистическим фактором, обращающим скорости переходов в нуль в условиях детального равновесия, когда равна нулю разность микроскопических энтропий квазичастиц, участвующих в процессе.

3. Заключение

Представленная модель дополняет дрейфово-диффузионную возможностью последовательно учитывать квантовые явления, такие как туннелирование; размерное квантование энергии электронов и дырок; их рассеяние на фононах, дефектах кристаллической решетки, границах раздела сред, друг на друге и т.д. При этом для концентраций и потоков квазичастиц, электростатического и химического потенциалов могут использоваться те же физически ясные и понятные граничные и начальные условия, что и в дрейфово-диффузионной модели. Каждое допустимое состояние квазичастицы рассматривается как отдельный компонент газа со своим химическим потенциалом. Установление термодинамического равновесия описывается уравнениями баланса (3) и (4).

Неравновесные процессы в электронном и дырочном газах по-отдельности, и отклонения от термодинамического равновесия между этими газами характеризуются временами и длинами, различающимися на несколько порядков. Неравновесность газа электронов и/или газа дырок практически не влияет на функционирование приборов с активными областями микронных размеров. В приборах же с субмикронными и нанометровыми размерами активных областей нарушение термодинамического равновесия между электронами и/или между дырками может принципиально повлиять на электрические характеристики [12].

Список литературы

1. Quantum Transport in Ultrasmall Devices // Ed. by D.K. Ferry, H.L. Grubin, C. Jacoboni, A.-P. Jauho // New York, London: Plenum Press, 1995. NATO ASI Ser. D, v. 342. 544 p.
2. Datta S. Electronic Transport in Mesoscopic Systems; Cambridge University Press: Cambridge, UK. 1997. <https://doi.org/10.1017/CBO9780511805776>.
3. Абрамов И.И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken. 2016. 437 с.
4. Suprem R. Das, Collin J. Delker, Dmitri Zakhharov, Yong P. Chen, Timothy D. Sands, and David B. Janes Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors // Appl. Phys. Lett. 2011. Vol. 98: 243504.
5. Ning C.-Z., Dou L. and Yang P. Bandgap Engineering in Semiconductor Alloy Nanomaterials with Widely Tunable Compositions // NATURE REVIEWS, MATERIALS. 2017. Vol. 2. Article Number 17070. P. 1 – 14.
6. Gazibegovic S., Diana Car D., Zhang H. et al. Epitaxy of Advanced Nanowire Quantum Devices // NATURE. 2017. Vol. 548. P. 434 – 445.
7. Datta S. Quantum devices // Superlattices and Microstructures. 1989. Vol. 6, N 1. P. 83 – 93.
8. Obukhov I.A. Planar One-Dimensional Quantum Devices // Nanoscience and Nanotechnology. 2013. Vol. 3, N 5. P. 115 – 122.
9. Келдыш Л.В. Диаграммная техника для неравновесных процессов // ЖЭТФ. 1964. Т. 47, Вып. 4. С. 1515 - 1527.
10. Datta S. A Simple Kinetic Equation for Steady-State Quantum Transport // J. Phys.: Condensed Matter. 1990. Vol. 2. P. 8023 – 8052.
11. Klimeck G. Quantum and Semi-Classical Transport in NEMO-1D // J. of Comput. Electron. 2003. Vol. 2. P. 177-182.
12. Obukhov I.A. Nonequilibrium Effects in One-Dimensional Quantum Devices. LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken. 2014. 132 p.

Моделирование полевых транзисторов на основе одно- и двухслойного графена

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
nanodev@bsuir.edu.by*

Аннотация: Проведено сравнение результатов моделирования полевых транзисторов на одно- и двухслойном графене с использованием предложенных моделей, представляющих собой комбинацию электрических и физико-топологических моделей.

1. Введение

В последние годы ряд исследований посвящен разработке приборных структур на основе графена, в частности, полевых транзисторов (ПТТ). Применение этого материала желательно в высокочастотной электронике, так как графен характеризуется подвижностью носителей заряда достигающих значений $2 \cdot 10^5 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$, что на много превышает подвижности в элементах кремниевых ИС. Принцип действия ПТТ на одно- и двухслойном графене имеет существенные различия. В то же время моделирование приборных структур позволяет проанализировать протекающие в них физические процессы, выявить преимущества и недостатки, а также спрогнозировать их рабочие характеристики.

2. Теория

Одно- или двухслойный графен может использоваться в качестве токовыводящего канала между стоком и истоком в полевых транзисторах. Квантовая диффузионно-дрейфовая модель ПТТ на однослойном графене предложена в [1-4], являющаяся комбинированной [5]. ПТТ на двухслойном графене имеют ряд преимуществ, в частности, обладают большим коэффициентом усиления по напряжению. Принципиально для ПТТ на двухслойном графене введение настраиваемой запрещенной зоны путем приложения перпендикулярного электрического поля между верхним и нижним затворами.

В работе предложена комбинированная квантовая диффузионно-дрейфовая модель ПТТ на двухслойном графене, учитывающая управление запрещенной зоной перпендикулярным электрическим полем между затворами ПТТ. Открытие малой запрещенной зоны порядка нескольких сотен миллиэлектронвольт приложением перпендикулярного электрического поля позволяет получить более выраженную область насыщения на выходных характеристиках ПТТ. В то же время при малых смещениях ток в ПТТ на двухслойном графене сравним с током в ПТТ на однослойном графене.

3. Заключение

С применением предложенных квантовых диффузионно-дрейфовых моделей ПТТ на основе одно- и двухслойного графена проведено сравнение токов стока на выходных характеристиках исследуемых приборов. В результате введения запрещенной зоны в ПТТ на двухслойном графене наблюдается более четко выраженная область насыщения. Это связано с тем, что запрещенная зона подавляет межзонное туннелирование.

Список литературы

1. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А. Моделирование полевых графеновых транзисторов с одним и двумя затворами // Нано- и микросистемная техника. 2017. № 12. Р. 714-721.
2. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование полевых графеновых транзисторов с одним и двумя затворами в различных режимах функционирования // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2018. № 3. С. 16-24.
3. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование передаточных характеристик двухзатворных полевых графеновых транзисторов // Нано- и микросистемная техника. 2018. № 11. С. 643-650.
4. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Влияние диэлектриков затворов полевых графеновых транзисторов на вольт-амперные характеристики // Микроэлектроника. 2021. Т. 50. № 2. С. 127-134.
5. Абрамов И.И. Проблемы и принципы физики и моделирования приборных структур микро- и нанoeлектроники. Часть I. Основные положения // Нано- и микросистемная техника. 2006. № 8. С. 34-37.

Природа электромагнитного излучения ТГц диапазона в спин-инжекционных излучателях с магнитными нанопереходами

² А.И. Панас, ¹ С.Г. Чигарев, ¹ Е.А. Вилков, ¹ О.А. Бышевский-Конопко,
³ Д.Л. Загорский, ³ И.М. Долуденко

¹ Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

² АО «НПП «Исток» им. Шокина» (Фрязино)

airpanas@istokmw.ru

³ ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН (Москва)

Аннотация: Исследуется природа электромагнитного излучения при пропускании тока через магнитные гетероструктуры на примере спин-инжекционных ТГц излучателей с массивом нанопроволок. Показано, что существует, по крайней мере, два механизма межзонных квантовых переходов для электронов проводимости гетероструктур, приводящих к излучательным эффектам с различными свойствами.

1. Введение

Излучение электромагнитных волн при спиновой инжекции током в магнитных гетероструктурах с наноразмерными плёнками основано на межзонных квантовых переходах электронов проводимости [1-2]. При этом, квантовые переходы могут быть как прямыми, так и косыми с поглощением фононов или магнонов [2]. Последние могут приводить к эффекту поглощения энергии в излучателе. При рабочих токах излучателя порядка 1 А появляется также «камуфлирующее» действие теплового излучения вследствие разогрева излучателя, что затрудняет однозначную идентификацию существования как прямых, так и особенно косых квантовых переходов. Среди версий о природе наблюдаемых излучений, в последнее время появилась и версия об эффекте частичного «подавления» разогрева излучателя. В представленной работе отражены некоторые результаты исследования предполагаемого эффекта.

2. Теория

Известно [1], что при пересечении границы слоев магнитного перехода, в рабочем слое излучателя, на расстоянии спиновой диффузии $l \sim 30$ н от границы раздела слоев происходит изменение спиновой концентрации. В [2], в предположении $\vec{\nabla} \cdot \vec{j} = 0$, равенстве подвижностей носителей тока μ , и равенстве коэффициентов диффузии D в обоих спиновых подзонах, это изменение описывается уравнением для спиновой поляризации $P = (n_+ - n_-)/(n_+ + n_-)$

$$\frac{d^2 P}{dx^2} - \frac{j}{j_D l} \frac{dP}{dx} - \frac{P - P_2}{l^2} = 0 \quad (1)$$

Здесь $j_D = enD/l$ – плотность тока диффузии электронов, $l = \sqrt{D\tau}$ – длина спиновой релаксации, где τ – время релаксации спинов, $n = n_+ + n_-$ – концентрация электронов в металле, n_+ и n_- – концентрация электронов в спиновых подзонах, P_1 и P_2 – равновесная спиновая поляризация инжектора и рабочей области.

Подробное решение уравнения (1) в [2] определяет отклонение спиновой поляризации от равновесной $\Delta P = P - P_2$. Оно позволяет описать энергетический процесс в магнитном переходе как

$$(\varepsilon_{F+} - \varepsilon_{0F+} + 2I_2) - (\varepsilon_{F-} - \varepsilon_{0F-}) \approx (\varepsilon_{F+} - \varepsilon_{F-}) + 2I_2 \quad (2)$$

Согласно (2) часть электронов изменяет свою энергию с сохранением импульса (прямые квантовые переходы в пределах энергии обменного взаимодействия $2I_2$), а часть электронов изменяет свою энергию в пределах $(\varepsilon_{F+} - \varepsilon_{F-})$, где $\hbar \varepsilon = p^2/2m$, с изменением импульса (косые квантовые переходы) и отбором энергии от среды.

3. Эксперимент

Экспериментальные исследования проведены на примере спин-инжекционного излучателя с массивом нанопроволок [3]. На рис.1 представлены зависимости мощности тепловой компоненты излучения (кривая 1) и компоненты, связанной с межзонными квантовыми переходами электронов проводимости (кривая 2) от рабочего напряжения излучателя. С ростом напряжения, а соответственно и рабочего тока, кривая 1 постепенно падает, несмотря на «очевидный» разогрев излучателя. Этот же диапазон изменений напряжения характеризуется увеличением мощности спин-инжекционной составляющей (кривая 2). В силу конструкционных причин, при напряжении порядка 10В в экспериментальном макете резко падал пусковой ток излучателя. Это приводило к резкому росту мощности тепловой компоненты и падению мощности её «динамического» конкурента. Такое поведение может быть связано и объяснено только эффектом частичного «подавления» разогрева излучателя вследствие существования косых межзонных квантовых переходов, о которых упоминалось выше.

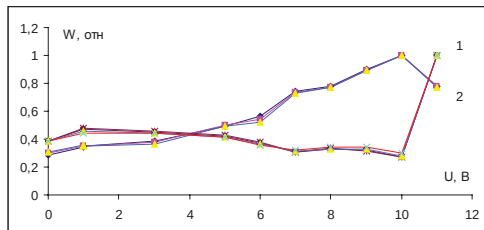


Рис. 1. Зависимость интенсивности излучения в относительных величинах от напряжения на излучателе для разных значений длин волн. Кривая 1 соответствует тепловому излучению с $\lambda=10$ мкм (максимум планковской кривой для «горячего» тела), кривая 2 соответствует излучению, связанному с межзонными квантовыми переходами ($\lambda=16$ мкм)

4. Заключение

Проанализирована природа электромагнитного излучения одного из представителей ТГц спин-инжекционных излучателей. Экспериментально подтверждён эффект частичного «подавления» разогрева излучателя за счёт существования межзонных косых квантовых переходов электронов проводимости в структуре излучателя.

Авторы благодарны И. Н. Дюжинову за содействие в проведении экспериментов. Работа выполнена частично в рамках госзаданий ФирЭ им В.А. Котельникова РАН и ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН, частично при поддержке Гранта РФФИ 20-07-00349А.

Список литературы

1. Kadigrobov A.M., Z. Ivanov Z., Claeson T., et.al. // Europhys. Lett. 2004. V. 67, P. 948.
2. Вилков Е.А., Никитов С.А., Бышевский-Конопко О.А., Сафин А.Р., Фомин Л.А., Чигарев С.Г. Частота спин-инжекционного излучения в магнитном переходе с учетом спиновой подвижности электронов // Физика твердого тела. 2020. вып. 9. С. 1507-1513.
3. Ю.В. Гуляев, С.Г. Чигарев, А.И. Панас, Е.А. Вилков, Н.А. Максимов, Д.Л. Загорский, А.С. Шаталов // Письма в ЖТФ. 2019. том 45. вып. 6. С. 26-29.

Численное решение уравнений Максвелла при наличии сильных угловых особенностей электромагнитного поля

Семенihin И. А.

Физико-технологический ин-т имени К. А. Валиева Российской академии наук (ФТИАН им. К.А. Валиева РАН)
Нахимовский проспект д. 36 к. 1, Москва, 117218, Россия
isemenihin@gmail.com

Аннотация: Разработан алгоритм решения уравнений Максвелла в частотной области при наличии сильных угловых особенностей электромагнитного поля. В качестве примеров проведены расчеты дифракционных решеток, для которых обычными методами получить результат ранее не удавалось вследствие сильной сингулярности поля вблизи ребер. Представленный подход позволит значительно ускорить расчеты электромагнитных полей в сложных структурах, и может быть полезен при моделировании приборов микро и нанофотоники.

Когда действительные части диэлектрических проницаемостей двух соприкасающихся материалов имеют противоположные знаки, например, в случае металла и диэлектрика, на границе раздела возможно появление поверхностных плазмонов [1]. Поверхностные плазмоны в последнее время интенсивно исследуются с целью применения в нанофотонных приборах, например, для концентрации электромагнитного поля, см. Рис. 1 б). Вместе с тем, если граница раздела не является гладкой поверхностью, и присутствуют геометрические ребра, то вблизи них в этом случае возникают сильные сингулярности поля, что затрудняет численное моделирование таких систем. В некоторых случаях, подобным приведенных в работах [2, 3], численный расчет даже простейших систем, таких как дифракционные решетки, не представляется возможным стандартными методами.

Наиболее сильная сингулярность в таких системах проявляется у компонент электромагнитного поля, лежащих в плоскости перпендикулярной ребру. В частности для ТМ поляризации компоненты электрического поля вблизи ребра изменяются пропорционально $\rho^{\tau-1}$, где ρ расстояние до ребра, а параметр τ , характеризующий сингулярность, зависит от геометрических параметров и диэлектрических проницаемостей соприкасающихся сред. В ряде простых случаев значение τ можно получить аналитически [2, 3], в остальных нужно численно решать трансцендентное уравнение. В общем случае τ мнимая величина и $\rho^{\tau-1} = \rho^{\text{Re}(\tau)-1} \exp[i \text{Im}(\tau) \ln \rho]$, при $\text{Re}(\tau) \rightarrow +0$ и конечной мнимой части τ осцилляции поля при уменьшении ρ стремятся к бесконечности, как по амплитуде, так и по частоте. Чем ближе $\text{Re}(\tau)$ к нулю, тем медленней сходятся численные методы, рис 2 а), а при $\text{Re}(\tau) = +0$ обычные методы расчета перестают работать, рис. 2 б), зеленая линия (кружочки).

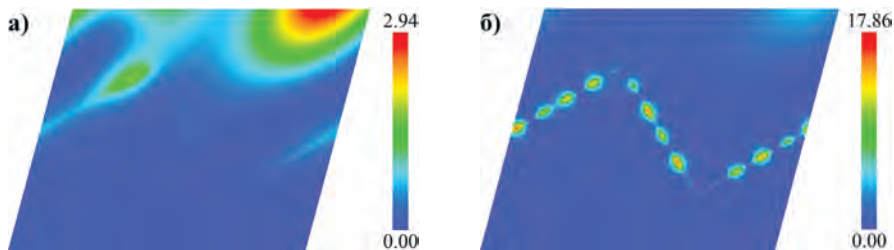


Рис. 1. Распределение квадрата магнитного поля в периодической структуре - треугольной дифракционной решетке с углами при основании $\alpha = 30^\circ$, $\beta = 60^\circ$ и относительной диэлектрической проницаемостью материала решетки в случае а) $\epsilon_{\text{sub}} = -1.05 + i \cdot 1.05$ и б) $\epsilon_{\text{sub}} = -1.05 + i \cdot 0$ ($\text{Re}(\tau) = +0$), относительная магнитная проницаемость $\mu = 1$, проницаемостью внешней среды $\epsilon_0 = 1$. Тонкой белой линией обозначен профиль решетки, отношение периода решетки p к длине волны λ падающего под углом 60° ТМ поляризованного электромагнитного излучения $p / \lambda = 10 / 9$

Поведение электромагнитных полей вблизи угловых особенностей исследовалось достаточно давно, поскольку зная закон изменения поля, можно учесть его в численном расчете. Так, если мы можем получить решение в области около сингулярности, то используя разложение по гладким функциям вне этой области, и сшивая эти два решения на границе, можно добиться очень быстрой сходимости. В частности при использовании спектральных методов расчета [4], таких как Метод Спектральных Элементов (МСЭ) [5] или Метод Конечных Элементов с применением p -стратегии [4], а также Фурье методов можно достичь экспоненциально быстрой сходимости выделяя особенность.

В основополагающей работе Мейкснера [6] поле около угловой сингулярности было получено в виде степенного ряда по ρ , с коэффициентами, вычисляемыми из рекуррентной системы дифференциальных уравнений. Позже было выяснено [7], что если углы равны произведению числа π на рациональное число в этом ряду присутствуют также логарифмы ρ .

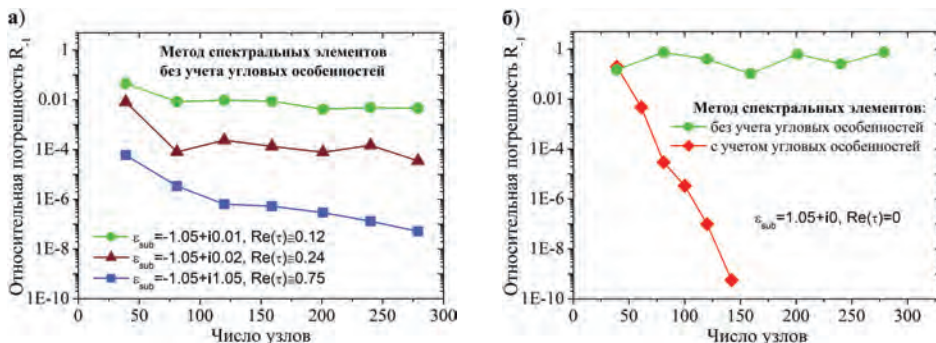


Рис. 2. Результаты расчета методом спектральных элементов отражательной дифракционной эффективности минус первого порядка R_1 треугольной дифракционной решетки с параметрами, приведенными в описании к Рис.1, и различными диэлектрическими проницаемостями материала решетки ϵ_{sub} . По оси абсцисс отложено суммарное число узлов вдоль горизонтальной оси на одном периоде решетки

В нашей работе поле вблизи особенности в плоскости перпендикулярном ребру представляется в виде вложенного ряда произведений функций зависящих от полярного угла и функций, зависящих от ρ . Функции, зависящие от угла, являются собственными функциями задачи на собственные значения, возникающей при разделении переменных в уравнении Гельмгольца. В остальной области расчеты проводятся подходящим спектральным методом, в частности на рис. 1, и рис. 2 б) приведены результаты, полученные методом МСЭ. Также на рис. 2 а) показано, как замедляется сходимость обычного метода МСЭ, не учитывающего явно угловую особенность, при уменьшении $Re(r)$.

На рис. 2 б) приведено сравнение сходимости метода МСЭ с учетом и без учета угловой особенности, характеризующейся $Re(r) = +0$. Кроме возможности расчетов при наличии сильных угловых особенностей с $Re(r) = +0$, разработанный метод позволяет получить экспоненциально быструю сходимость в общем случае наличия угловых сингулярностей. Также предложенный подход может быть использован совместно с другими методами расчета уравнений Максвелла, такими как метод конечных элементов, конечноразностные методы и позволит ускорить их сходимость.

Список литературы

1. S.A. Maier, *Plasmonics: Fundamentals and Applications*, Springer, 2007, 224 p. <https://doi.org/10.1007/0-387-37825-1>
2. Li L. and Granet G. Field singularities at lossless metal-dielectric right-angle edges and their ramifications to the numerical modeling of gratings // *J. Opt. Soc. Am. A*. 2011. Vol. 28. No. 5. P. 738-746.
3. Li L. Field singularities at lossless metal-dielectric arbitrary-angle edges and their ramifications to the numerical modeling of gratings // *J. Opt. Soc. Am. A*. 2012. Vol. 29. No. 4. P. 593-604.
4. Boyd J. P., *Chebyshev and Fourier Spectral Methods: Second Revised Edition*, New York: Dover Publications, 2001. 688 p.
5. Patera A.T. A Spectral Element Method for Fluid Dynamics: Laminar Flow in a Channel Expansion // *Journal of Computational Physics*. 1984. Vol. 54. No. 3. P. 468-488.
6. Meixner J. The behavior of electromagnetic fields at edges // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1972. Vol. 20. No. 4. P. 442-446.
7. Makarov G. I., Osipov A. V. Structure of Meixner's series // *Radiophysics and Quantum Electronics*. 1986. Vol. 29. No. 6. P. 544-549.

Компенсация емкости щели для создания генератора ТГц диапазона на пролетных каналах с переменной инжекцией¹

Симонов Н. А., Вьюрков В. В., Руденко К. В., Лукичев В. Ф.

Физико-технологический институт имени К. А. Валиева РАН
117218, Москва, Нахимовский пр.-т, 36/1, Российская Федерация
nsimonov@ftian.ru

Аннотация: Предложен способ компенсации ёмкости электродов для твердотельных генерирующих элементов. Эта ёмкость существенно шунтирует входной импеданс антенны в терагерцовом диапазоне. Её компенсация обеспечивает согласование твердотельного устройства с антенной, необходимое для возникновения генерации на терагерцовых частотах.

1. Введение

В диапазоне терагерцовых частот происходит резкое снижение мощности генерации как оптических, так и электронных устройств [1]. Таким образом, создание эффективных источников и детекторов ТГц диапазона, работающих преимущественно при комнатной температуре, является сложной и актуальной задачей.

В этой работе мы продолжаем рассмотрение низкоразмерных твердотельных пролетных структур на основе тонких слоев кремния (2D) и массива кремниевых нанопроволок (1D) для генерации и регистрации терагерцового излучения [2, 3]. Преимущество таких структур состоит в том, что они могут быть изготовлены с использованием современной планарной кремниевой технологии. Для реализации устройства были разработаны и продемонстрированы ключевые технологии, которые позволяют формировать низкоразмерные структуры, связанные с антенной, для вывода генерируемого ТГц излучения и детектирования ТГц излучения [2]. Несомненным достоинством является и то, что такая структура способна обеспечить мощность излучения 1-10 мВт, что требуется для практических применений.

Важнейшим свойством структуры для генерации с частотой ω является наличие отрицательной проводимости $\text{Re}\sigma(\omega)$ (отрицательная действительная часть адмиттанса $\text{Re}Y(\omega)$) в линейном режиме. В этом случае система выделяет энергию колебаний, черпая её из энергии приложенного постоянного напряжения. Заметим, что для пролетных структур наличие отрицательной дифференциальной проводимости на статических характеристиках не обязательно, как это имеет место в туннельных и резонансно-туннельных диодах. Отрицательная проводимость в пролетных структурах возникает на частотах, обратных времени пролета и кратных ему [3].

Схематический вид генерирующей пролетной ячейки, вставленной в антенну или волновод с типичными размерами для терагерцовых частот, показан на рис.16. Ячейка представляет собой два электрода, разделенных щелью, по которой протекает ток. К сожалению, емкость электродов, определяемая этой щелью, на терагерцах вносит слишком большое изменение в адмиттанс устройства, что препятствует выводу мощности колебаний на антенну или в волновод. Важно отметить, что это затруднение свойственно всем твердотельным структурам, включая плазмонные.

2. Электромагнитное моделирование

Нами выбрана спиральная антенна (рис. 1), которая, помещенная на поверхности кремниевой линзы, демонстрирует хорошую направленность излучения. Кроме того, она широкополосная, что облегчает её согласование с генерирующим элементом.

Ёмкость щели может быть рассчитана по модели щелевой линии, расчет параметров которой имеется во многих программах электромагнитного моделирования. С помощью таких программ можно рассчитать характеристический импеданс Z_0 и волновое число k щелевой линии, а ее погонную емкость C и погонную индуктивность L можно найти из следующих равенств, привлекая модель длинной линии:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad k = 2\pi f\sqrt{LC} \quad (1)$$

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, грант № 0066-2019-0003.

Расчет емкости щелевой линии шириной 100 нм дал следующий результат: для щели длиной 100 мкм ее емкость $\sim 0,04$ пкФ, что соответствует импедансу, мнимая часть которого равна 4 Ом. Очевидно, этот импеданс будет очень сильно шунтировать входной импеданс антенны. Для его компенсации были использованы индуктивные окна (рис. 1б). Пример компенсации емкости щели на частоте 0,75 ТГц продемонстрирован на рис. 2.



Рис. 1. Компенсация емкости щели на входе антенне с помощью индуктивных окон. а) Логарифмическая спиральная антенна со скомпенсированной щелью на входе. б) Щель 50 мкм длины и 100 нм ширины, на концах которой – два компенсирующих индуктивных окна

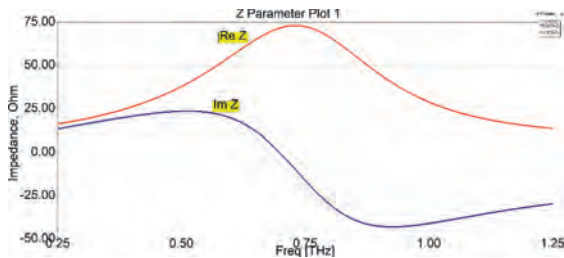


Рис. 2. Скомпенсированный входной импеданс для логарифмической спиральной антенны, шунтированной емкостью щели длиной 50 мкм и шириной 100 нм, расположенной на кремниевой линзе

3. Заключение

Конструкция низкоразмерных твердотельных пролетных структур на основе тонких слоев кремния включает щель шириной 100 нм. К сожалению, несмотря на относительную малость этой емкости (рассчитана емкость $\sim 0,04$ пкФ для длины щели 100 мкм), она существенно шунтирует входной импеданс антенны и вносит большое изменение в его реактивную часть. Это приводит к значительному рассогласованию твердотельного устройства с антенной, что нарушает условия возникновения генерации на терагерцовых частотах. Рассмотрен метод компенсации ёмкости этой щели с помощью введения индуктивных окон на ее краях.

Список литературы

1. Dhillon S.S., Vitiello M.S., Linfield E.H. et al. The 2017 terahertz science and technology Roadmap (Topical Review) // J. Phys. D: Appl. Phys. 2017, V. 50. P. 043001.
2. Vyurkov, V., Miakonkikh, A., Rogozhin, A., Rudenko, M., Rudenko, K. and Lukichev, V. Barrier-injection transit-time diodes and transistors for terahertz generation and detection. Proc. SPIE 11022, 1102202 (2019).
3. Vyurkov, V., Semenikhin, I., Rudenko, K. and Lukichev, V., 2019. Transit-time diodes and transistors with variable injection for generation and detection of THz radiation. In *ITM Web of Conferences* (Vol. 30, p. 08001). EDP Sciences.

О возможности создания антенной решетки субмиллиметрового диапазона на основе матрицы нанопроводов

¹Балабанов В.М., ²Горох Г.Г., ¹Обухов И.А.

АО НПП «Радиотехника»

г. Москва, 125040, ул. Скаковая 36, Российская Федерация
ia0001@mail.ru

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
gorokh@bsuir.by

Аннотация: Показано, что металлические контакты определенных размеров и формы на поверхности матрицы нанопроводов из антимонида индия в пористом анодном оксиде алюминия представляют собой антенны для электромагнитного излучения в субмиллиметровом диапазоне длин волн. Упорядоченная периодическая системы таких контактов может быть использована для создания антенной решетки.

1. Введение

Характерная удельная ёмкость перехода между нанопроводом из антимонида индия и золотым контактом порядка единиц нФ/см² [1]. Характерная поверхностная плотность нанопроводов в матрице из анодного оксида алюминия (АОА) составляет 10¹⁰ см⁻²[2]. Создавая на поверхности матрицы металлический контакт в виде кольца или иной формы, можно получить колебательный контур с собственной частотой терагерцового диапазона.

Удельная проводимость нанопровода порядка 1 - 10 МСм/см² [1, 3], что позволяет надеяться на высокую излучательную эффективность такого контакта. Периодическая поверхностная структура из кольцевых контактов может быть использована как антенная решетка.

2. Результаты моделирования

При расчетах характеристик антенны мы исходили из экспериментальных результатов, представленных в работах [1,2]. Матрица нанопроводов имела толщину 30 мкм; диаметр одного нанопровода в среднем равнялся 40 нм; среднее расстояние между центрами нанопроводов – 100 нм; удельное сопротивление нанопровода – 0,13 мОм*см²; удельная ёмкость резкого контакта Au-InSb – 1,2 нФ/см²; относительная диэлектрическая проницаемость АОА – 4,5; тангенс угла потерь АОА – 3*10⁻²; удельное сопротивление АОА – 0,55 Мом*см. Моделирование проводилось с использованием программного обеспечения EMPro компании Keysight EEsoft EDA.

На рис. 1 показаны коэффициент отражения (S₁₁) и излучаемая мощность как функции частоты для одиночного контакта к матрице круглой формы диаметром 80 мкм. Видно, что эти величины имеют ярко выраженные экстремумы на частотах, превышающих 300 ГГц. На частоте 325 ГГц при подаче мощности в 1,6 мВт излучаемая мощность составила 1,4 мВт, что соответствует излучательной эффективности 90,7%.

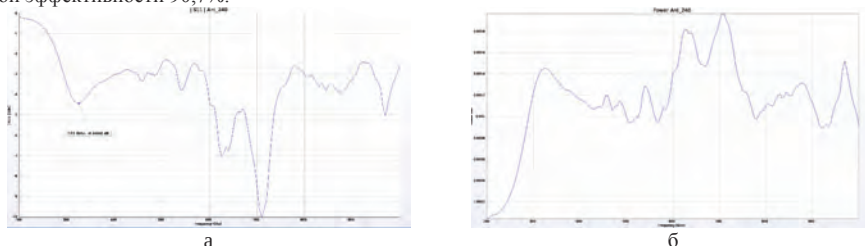


Рис. 1. Коэффициент отражения а) и излучаемая мощность б) одного контакта круглой формы диаметром 80 мкм

Частотная зависимость параметров структуры и диаграмма направленности существенно зависит от числа контактов и их взаимного расположения. На рис. 2 показана зависимость от частоты коэффициента отражения для системы из четырех контактов круглой формы диаметром 80 мкм в виде линейки и в виде квадрата. Расстояния между центрами контактов составляли 320 мкм. Излучательная эффективность первой и второй систем составила 93,8% и 92,2% на частотах 365 ГГц и 265 ГГц соответственно. Диаграммы направленности показаны на рис. 3.

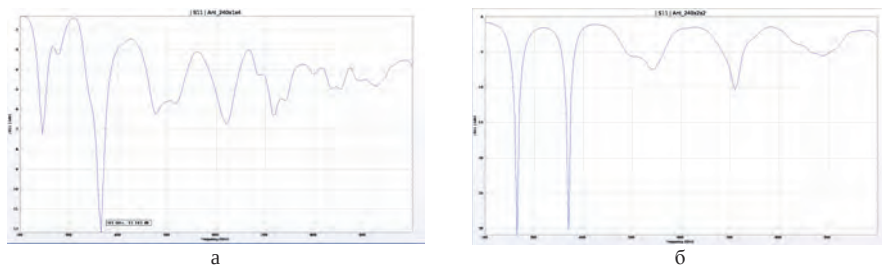


Рис. 2. Коэффициенты отражения а) линейки б) квадрата из четырех контактов круглой формы диаметром 80 мкм

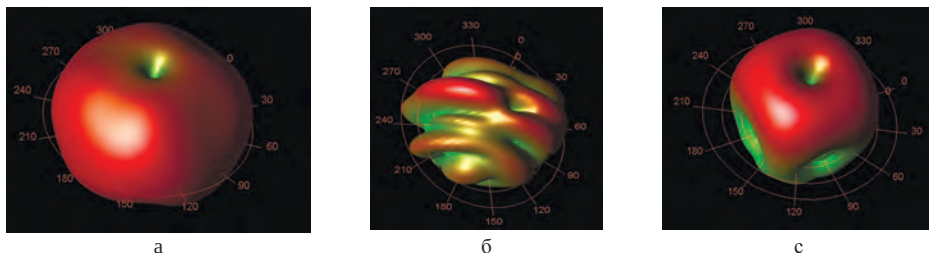


Рис. 3. Диаграммы направленности а) одного контакта, б) линейки и в) квадрата из четырех контактов круглой формы

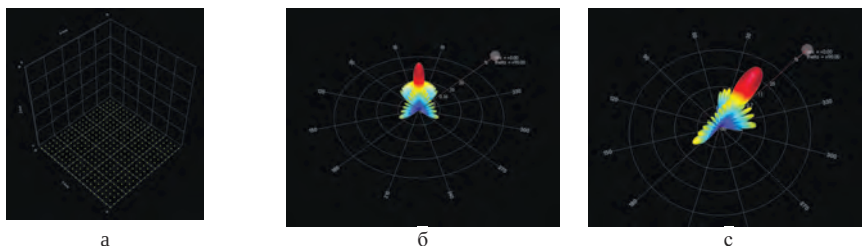


Рис. 4. Антенная решетка 20X20 элементов (контактов) (а) и ее диаграммы направленности при нулевом фазовом сдвиге (б) и при повороте главного лепестка на 45° (с)

На рис. 4 показаны диаграммы направленности решетки 20X20 контактов квадратной формы на частоте 300 ГГц при нулевом фазовом сдвиге и при смещении главного лепестка на 45° .

3. Заключение

Представленные расчеты основаны на результатах измерений электрических характеристик созданных нами матриц нанопроводов из антимонида индия в анодном оксиде алюминия. Это позволяет надеяться на возможность практической реализации антенных решеток с рассчитанными параметрами.

Актуальность таких разработок обусловлена, в частности, проектами по применению терагерцового диапазона частот в будущих сетях 6G [4].

Список литературы

1. Божьев И.В., Горох Г.Г., Карушкин Н.Ф., Лозовенко А.А., Новоселов А.С., Обухов И.А., Румянцев С.В., Смирнова Е.А. Электрические характеристики нанопроводов антимонида индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия. В сб. : 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 1041—1046.
2. Божьев И.В., Горох Г.Г., Лозовенко А.А., Напольский К.С., Обухов И.А., Позняк А.А., Смирнова Е.А. Технология формирования нанопроводов антимонида индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия. В сб. : 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 996—1002.
3. Suprem R. Das, Collin J. Delker, Dmitri Zakharov, Yong P. Chen, Timothy D. Sands, and David B. Janes Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors // Appl. Phys. Lett. 2011. Vol. 98: 243504.
4. Alsharif M.H. et al Sixth Generation (6G) Wireless Networks: Vision, Research Activities, Challenges and Potential Solutions // Symmetry 2020. Vol. 12, 676; doi:10.3390/sym12040676.

Численная модель гетероструктур с вертикальным транспортом на основе двумерных материалов

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербаклова И. Ю.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
nanodev@bsuir.edu.by

Аннотация: Предложена численная модель, предназначенная для расчета вольт-амперных характеристик (ВАХ) гетероструктур с вертикальным транспортом на основе двумерных наноматериалов. С использованием модели рассчитаны зависимости плотности тока от напряжения для гетероструктур на основе графена, гексагонального нитрида бора (h-BN) и сульфида молибдена (MoS_2). Исследовано влияние количества слоев материала на ВАХ гетероструктур.

1. Введение

Последние десятилетия проводится активный поиск новых материалов и технологий для высокочастотной электроники, оптоэлектроники, наноэлектроники. Синтезирование двумерных (2D) материалов и гетероструктур на их основе открыло новый этап в исследовании данных устройств. В связи с этим разработка численных моделей и теоретическое исследование с их помощью гетероструктур на основе 2D материалов является актуальной задачей.

2. Теория

В наших работах [1–3] представлены результаты исследования характеристик приборных структур на основе графена с горизонтальным транспортом в зависимости от различных параметров. Используемая ранее для расчета модель [3] была адаптирована на случай учета вертикального транспорта в зоне проводимости. Предложенная модель формализма волновых функций основана на численном самосогласованном решении уравнений Шредингера и Пуассона [4,5]. Заметим, что для вертикальных гетероструктур параметры материала, такие как эффективная масса, ширина запрещенной зоны существенно зависят от количества слоев. Кроме того, ширины активных областей (барьеров и квантовых ям) также определяются количеством слоев материала, из которого они сформированы.

В работе исследуются вертикальные гетероструктуры, содержащие графен, h-BN и MoS_2 . Рассчитаны ВАХ таких структур в зависимости от количества слоев 2D-материала, формирующего потенциальные барьеры. Соответствующие расчеты проводились с применением разработанной комбинированной модели формализма волновых функций. Проведено сравнение результатов моделирования ВАХ исследованных структур.

3. Заключение

В докладе описана предложенная численная комбинированная модель гетероструктур на основе двумерных материалов. Показана ее применимость для расчета ВАХ гетероструктур с вертикальным транспортом, содержащих графен, h-BN и MoS_2 .

Список литературы

1. Abramov I.I., Labunov V.A., Kolomeitseva N.V., Romanova I.A. Simulation of field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on graphene // Proc. of SPIE. 2016. V. 10224. P. 102240V-1–10.
2. Абрамов И.И., Коломейцева Н.В., Лабунов В.А., Романова И.А. Моделирование резонансно-туннельных приборных структур на основе углеродных наноматериалов // Нанотехнологии: разработка, применение — XXI век. 2017. Т. 9, № 3. С. 3–11.
3. Abramov I.I., Labunov V.A., Kolomeitseva N.V., Romanova I.A., Shcherbakova I.Y. Simulation of graphene field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on carbon nanomaterials // Proc. of SPIE. 2019. V. 11022. P.110220F-1–11.
4. Абрамов И. И. Проблемы и принципы физики и моделирования приборных структур микро- и нанoeлектроники. Часть I. Основные положения // Нано-и микросистемная техника. 2006. №8. С. 34–37.
5. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и нанoeлектроники. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.

Моделирование резонансно-туннельных диодов на основе GaN/AlGaIn с вертикальным транспортом

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
nanodev@bsuir.edu.by

Аннотация: Предложена численная комбинированная модель, предназначенная для расчета вольт-амперных характеристик (ВАХ) резонансно-туннельных диодов (РТД) на основе GaN/AlGaIn с вертикальным транспортом. Модель основана на самосогласованном численном решении уравнений Шредингера и Пуассона в активной области прибора. С использованием предложенной модели исследовано влияние концентрации алюминия в барьерах на ВАХ рассмотренных РТД.

1. Введение

В последнее время много внимания уделяется вертикальным гетероструктурам на основе GaN/AlGaIn. Приборные структуры на таких материалах могут функционировать при больших электрических полях и высоких температурах. Это связано с большим разрывом зоны проводимости (1,75 эВ между AlN и GaN) и высокой энергией LO-фононов (92 мэВ для GaN). Приборы имеют значительный потенциал для оптоэлектроники как в ближнем инфракрасном, так и в терагерцовом диапазонах. Следовательно, задача разработки численных моделей таких приборных структур актуальна.

2. Теория

В докладе исследуется вертикальный транспорт в структурах с наноразмерными активными областями. Исследуемый прибор представляет собой активную область квантовой ямы из нелегированного GaN, ограниченную барьерами $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$. Данная гетероструктура отделена от легированных контактных слоев p^+ -GaN спейсерными слоями из нелегированного GaN.

В качестве исходной численной самосогласованной модели использовались комбинированные модели, разработанные ранее [1-3], являющиеся результатом комбинации полуклассического и квантово-механического подходов [4,5] и адаптированные для расчета характеристик РТД на основе GaN/AlGaIn с вертикальным транспортом. В используемой численной модели прибор представляется состоящим из трех видов областей: контактов, приконтактных областей и активной области. Влияние контактов описывается с помощью контактной разности потенциалов. В приконтактных областях, включающих и спейсерные слои, используется бoльцмановская аппроксимация статистики Ферми-Дирака [5]. В активной области самосогласованно решаются уравнения Пуассона и Шредингера.

Проведены расчеты ВАХ резонансно-туннельных диодов для случаев различных значений мольной доли алюминия (x) в барьерах. Показано, что содержание Al влияет на основные параметры резонансного туннелирования, такие как контрастность ВАХ и значения напряжения, при котором наблюдается пик плотности тока.

3. Заключение

В работе представлены результаты моделирования ВАХ РТД на основе GaN/AlGaIn с вертикальным транспортом. Исследовано влияние концентрации Al в барьерах на характеристики прибора. Показано, что контрастность ВАХ чувствительна к изменению содержания Al. Предложенная модель применима для исследования РТД с вертикальной структурой.

Список литературы

1. Абрамов И. И., Гончаренко И. А. Численная комбинированная модель резонансно-туннельного диода // Электромагнитные волны и электронные системы. 2002. Т. 7, № 3. С. 54–60.
2. Абрамов И. И., Гончаренко И. А., Коломейцева Н. В. Комбинированная модель резонансно-туннельного диода // Физика и техника полупроводников. 2005. Т. 39, № 9. С. 1138–1145.
3. Абрамов И. И., Гончаренко И. А., Коломейцева Н. В. Комбинированная двухзонная модель резонансно-туннельного диода // Физика и техника полупроводников. 2007. Т. 41, № 11. С. 1395–1400.
4. Абрамов И. И. Проблемы и принципы физики и моделирования приборных структур микро- и нанoeлектроники. Часть I. Основные положения // Нано- и микросистемная техника. 2006. №8. С. 34–37.
5. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и нанoeлектроники. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.

Поперечный пространственный перенос горячих электронов в транзисторных гетероструктурах на основе GaN

¹ Карпов С.Н., ¹ Богданов С.А., ¹ Пашковский А.Б.

¹ Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А. И. Шокина
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
e-mail: solidstate10@mail.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты расчета всплеска дрейфовой скорости в гетероструктурах на основе GaN и GaAs на основе гидродинамической модели с феноменологическими временами релаксации электронов по импульсу и энергии. Проведено сравнение с величинами всплеска дрейфовой скорости в объемных материалах GaN и GaAs.

1. Введение

Технологии, основанные на применении нитридных полупроводников, привлекли к себе огромное внимание со стороны научного сообщества, что подтверждается большим количеством публикаций, посвященных нитрид-галлиевым транзисторам [1 – 4]. Сравнение GaN-транзисторов с мощными GaAs ДрНЕМТ-транзисторами показывает, что при одинаковых длинах коротких затворов коэффициент усиления GaN-транзисторов не уступает, а в некоторых случаях оказывается выше, чем у GaAs- транзисторов. Несмотря на это, арсенид галлия остается более перспективным материалом для устройств мм-диапазона длин волн, что следует из анализа динамики горячих электронов в объемном материале [5]. Однако, в настоящее время транзисторы изготавливаются на основе гетероструктур, при этом имеет место существенное изменение динамики горячих электронов в сравнении с объемным материалом. В случае GaAs-структур это объясняется сильным влиянием поперечного пространственного переноса электронов между слоями гетероструктуры. Таким образом, представляет интерес сравнить всплеск дрейфовой скорости электронов в гетероструктурах современных полевых транзисторов миллиметрового диапазона длин волн изготовленных на основе разных материалов.

2. Теория

Расчёты дрейфовой скорости в продольном направлении проводились по модели [6]. Транспорт горячих электронов описывался на основе гидродинамической модели с феноменологическими временами релаксации электронов по импульсу и энергии.

Предварительно, для описания поведения электронов в поперечном направлении при разных температурах электронного газа было получено решение самосогласованной системы уравнений Шредингера – Пуассона:

$$\begin{cases} -\frac{\hbar^2}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{m(x)} \frac{\partial}{\partial x} \psi_i(x) \right) + U(x) \psi_i(x) = E_i \psi_i(x) \\ \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon(x) \frac{\partial}{\partial x} \varphi(x) \right) = -e(N_d(x) - n(x)) \end{cases}, \quad (1)$$

где $m(x)$ – эффективная масса электронов в рассматриваемой гетероструктуре, $\psi_i(x)$ – i -ая волновая функция в структуре; E_i – собственные значения энергии волновой функции; $\varphi(x)$ – потенциал в структуре, $U(x) = -e\varphi(x) + E_c(x)$ – профиль потенциальной энергии структуры, учитывающий разрыв зон $E_c(x)$, $\varepsilon(x)$ – диэлектрическая проницаемость структуры; $N_d(x)$ – концентрация доноров в структуре, $n(x, \varphi)$ – концентрация носителей заряда (электронов) в структуре, $\hbar$ – постоянная Планка; e – элементарный заряд, ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума.

Для нитрид-галлиевых структур учитывался поляризационный эффект:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon_0 \varepsilon(x) \frac{\partial}{\partial x} \varphi(x) + P_{tot}(x) \right) = -e(N_d(x) - n(x)), \quad (2)$$

$$P_{tot} = P_{sp} + P_{pz}$$

где $P_{tot}(x)$ – суммарная поляризация полупроводника в точке x , $\frac{\text{Кл}}{\text{м}^2}$; P_{sp} и P_{pz} – спонтанная и пьезоэлектрические компоненты поляризации, соответственно.

3. Результаты расчётов

Результаты расчётов приведены на рисунке 1. Видно, что в GaAs-гетероструктурах поперечный пространственный перенос в разы уменьшает всплеск дрейфовой скорости электронов при их влёте в область сильного поля, что, соответственно, увеличивает время пролёта электронов под затвором. В то же время в гетероструктурах на основе GaN негативное влияние этого эффекта обычно достигает не более 20%.

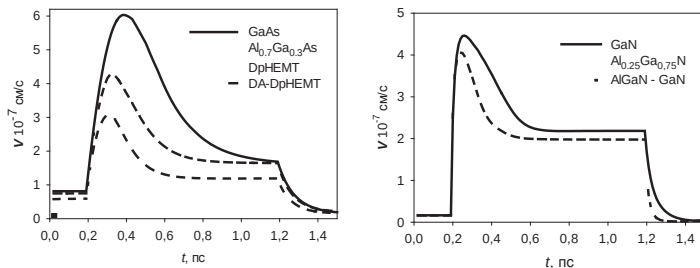


Рис. 1. Зависимость дрейфовой скорости электронов от времени. (а) GaAs – структура при значениях напряженности электрического поля $E=1$ кВ/см (интервалы 0 – 0.2 пс и 1.2 – 1.5 пс) и $E=20$ кВ/см (интервал 0.2– 1.2 пс); (б) GaN-структуры при значениях напряженности электрического поля $E=1$ кВ/см (интервалы 0 – 0.2 пс и 1.2 – 1.5 пс) $E=300$ кВ/см (интервал 0.2– 1.2 пс)

Список литературы

1. M.G. Ancona, J.P. Calame, D.J. Meyer, S. Rajan, and B.P. Downey. Compositionally Graded III-N HEMTs for Improve Linearity: A Simulation Study // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2019. – Vol. 66. – № 5. – P. 2151.
2. S. Rahman, N.A. Farhana Othman, S.W. Muhamad Hatta, and N. Soin. Optimization of Graded AlInN/AlN/GaN HEMT Device Performance Based on Quaternary Back Barrier for High Power Application // ECS Journal of Solid State Science and Technology. – 2017. – Vol. 6. – № 12. – P. 805 – 812.
3. S. Bajaj, Z. Yang, F. Akyol, P.S. Park, Y. Zhang, A.L. Price, S. Krishnamoorthy, D.J. Meyer, and S. Rajan. Graded AlGaIn Channel Transistors for Improved Current and Power Gain Linearity // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2017. – Vol. 99 – P. 1 – 6.
4. B. Romanczyk, S. Wienecke, M. Guidry, H. Li, E. Ahmadi, X. Zheng, S. Keller, and U.K. Mishra. Demonstration of Constant 8 W/mm Power Density at 10, 30, and 94 GHz in State-of-the-Art Millimeter-Wave N-Polar GaN MISHEMTs // IEEE Transaction on Electron Devices. – 2018. – Vol. 65. – NO. 1. – P. 45- 50.
5. А.Б. Пашковский, В.М. Лукашин, Я.Б. Мартынов, В.Г. Лапин, А.А. Капралова, И.А. Анисимов. Нелокальный дрейф электронов в полевых транзисторах на основе нитрида галлия // Электронная техника, Сер.1, СВЧ-техника. – 2014. – Вып.4(523). – С. 5- 16.
6. А.Б. Пашковский, С.И. Новиков, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, Я.Б. Мартынов. Особенности всплеска дрейфовой скорости электронов в DA-DpHEMT // Письма в ЖТФ. – 2018. – Т. 44. – В. 17. – С. 103 – 110.

Специальная разностная схема для решения системы жестких дифференциальных уравнений описывающих нелокальный транспорт электронов в DA – DrHEMT

Пашковский А. Б.

АО «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А.И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, д. 2а, Российская Федерация
e-mail: solidstate10@mail.ru

Аннотация: Для системы жестких нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих нелокальную динамику электронов в полевых транзисторах с субмикронным затвором предложен алгоритм, улучшающий точность численного решения. На примере полевого транзистора на гетероструктуре с донорно – акцепторным легированием проведено сравнение распределений напряжённости электрического поля, рассчитанных различными способами в канале прибора.

1. Введение

Типичные системы нелинейных дифференциальных уравнений первого порядка, описывающие нелокальную динамику электронов в полевых транзисторах с субмикронными затворами, относятся к так называемым жестким системам [1,2]. Для их численного интегрирования используются специальные, в основном, неявные методы [3-7]. Применимость того или другого алгоритма и выбор шага разностной схемы для численного решения подобных систем в случае систем линейных уравнений сильно зависит от характеристических чисел этих систем. Для нелинейных систем, по-видимому, подобные строгие критерии отсутствуют. По сути дела, каждая такая система индивидуальна. Начиная с момента, когда шаг сетки становится много меньше длины релаксации электронов по импульсу при численном интегрировании подобных систем могут возникать вычислительные проблемы, связанные с устойчивостью. Рассмотрим данный вопрос на примере расчета характеристик полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно – акцепторным легированием (DA – DrHEMT) [8].

2. Математическая модель

Система уравнений, описывающая протекание тока через транзистор в продольном направлении с учётом нелокальной динамики электронов, по аналогии с [8] имеет вид:

$$\begin{aligned} I &= qn_s(x)V(x)Z \\ \kappa\kappa_0 \frac{\partial E(x)}{\partial x} &= q(n_s(x) - n_{s0}(x, T)) / h(x, T) \\ V(x) \frac{\partial [m^*(\varepsilon(x)) \cdot V(x)]}{\partial x} &= qE(x) - \frac{m^*(\varepsilon(x)) \cdot V(x)}{\tau_p(\varepsilon(x))} \\ V(x) \frac{\partial \varepsilon(x)}{\partial x} &= qE(x)V(x) - \frac{\varepsilon(x) - \varepsilon_0}{\tau_e(\varepsilon(x))} \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь I – ток текущий через транзистор, q – заряд электрона, m^* – его эффективная масса, $n_s(x)$ – поверхностная плотность электронов в канале, $n_{s0}(x, T)$ – поверхностная плотность электронов в канале в равновесии при температуре электронов T , Z – ширина затвора транзистора, E – напряжённость электрического поля, κ, κ_0 – диэлектрическая проницаемость полупроводника и вакуума, $h(x, T)$ – эффективная ширина канала транзистора, ε – энергия, V – средняя дрейфовая скорость, τ_p и τ_e – времена релаксации электронов по импульсу и энергии, ε_0 – энергия электронов при температуре решётки. Ширина канала и равновесная поверхностная плотность электронов определяются из решения самосогласованных уравнений Шредингера и Пуассона.

В обычных транзисторах с характерной толщиной канала (а соответственно и другими характеристическими размерами, например, размеры краевых областей затвора) около 0,1 мкм, проблемы с устойчивостью не вызывают серьёзных трудностей [1,2]. Однако в приборах на гетероструктурах с селективным легированием эффективная толщина канала становится почти на порядок меньше и в этом случае начинают возникать реальные проблемы.

Систему уравнений (1) можно компактно записать в матричной форме:

$$f'(x) = \gamma(x, f(x)) \quad (2)$$

При такой форме записи для численного определения значения функции в точке x_i обратный метод Эйлера имеет вид:

$$\frac{f(x_i) - f(x_{i-1})}{x_i - x_{i-1}} = \gamma(x_i, f(x_i)) \quad (3)$$

Надо отметить, что не смотря на свою простоту, для систем типа (1) обратный метод Эйлера оказывается одним из наиболее устойчивых. Однако иногда и с ним возникают весьма специфические проблемы: наблюдаются осцилляции поля при влёте электронов под затвор и вылете их из – под затвора. При этом решение задачи не расходится, и начиная с какого – то момента опять становится гладким. Попытки использовать другие алгоритмы, например, метод Гира второго порядка [9] только усугубляет ситуацию. Поэтому для решения проблемы предлагается следующий алгоритм. Для нахождения решения в точке x_i вначале обратным методом Эйлера находим его в точке $x_i + 1$:

$$\frac{f(x_{i+1}) - f(x_{i-1})}{x_{i+1} - x_{i-1}} = \gamma(x_{i+1}, f(x_{i+1})) \quad (4)$$

Затем делим интервал на 2 и находим решение в точке x_i по следующей формуле (коэффициенты в производной подобраны так, чтобы формула была верна для полинома второй степени, как в методе Гира второго порядка):

$$\frac{3f(x_{i+1}) - 4f(x_i) + f(x_{i-1}))}{x_{i+1} - x_{i-1}} = \gamma(x_i, f(x_i)) \quad (5)$$

В ряде случаев данный подход даёт заметно лучшие результаты. Однако, хотя в большинстве исследованных случаев, его точность вполне достаточна, при уменьшении шага он тоже становится в описанном выше смысле неустойчивым.

Приведенный выше алгоритм можно усовершенствовать. Первый раз найти решение обратным методом Эйлера не через 2, а через 4 шага, то есть в точке с индексом $i+3$. Затем поделить интервал на 2, по формуле (5), естественно с соответствующими индексами, найти решение в точке $i+1$:

$$\frac{3f(x_{i+3}) - 4f(x_{i+1}) + f(x_{i-1}))}{x_{i+3} - x_{i-1}} = \gamma(x_{i+1}, f(x_{i+1})) \quad (6)$$

А затем, уменьшив интервал ещё в 2 раза по формуле (5) или (6) найти решение в точке x_i (итерационный метод 2-го порядка). В принципе, можно первый шаг обратным методом Эйлера сделать на 8, 16 или 32 шага с последующим делением пополам (соответственно итерационный метод 3, 4 и 5-го порядка).

3. Заключение

Для систем жестких нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих нелокальную динамику электронов в одномерных моделях полевых транзисторов, разработан алгоритм основанный на нахождении решения обратным методом Эйлера с большим шагом, а затем нахождение решения на шаге вдвое меньше с использованием предыдущего решения. В ряде случаев при численном интегрировании это позволяет использовать более мелкие сетки увеличивая точность расчётов.

Список литературы

1. B. Carnee, A. Cappy, A. Kaszynski, E. Constant, and G. Salmer J. Appl. Phys. 1980, V 51, № 1, P.784-790.
2. А.А. Кальфа, А.Б. Пашковский, А.С. Тареп Нелокальные и диффузионные эффекты в полевых транзисторах с субмикронным затвором // Радиофизика. 1985, Т.28, № 12. С. 1583-1589.
3. Дж. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер Машинные методы математических вычислений. Москва. Мир. 1980.
4. Хайрер Э., Ваннер Г. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Жесткие и дифференциально-алгебраические задачи / Пер. с англ. — М.: Мир, 1999. — 685 с.
5. Curtiss C. F., Hirschfelder J. O. Integration of stiff equations // Proceedings of the National Academy of Sciences of the USA. — 1952. — vol. 38(3). — pp. 235—243.
6. Ракитский Ю.В., Устинов С.М., Черноуцкий И.Г. Численные методы решения жестких систем М.: Наука. 1979. - 208 с.
7. Новиков Е.А. Явные методы для жестких систем Новосибирск, "Наука", Сибирское предприятие РАН, 1997 - 195 с.
8. Пашковский А.Б., Новиков С.И., Лапин В.Г., Лукашин В.М., Мартынов Я.Б. Особенности всплеска дрейфовой скорости электронов в DA-PHEMT// Письма в Журнал технической физики, 2018, том 44, №. 17 с.103 – 110.
9. Gear C. W., в кн.: Information Processing 68, v. 1, Amst., 1969, p. 187-93

Анализ вакуумного резонансно-туннельного диода

¹Давидович М. В., ^{1,2}Глухова О. Е. ¹Колесов Г. И., ¹Саяпин К. А.

¹Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
г. Саратов, 410102, Российская Федерация
davidovichmv@info.sgu.ru

²Первый Московский государственный медицинский университет им. И. М. Сеченова
г. Москва, 119991, Российская Федерация

Аннотация: Предложены стационарные и нестационарные модели для расчета туннельного тока вакуумного резонансно-туннельного триода с управляющей сеткой. Стационарная модель основана на решении стационарного уравнения Шредингера матричным методом с расчетом профиля потенциала в структуре, имеющей несколько электродов, методом множественных изображений.

1. Введение

Вакуумные туннельные триоды являются очень интересными объектами исследований для вакуумной микроэлектроники, так как они не требуют накаливания для работы, а структура излучения может быть очень компактной и в то же время создавать очень большие токи, необходимые для работы устройств. Такие резонансные туннельные транзисторы (РТТ) могут использоваться в качестве источников излучения с высокой плотностью тока. Для этой цели интересны триоды с двойной сеткой и сеткой в виде нескольких проводящих слоев, разделенных вакуумными промежутками. Такие сетки способны создавать многогорбый квазипериодический потенциальный барьер, который может быть прозрачным в определенной энергетической полосе. В дополнение к резонансным туннельным диодам (РТД) многобарьерные (многогорбые) резонансные туннельные гетероструктуры также используются в нанoeлектронике, например, в квантовых каскадных лазерах. Напротив, вакуумные РТТ в виде гетероструктур удобны для управления током. В настоящей работе для этих целей исследуется вакуумный РТТ при стационарном рассмотрении. Решается стационарное уравнение Шредингера (УШ) и вычисляется ВАХ.

2. Теория

Мы вычисляем многоэлектродный профиль барьера $V(x)$ методом изображений согласно [1,2]. Результат вычисления профиля для одноячейного (с одной сеткой) и двухячейного (со вдвоенной сеткой) профиля при одинаковом потенциале) барьеров приведен на рис. 1. Величинами W обозначены работы выхода, $d=2$ нм – вакуумные промежутки, величины t означают размеры сеток

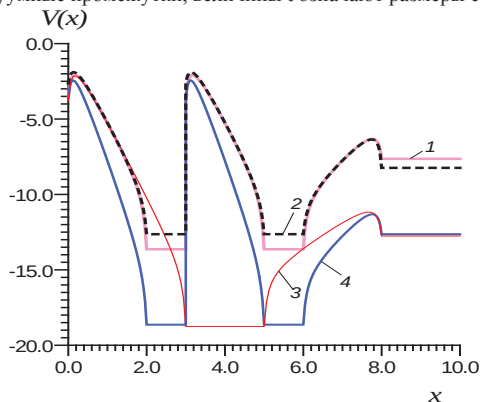


Рис. 1. Профили сложных барьеров (эВ) в двухячейных (кривые 1, 2, 4) и одноячейной (3) структурах с двумя сетками под одинаковым потенциалом. Параметры структур (эВ): $V_g = 10$, $V_a = 5$ (кривые 1, 2); $V_g = 15$, $V_a = 10$ (3, 4); $W_k=3$, $W_g=4$ (кривые 1, 3, 4); $W_k=3.6$, $W_g=3$ (2); $d_1=d_2=d_3=2$ нм, $t_g=1$ нм (1, 2, 4); $t_1=t_2=3$ нм, $t_g=2$ нм (3); $W_a=4.5$

УШ решается численно решения на основе представления V ступенчатыми функциями

$$V(x) = \sum_{j=1}^N V_j u_j(x). \quad (1)$$

Каждой функции соответствует матрица передачи

$$\hat{T}_j = \begin{bmatrix} \cos(k_j \Delta x_j) & -ik_j^{-1} \sin(k_j \Delta x_j) \\ -ik_j \sin(k_j \Delta x_j) & \cos(k_j \Delta x_j) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

в которой $k_j = \sqrt{\mu(E - V_j)} / \hbar$ для надбарьерных областей и $k_j = i\sqrt{\mu(V_j - E)} / \hbar$ для подбарьерных областей. Программа решения УШ заключается в построении полной матрицы $\hat{T} = \hat{T}_1 \hat{T}_2 \dots \hat{T}_N$ путем перемножения матриц областей и в вычислении коэффициентов прохождения $T = 2/[T_{11} + T_{22}(k_0/k) + i(k_0 T_{21} - T_{12}/k)]$ и отражения $R = 1 - k_0(T_{21} - iT_{22}/k)T$.

Результаты расчета плотности тока представлены на рис. 2

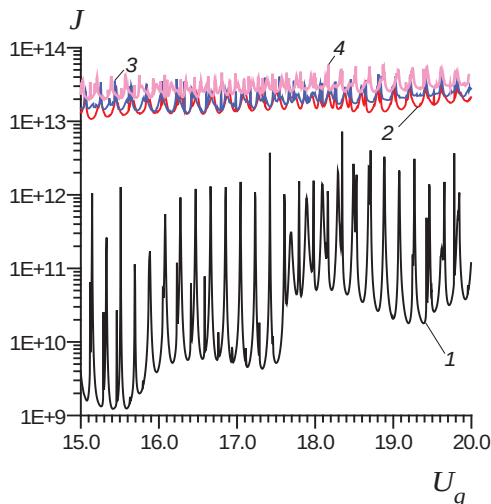


Рис. 2. Вольт-сеточные характеристики (J А/м² в зависимости от U_g В) для двухъямной структуры рис. 2 при разных размерах (нм) $d_1=d_2=d_3$, $t_{g1}=t_{g2}$, работах выхода W (эВ) с катода и напряжениях на аноде U_a : $d_1=2$, $t_{g1}=1$, $W=4$ (кривая 1); $d_1=2$, $t_{g1}=1$, $W=1.2$ (кривая 2); $d_1=2$, $t_{g1}=1.5$, $W=1.2$ (кривая 3); $d_1=2$, $t_{g1}=1.5$, $W=0.75$ (кривая 4); $U_a=3$ В (кривые 1,2), $U_a=5$ В (кривые 3,4). $W_a=4.5$ эВ

3. Заключение

На рис. 2 представлены результаты достижимой в двухъямных резонансно-туннельных структурах плотностей тока. Указанные плотности возрастают с уменьшением работы выхода катода и с увеличением ЕГО энергии Ферми. Уменьшенная работы выхода может быть достигнута вакуумно-плазменным напылением алмазо-графитовых кластеров на катод с образованием пленки порядка 2-5 нм.

Список литературы

1. Давидович М.В., Яфаров Р.К. Автоэмиссионная шахматная структура на основе алмазо-графитовых кластеров // ЖТФ. 2018. Т. 88. № 2. С. 283–293.
2. Давидович М.В., Яфаров Р.К. Импульсные и статические автоэмиссионные ВАХ углеродных нанокластерных структур: эксперимент и его интерпретация // ЖТФ. 2019. Журнал технической физики. 2019. Т. 89, вып. 8. С. 1282–1293.

Получение тонких пленок Ленгмюра — Шеффера N,N'-ди(3,5-диметилфенил)- и N,N'-ди(4-хлорфенил)диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты¹

¹Никитин К. С., ^{2,3,4}Казак А. В., ¹Поленов Ю. В., ¹Егорова Е. В.

¹Ивановский государственный химико-технологический университет
г. Иваново, 153000, Шереметевский проспект, 7, Российская Федерация
nikitin_kost@mail.ru

²НИИ Наноматериалов, Ивановский государственный университет
г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация

³Московский государственный областной университет
г. Мытищи, 141014, ул. Веры Волошиной, 24, Российская Федерация

⁴ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН
Москва, 119333, Ленинский пр., 59, Российская Федерация

Аннотация: Исследованы реакции взаимодействия N,N'-ди(4-хлорфенил)- и N,N'-ди(3,5-диметилфенил) диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты с диоксидом тиомочевины в тонкой пленке, полученной на кварцевой подложке с применением технологии Ленгмюра — Шеффера. Методом электронной спектроскопии поглощения установлено, что взаимодействие диоксида тиомочевины с тонкой пленкой кубогенов не приводит к образованию продуктов циклизации, но вызывает изменение структуры пленок. В пленках Ленгмюра-Шеффера данных соединений происходит образование растворимых лейкоформ J-агрегатов, при этом H-агрегаты остаются в структуре пленок в неизменном виде для обоих исследуемых соединений.

1. Введение

Ранее нами было проведено исследование взаимодействия N,N'-ди(4-хлорфенил)диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты (кубоген красный) с диоксидом тиомочевины (ДОТМ) в тонкой пленке Ленгмюра-Шеффера (ЛШ-пленка), где было показано, что из двух видов агрегатов, присутствующих в пленке, J-агрегаты полностью удаляются из ее состава при действии ДОТМ, а H-агрегаты остаются [1]. Целью данной работы является продолжение исследования взаимодействия ЛШ-пленок кубогенов различного строения с водно-щелочным раствором ДОТМ.

2. Объекты и методы исследования

В качестве объектов исследования были выбраны N,N'-ди(4-хлорфенил)- и N,N'-ди(3,5-диметилфенил)диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты (кубоген нейтрально-красный). Все кубогены были синтезированы по методике, описанной в литературе [2] в ФГУП «ГНЦ «НИОПИК».

Пленки кубогенов на кварцевых подложках формировали по методике, описанной в [3-5]. Плавающие слои получали из раствора исследуемых соединений в тетрагидрофуране на ленгмюровской ванне фирмы «NT-MDT» (Зеленоград, Россия). Для получения слоев раствор исследуемого соединения наносили на поверхность бидистиллированной воды при температуре $20 \pm 1^\circ\text{C}$. Слои снимали со скоростью $55 \text{ см}^2/\text{мин}$ через 15 мин после нанесения раствора. Предварительно перед нанесением слоев кварцевые подложки тщательно очищали, промывая последовательно концентрированной серной кислотой, дистиллированной водой и хлороформом.

Для расчета начальной степени покрытия поверхности воды молекулами исследуемого соединения строили модели кубогенов с использованием метода PM3 с помощью программы HyperChem 8.0.

Площадь, занимаемую одной молекулой на поверхности воды, оценивали на основании представленной *face-on* геометрической модели. При нанесении раствора исходная площадь покрытия поверхности молекулами составляла $s_{\text{face}} = 69 \%$. Поверхностное давление (π) измеряли с помощью весов Вильгельми с точностью 0.02 мН/м . При $s_{\text{face}} = 100 \%$ барьеры в ванне останавливали и осуществляли последовательный перенос плавающих слоев на подложку методом горизонтального лифта при $\pi = 0.3 \text{ мН/м}$. На кварцевую подложку было перенесено 100 слоев.

¹ Работа поддержана Министерством науки и высшего образования РФ в рамках государственного задания Ивановскому государственному университету для выполнения научно-исследовательских работ (№ FZZM-2020-0006) и частично выполнена при финансовой поддержке РФФИ (№ 20-07-00181а), а также РФФИ и Ивановской области (№ 20-47-370002)

3. Результаты и обсуждения

Анализ электронных спектров поглощения ЛШ-пленок кубогена нейтрально-красного и кубогена красного после обработки водно-щелочным раствором ДОТМ показал, что восстановительной циклизации в пленках не происходит. В ЭСП кубогена нейтрально-красного (Рис. 1а) наблюдается уменьшение интенсивности полосы поглощения при 201 нм на 21%. По-видимому, ДОТМ не оказывает влияния на ЛШ-пленку кубогена нейтрально-красного, а уменьшение интенсивности полосы поглощения Н-агрегатов связано с их взаимодействием с гидроксидом натрия. В случае кубогена красного наблюдается исчезновение J-агрегатов, так как полоса поглощения 362 нм, которая соответствовала J-агрегатам не наблюдается в спектре, однако полосы Н-агрегатов сохраняются.

В случае ЛШ-пленки кубогена нейтрально-красного возможно более сильное взаимодействие между заместителями из-за наличия донорных метильных групп у фенильного кольца, что приводит к более сильному π - π -взаимодействию молекул в агрегате по сравнению с кубогеном красным, где заместитель хлор обладает акцепторными свойствами. Данный факт может объяснить причину возникновения лишь Н-агрегатов для кубогена нейтрально-красного по сравнению с наличием Н- и J-агрегатов в пленке кубогена красного.

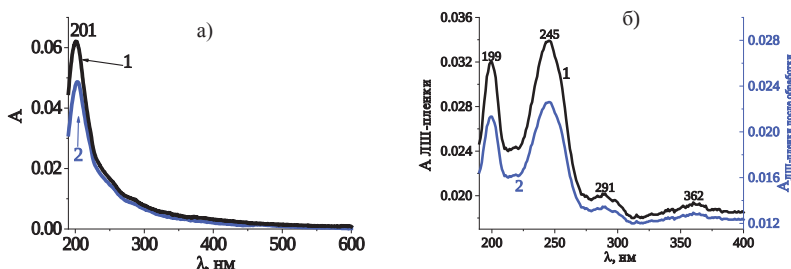


Рис. 1. Электронный спектр поглощения ЛШ-пленки кубогена до обработки водно-щелочным раствором ДОТМ (1) и после обработки (2): кубоген нейтрально-красный (а); кубоген красный (б)

4. Заключение

Показана возможность получения тонких пленок Ленгмюра-Шеффера производных кубогена. Для кубогена красного наблюдается образование Н- и J-агрегатов. Для кубогена нейтрально-красного наблюдается образование только Н-агрегатов, что может быть связано с влиянием заместителей у фенильного кольца кубогена. При воздействии водно-щелочным раствором диоксида тиомочевинны на пленки кубогенов возможно удаление (смыв) J-агрегатов.

Список литературы

1. Никитин К. С., Поленов Ю. В., Казак А. В. и др. Взаимодействие N,N'-ди(4-хлорфенил)диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты с диоксидом тиомочевинны в тонкой пленке Ленгмюра-Шеффера // Кристаллография. 2020. Т. 65. № 5. С. 811-817. DOI: 10.31857/S002347612005015X.
2. Пат. 919342 СССР, МПК C07B13/02. Производные 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты в качестве красителей для х/б, льняных, вязкозных материалов и способ их получения / Ворожцов Г.Н., Масанова Н.Н., Алексеев В.И., Соломатин Г.Г.; заявитель и патентообладатель Предприятие ПЯ А-7850. – № 2769573; заявл. 18.05.1979; опубл. 23.01.1983, Бюл. № 3.
3. Блинов Л. М. Ленгмюровские пленки // Успехи физических наук. 1988. Т. 155. № 3. С. 444-457.
4. Казак А. В., Жукова Л. Н., Ковалева М. И. и др. Самоорганизация азокрасителя КД-2 в плавающих слоях и пленках Ленгмюра-Шеффера // Жидк. крист. и их практич. использ. 2018. Т. 18. № 3. С. 74-81. DOI: 10.18083/LCAppl.2018.3.74.
5. Казак А. В., Дубинина Т. В., Холодков И. В. Самоорганизация несимметрично замещенного производного фталоцианина А3В-типа в плавающих слоях и пленках Ленгмюра-Шеффера // Жидк. крист. и их практич. использ. 2019. Т. 19. № 4. С. 88-96. DOI: 10.18083/LCAppl.2019.4.88.

Оптическая анизотропия и спектральная фотосенсибилизация в полимерных плёнках¹

^{1,2}Чаусов Д.Н., ¹Курилов А.Д., ¹Казак А.В., ¹Козенков В.М., ¹Беляев В.В.

¹Московский государственный областной университет, учебно-научная лаборатория теоретической и прикладной нанотехнологии, 141014, Московская область, г.Мытищи, ул. Веры Волошиной, д. 24

²Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»

119049, г. Москва, Ленинский проспект, д. 4, Российская Федерация

d.chausov@yandex.ru

Аннотация: Получены результаты исследования кристаллических и аморфных слоев органических красителей под действием поляризованных и неполяризованных пучков света. Пленки слоев красителей получены методами кристаллизации из расплава или раствора в полимере. Исследована динамика оптических свойств вещества с учетом проникновения световой волны от поверхности в объем вещества. Кроме того, изучена структура неоднородности объема вещества в различных направлениях по отношению к направлению распространения пучка света.

1. Введение

Исследована наведенная фотоиндуцированной оптической анизотропия (ФИА) в слоях полимеров с азокрасителем (рис. 1). Предложен механизм безызлучательной колебательной релаксации энергии поглощенного фотохимически неактивного кванта излучения, которая происходит при взаимной упорядоченности ближайших молекул сенсibilизатора и циннаматных пар. Это приводит к неравномерности интенсивности и, соответственно, изменению фотоиндуцированного показателя преломления внутри объема образца (картинные эффекты).

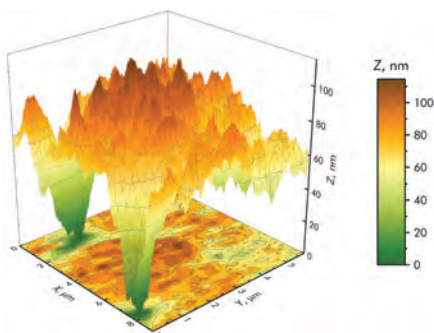


Рис. 1. Изображение поверхности в слоях полимеров с азокрасителем методами модуляционно-интерференционной микроскопии

2. Заключение

Впервые получена фотоиндуцированная оптическая анизотропия в слоях материала, состоящего из поли(винилциннамата) и азокрасителя, где каждый из реагирующих компонентов индивидуально не проявляет эффекта ФИА. Предложен механизм безызлучательной колебательной релаксации энергии поглощенного фотохимически неактивного кванта излучения, которая происходит при взаимной упорядоченности ближайших молекул сенсibilизатора и циннаматных пар. Установлено, что в результате безызлучательной колебательной релаксации энергии поглощенного фотохимически неактивного кванта излучения происходит трансляционная подвижка и угловая ориентационная перестройка ближайших молекул сенсibilизатора и циннаматных пар. Получено увеличение квантового выхода, которое объясняется переносом энергии поглощенного кванта света от сенсibilизатора на циннаматный фрагмент одной из молекул PVC и бимолекулярной фототопохимической реакцией циклизации молекул PVC в целом.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант 20-57-00012 Бел_а и гранта Президента Российской Федерации МД-2272.2021.1.6.

Применение самоорганизующихся полупроводниковых структур в конструкциях МЭМС-устройств¹

¹ Денисенко М. А., ¹ Исаева А. С., ¹ Лысенко И. Е.

¹ Южный федеральный университет
г. Таганрог, 34792, ул. Шевченко, 2, корп. «К», Российская Федерация
dema@sfnedu.ru

Аннотация: В работе предлагаются конструкции микрорезисторно-механических (МЭМС) устройств – туннельных сенсоров линейных ускорений (одноосевых и трехосевых), а также переключателей, полученных на основе самоорганизующихся слоев механически напряженных полупроводниковых структур. Конструкции промоделированы с использованием САПР ANSYS получены результаты структурного, модального и электростатического анализа.

1. Введение

В настоящее время микро- и наномеханические устройства применяются в технических системах самого разного назначения: от бытовых устройств (камеры, игрушки, носимая электроника) до специализированных (автомобильных, медицинских, промышленных, навигационных).

Такое активное развитие приводит к тому, что к МЭМС-устройствам предъявляются все новые технические и технологические требования, удовлетворение которых приводит к поиску новых подходов к их проектированию. В данной работе рассматривается метод построения МЭМС-структур с использованием операции самосборки на основе управляемой самоорганизации механически напряженных полупроводниковых слоев.

2. Теория

Важным направлением современной микросистемной техники является создание высокочувствительных сенсоров линейных ускорений. Одними из наиболее чувствительных к смещению инерционной массы (ИМ) акселерометрами являются конструкции, использующие туннельный ток для регистрации расстояния между электродами [1]. Такие акселерометры обладают важными преимуществами: сверхчувствительность (соотношение между туннельным током и межэлектродным расстоянием экспоненциально); уменьшение характеристических размеров (малая площадь чувствительной области – туннельного контакта, нет необходимости в габаритной ИМ из-за малых смещений); схемы обработки сигналов туннельных акселерометров как правило несколько проще подобных схем для емкостных акселерометров [2].

Одной из проблем получения туннельных акселерометров является технологическая сложность формирования туннельного зазора между подвижным и неподвижным электродами преобразователя перемещения. На рис. 1 схематически представлен вариант конструкции сенсора линейных ускорений. Основной U-образный упругий подвес в ней сформирован из двух полупроводниковых слоев следующим образом: внешний слой выполнен из InAs, внутренний – из GaAs (эти слои показаны белым цветом на рисунке). Механические напряжения в гетеропленке [3] (из-за разницы в значениях постоянных решеток – $\Delta a/a = 7,2\%$) скручивают ее при контролируемом локальном освобождении от подложки посредством травления жертвенного слоя (обозначен на рисунке красным цветом). Таким образом, изначально вся структура формируется в развернутом виде, что позволяет прецизионно контролировать процесс формирования острия туннельного контакта (обозначен на рисунке желтым цветом), а также наносить необходимые технологические слои, на подвижную и неподвижную части конструкции. Подвижная часть представляет собой комплексную микромеханическую конструкцию, на которой сформированы подвижный электрод, подвижный электрод электростатического актюатора, ИМ (обозначена зеленым цветом). ИМ, помимо своего основного назначения, задает жесткость подвижной части конструкции, препятствуя ее полному скручиванию и формируя балку. Электростатический актюатор образован неподвижным и подвижным отклоняющими электродами. Он является частью системы калибровки, обеспечивая необходимую величину зазора в туннельном контакте за счет электростатического притяжения.

Результаты моделирования [4, 5] позволяют говорить о перспективности подобных структур сенсорных элементов. Следует отметить, что до селективного травления жертвенного слоя разверну-

¹ Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации (проект № МК-2130.2020.8).

тое состояние конструкции позволяет предусмотреть дополнительные технологические операции для модификации конструкции, например с использованием фокусированного ионного пучка.

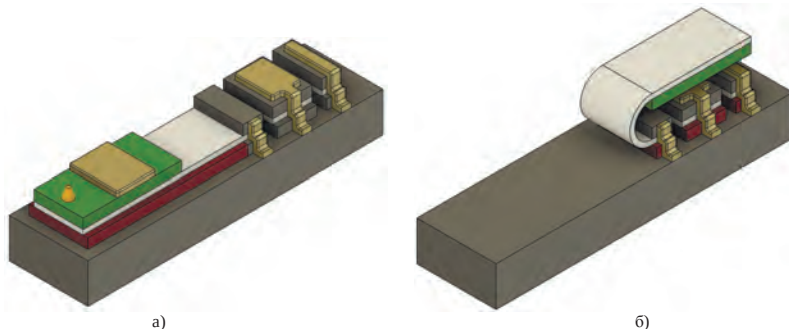


Рис. 1. Структура акселерометра горизонтального типа: а) в развернутом виде; б) в свернутом виде

Такой способ самоорганизации МЭМС структур может найти применение и для получения наноэлектромеханических (НЭМ) переключателей. Эти устройства обладают рядом преимуществ по сравнению с электронными КМОП-переключателями, такими как небольшой ток утечки, энергоэффективность, стабильность, хорошие динамические характеристики и могут оказаться перспективными для применения в сверхмаломощной электронике. При разработке НЭМ-переключателей может стать проблемой решение вопроса «залипания» контактов, что приводит к повышению напряжений срабатывания и даже к выходу из строя прибора. Решением может стать применение туннельных контактов, которые лишены этого недостатка. Наличие туннельного зазора позволит избежать прямого контакта электродов во время процесса переключения.

3. Заключение

Предложен способ формирования МЭМС-структур, с помощью которого могут быть получены высокочувствительные одно- и многоосевые туннельные сенсоры линейных ускорений, а также НЭМ-переключатели. Такие приборы могут стать перспективным направлением дальнейших исследований. Они обладают потенциалом для относительно несложных с технологической точки зрения модификаций посредством изменения геометрических характеристик структур; изменение расположения острия туннельного контакта и электростатического актюатора; модификация упругого подвеса. Результаты моделирования говорят об адекватности выбранных физико-геометрических параметрах конструкций.

Список литературы

1. Niu, W.M., Fang, L.Q., Xu, L., Li, X., Huo, R.K., Guo, D.Q. and Qi, Z.Y. Summary of Research Status and Application of MEMS Accelerometers // *Journal of Computer and Communications*, 6, 2018. P. 215—221.
2. Boyden E., El Rifai O., Hubert B., Karpman M., Roberts D. A High-Performance Tunneling Accelerometer // MIT Term Project Paper 6.777, Introduction to Microelectromechanical Systems, Spring 1999.
3. Prinz V.Ya. Precise semiconductor nanotubes and nanoshells fabricated on (110) and (111) Si and GaAs // *Physica E*. V.23, 2004. PP.260—268.
4. Denisenko M.A., Konoplev B.G., Isaeva A.S., Lysenko I.E. Integrated micro-mechanical tunneling accelerometer // *J. Pharm. Sci. & Res.* Vol. 9(11), 2017, pp. 2155-2158. ISSN: 0975-1459.
5. I.E. Lysenko, M.A. Denisenko, A.S. Isaeva, V.D. Popov Three-Axis Tunneling Micro accelerometer Based on Self-Organizing Structures // *International Journal of Engineering Trends and Technology* 68.11(2020) P. 92-96.

Оценка поляризации и пьезоэлектрического потенциала в деформированных ориентированных углеродных нанотрубках¹

Ильина М. В.

Южный федеральный университет, Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения
ул. Шевченко, 2, корп. Е, Таганрог, 347922, Россия
mailina@sfedu.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты теоретических исследований величины поляризации и поверхностного потенциала в ориентированных углеродных нанотрубках (УНТ), испытывающих деформацию изгиба величиной 1 и 3%. Установлено, что величина поляризации УНТ при деформации 3% составляет $0,57 - 2,3 \cdot 10^{-3}$ Кл/м² в зависимости от геометрических параметров нанотрубок, что приводит к формированию поверхностного потенциала величиной 82-124 мВ. Показана высокая корреляция полученных результатов моделирования с экспериментальными данными, что подтверждает адекватность используемого подхода при описании пьезоэлектрического эффекта в углеродных нанотрубках. Полученные результаты могут быть положены в основу разработки элементов нанопьезотроники на основе ориентированных углеродных нанотрубок

1. Введение

Одним из перспективных направлений развития современной электроники является нанопьезотроника, направленная на разработку новых двухэлектродных устройств, использующих внутреннее поле деформированных наноструктур в качестве напряжения, управляющего транспортом носителей зарядов [1]. В качестве материалов нанопьезотроники в первую очередь рассматривались пьезоэлектрические структуры [1, 2]. Однако в последние годы активное внимание стало уделяться углеродным наноструктурам, проявляющим аномальные пьезоэлектрические свойства и обладающими при этом высокими механическими характеристиками [3-5]. Недавно нами впервые был экспериментально исследован пьезоэлектрический эффект в ориентированных углеродных нанотрубках (УНТ) и определен пьезоэлектрический коэффициент, который составил 203 ± 18 пм/В [6]. Однако теоретическое описание пьезоэлектрического эффекта в УНТ на данный момент отсутствует. Целью данной работы является установление теоретической закономерности влияния деформации УНТ на величину поляризации и поверхностного потенциала.

2. Подходы и методы исследования

Для исследования использовались массивы вертикально ориентированных УНТ, выращенных методом плазмохимического осаждения из газовой фазы на подслое TiN при температуре 660 °C толщине каталитического слоя никеля 5 и 20 нм: диаметр (D) УНТ составил 35 и 70 нм, соответственно; длина (L) УНТ 13 и 31 мкм, соответственно.

Поверхностный потенциал определялся методом атомно-силового микроскопии (АСМ) с использованием двухпроходной методики зонда Кельвина при расстоянии между зондом и поверхностью образца 12 нм. В качестве зонда АСМ использовался кантилевер марки HA_NC/Pt.

Для теоретической оценки значения поверхностного потенциала рассчитывалась величина поляризации УНТ при деформации изгиба 1 и 3%. Распределение деформации УНТ длиной 13 мкм вдоль ее оси представлено на рис. 1а. Величина поляризации $P(x)$ оценивалась как [3]:

$$P(x) = b \cdot (I(x)/L) + b_f \cdot (dI(x)/dx)/L, \quad (1)$$

где b – пьезоэлектрический коэффициент УНТ, $b_f = b \cdot \lambda / \varepsilon$ – флексоэлектрический коэффициент [7], λ – толщина стенки УНТ, ε – диэлектрическая постоянная УНТ, x – вектор вдоль оси УНТ от 0 до L .

Значения пьезоэлектрических коэффициентов исследуемых УНТ определялись на основе ранее разработанной методики [8] и составила 0,075 и 0,019 Кл/м² для УНТ, выращенных при толщине каталитического слоя 5 и 20 нм, соответственно. Значения флексоэлектрических коэффициентов составили 1,8 и 0,32 пКл/м, соответственно.

Значение потенциала на вершине деформированной УНТ оценивалось с учетом [9] как:

$$U(L) = \ln(L/D) \cdot P(L) / (\pi \varepsilon_0 L^2). \quad (2)$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-37-70034.

3. Результаты исследования

Результаты моделирования величины поляризации УНТ показали, что с ростом деформации величина поляризации увеличивается линейно (Рис. 16). Для УНТ с диаметром 35 нм и длиной 13 мкм поляризация составляла $7,6 \cdot 10^{-4}$ Кл/м² при деформации изгиба 1% и $2,3 \cdot 10^{-3}$ Кл/м² при деформации 3%. Для УНТ с диаметром 70 нм и длиной 31 мкм поляризация составляла $1,9 \cdot 10^{-4}$ Кл/м² при деформации изгиба 1% и $5,7 \cdot 10^{-4}$ Кл/м² при деформации 3%. Рассчитанные значения поляризации сопоставимы со значением поляризации для графена, содержащего несимметричные поры [3].

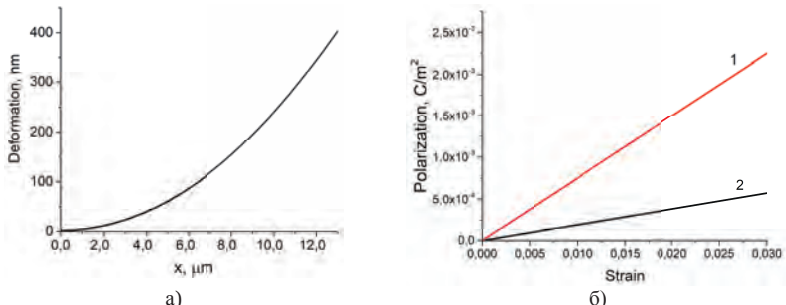


Рис 1. Распределение деформации вдоль оси УНТ длиной 13 мкм (а) и теоретические зависимости поляризации УНТ от величины относительной деформации (б): 1 – для УНТ, выращенной при толщине каталитического слоя 5 нм; 2 – для УНТ, выращенной при толщине каталитического слоя 20 нм

При этом величина потенциала на вершине нанотрубки при деформации изгиба 3%, согласно выражению (2), составила 82 и 124 мВ для УНТ, выращенных при толщине каталитического слоя 5 и 20 нм, соответственно. Экспериментальные исследования массива УНТ, выращенного при толщине каталитического слоя 5 нм, показали наличие поверхностного потенциала на вершинах пучков УНТ, испытывающих упругие деформации изгиба, величиной 35 – 81 мВ в зависимости от диаметра пучка и величины деформации нанотрубок. На вершинах пучков деформированных УНТ, выращенных при толщине каталитического слоя 20 нм, величина поверхностного потенциала составила 44 – 128 мВ. Полученные экспериментальные значения поверхностного потенциала показывают высокую корреляцию с результатами моделирования, что позволяет говорить об адекватности используемых подходов при теоретическом описании пьезоэлектрических свойств ориентированных УНТ.

4. Заключение

Таким образом, в данной работе проведены теоретические и экспериментальные исследования поляризации и величины поверхностного потенциала деформированных УНТ с разными геометрическими параметрами. Показано линейное увеличение значения поляризации с ростом деформации УНТ от 0 до 3%. Полученные результаты могут быть использованы для разработки перспективных элементов наноэлектроники на основе ориентированных УНТ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 20-37-70034).

Список литературы

1. Wang Z.L. Piezopotential gated nanowire devices: Piezotronics and piezo-phototronics // *Nano Today*. 2010. V. 5, № 6. P. 540–552.
2. Wang Z.L. Progress in piezotronics and piezo-phototronics // *Adv. Mater.* 2012. V. 24, № 34. P. 4632–4646.
3. Kundalwal S.I., Meguid S.A., Weng G.J. Strain gradient polarization in graphene // *Carbon*. 2017. V. 117. P. 462–472.
4. Wang X. et al. Observation of a giant two-dimensional band-piezoelectric effect on biaxial-strained graphene // *NPG Asia Mater.* 2015. V. 7, № 1. P. e154.
5. Il'ina M.V., Il'in O.I., Blinov Y.F., Konshin A.A., Konoplev B.G., Ageev O.A. Piezoelectric Response of Multi-Walled Carbon Nanotubes // *Materials*. 2018. Vol. 11, 638.
6. Il'ina M.V., Il'in O.I., Guryanov A.V., Osotova O.I., Blinov Yu.F., Fedotova A.A., Ageev O.A. Anomalous piezoelectricity and conductivity in aligned carbon nanotubes // *J. Phys. Chem. C*. 2021, DOI: 10.1039/d1tc00356a
7. Zubko P., Gatalan G., Tagantsev A.K. Flexoelectric effect in Solids // *Annu. Rev. Mater. Res.* 2013. 43(1). P. 387–421.
8. Ильина М.В., Ильин О.И., Гурьянов А.В., Агеев О.А. Разработка методики определения пьезоэлектрического коэффициента ориентированных углеродных нанотрубок // *Труды XXV Международного симпозиума «Нанофизика и наноэлектроника»* (Нижний Новгород, 9–12 марта 2021 г.). Т. 1, стр. 308–309.
9. Ong M.T., Duerloo K.-A. N., Reed E.J. The Effect of Hydrogen and Fluorine Coadsorption on the Piezoelectric Properties of Graphene // *J. Phys. Chem. C*. 2013. V. 117. P. 3615–3620.

Механизмы распространения звука в намагниченной магнитной жидкости, содержащей эллипсоидальные агрегаты¹

¹ Курилов А. Д.

¹ Московский государственный областной университет,
учебно-научная лаборатория теоретической и прикладной нанотехнологии
141014, Московская область, г. Мытищи, ул. Веры Волошиной, д. 24

Аннотация: Предлагается модель намагниченной магнитной жидкости, содержащей в себе эллипсоидальные агрегаты. Получены выражения для коэффициента поглощения и скорости распространения звука с учётом диполь-дипольного взаимодействия между агрегатами. Наблюдается удовлетворительное согласие теории с экспериментальными данными. В предельных случаях представленные выражения сводятся к классическим, а варьируемые параметры являются лишь геометрическими характеристиками агрегатов. Полученные результаты могут также быть использованы для анализа полевых зависимостей акустических свойств и моделирования кинетики роста агрегатов в магнитном поле.

1. Введение

Расчёт акустических параметров в намагниченной магнитной жидкости представляет собой сложную задачу, требующую учёта диполь-дипольного взаимодействия и структурного механизма поглощения. Из многочисленных магнитооптических экспериментов известно, что под действием внешнего магнитного поля в магнитных и магнитореологических жидкостях происходит формирование внутренней структуры из частиц [1—5]. Индуцирование анизотропной структуры приводит к появлению зависимости скорости распространения и коэффициента поглощения звука от угла между волновым вектором и направлением магнитного поля.

Одним из подходов к решению этой задачи является представление образующихся в магнитном поле кластеров в виде упорядоченной решётки из эллипсоидальных агрегатов [6, 7]. В настоящей работе на основе теории А.С. Ахужа формулируется обобщение, учитывающее диполь-дипольные взаимодействия между кластерами эллипсоидальной формы в магнитной жидкости при их произвольной ориентации относительно магнитного поля.

2. Теория

За основу вывода обобщённой теории распространения звука в намагниченных магнитных жидкостях возьмём уравнение движения эллипсоида в акустическом поле, полученное в работе [8]

$$\rho_c \frac{dv_c}{dt} = \rho_1 \frac{dv_1}{dt} - \tau \rho_1 \frac{du}{dt} - s \rho_1 \omega u, \quad (1)$$

где введены обозначения

$$\tau = L + \frac{9}{4} \frac{\delta}{b} K, \\ s = \frac{9}{4} \frac{\delta}{b} K^2 \left(1 + \frac{1}{K} \frac{\delta}{a} \right),$$

где $u = v_c - v_1$ — относительная скорость агрегата, a и b — малая и большая полуоси эллипсоида соответственно, K — динамический коэффициент формы, ρ — плотность среды, ω — циклическая частота ультразвуковой волны. δ — глубина проникновения вязкой волны. Индекс $_1$ обозначает несущую среду, а индекс $_c$ — агрегаты.

Дипольный момент эллипсоидального агрегата определяется выражением

$$P = M_s V_c,$$

где M_s — намагниченность насыщения дисперсной фазы, V_c — объём агрегата.

Тогда возвратная сила дипольной природы, возникающая при смещении агрегатов, будет определяться выражением

$$F_d = - \frac{6\mu_0 P^2}{\pi l^5} \Delta x \sin \theta = - \kappa \Delta x \sin \theta,$$

где Δx — смещение агрегата от положения равновесия, μ_0 — магнитная постоянная, θ — угол между волновым вектором ультразвуковой волны и направлением магнитного поля.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-32-90032.

Окончательные выражения коэффициента поглощения α и скорости распространения звука c в намагниченных магнитных жидкостях с эллипсоидальными агрегатами будут выглядеть следующим образом

$$\alpha_{vd} = \frac{1}{2} \frac{\omega}{c_1} \varphi \frac{(\sigma - 1 - \zeta)^2 s}{(\sigma + \tau - \zeta)^2 + s^2}, \quad (2)$$

$$\frac{c}{c_1} = 1 + \frac{1}{2} \varphi \left(1 - \frac{\beta_c}{\beta_1} \right) - \frac{1}{2} \varphi \frac{(\sigma - 1 - \zeta) [(\sigma + \tau)(\tau + 1) + s^2]}{(\sigma + \tau - \zeta)^2 + s^2}, \quad (3)$$

$$\zeta = \frac{\kappa \sin \theta}{\omega^2 \rho_1 V_c}.$$

где β – адиабатическая сжимаемость, φ – объёмная концентрация частиц, $\sigma = \rho_c / \rho_1$.

3. Заключение

Существующие на данный момент теории жидких намагничивающихся сред не способны количественно описать поведение магнитных жидкостей во внешних магнитных полях, в особенности индуцированную анизотропию её свойств. В качестве альтернативы предложена модель магнитной жидкости с эллипсоидальными агрегатами, в которой анизотропия акустических свойств появляется как за счёт диполь-дипольного взаимодействия между выстроенными агрегатами, так и за счёт ориентации эллипсоидов относительно направления распространения звука. В предлагаемой модели отсутствуют какие-либо эффективные параметры среды и численные подгоночные параметры, а в качестве варьируемых выступают лишь геометрические параметры агрегатов.

Получены выражения как для скорости распространения, так и коэффициента поглощения звука в намагниченных магнитных жидкостях, которые находятся в удовлетворительном количественном согласии с экспериментом. Полученные выражения могут быть использованы для анализа полевых зависимостей акустических свойств и моделирования кинетики роста агрегатов в магнитном поле. Кроме того, наблюдаемые качественные изменения угловых зависимостей коэффициента поглощения звука в изменяющихся магнитных полях могут быть описаны частичным разрушением эллипсоидальных агрегатов и их структурными перестройками с помощью предлагаемой модели.

Список литературы

1. Brojabasi S., Muthukumaran T., Laskar J. M., Philip J. The effect of suspended Fe_3O_4 nanoparticle size on magneto-optical properties of ferrofluids // *Optics Communications*. 2015. Vol. 336. P. 278–285.
2. Gravel O., Lauzon-Gauthier J., Duchesne C., Larachi F. Inception of vortical coherent structures from spinning magnetic nanoparticles in rotating magnetic fields – New nanofluid microscale mixing tool // *Chemical Engineering Journal*. 2015. Vol. 260. P. 338–346.
3. Chen C. Y., Lin H. C., Teng C. J., Li Y. H. Dynamics of a superparamagnetic microparticle chain in an oscillating magnetic field: Effects of field frequency // *Magnetohydrodynamics*. 2017. Vol. 53. No. 3. P. 449–459.
4. Mériquet G., Cousin F., Dubois E., Boué F., Cebers A., Farago B., Perzynski R. What tunes the structural anisotropy of magnetic fluids under a magnetic field? // *The Journal of Physical Chemistry B*. 2006. Vol. 110. No. 9. P. 4378–4386.
5. Lakić M., Andjelković L., Šuljagić M., Vulić P., Perić M., Iskrenović P., Krstić I., Kuraica M. M., Nikolić A. S. Optical evidence of magnetic field-induced ferrofluid aggregation: Comparison of cobalt ferrite, magnetite, and magnesium ferrite // *Optical Materials*. 2019. Vol. 91. P. 279–285.
6. Kashparkova M. Effect of dipole-dipole interaction on ultrasonic attenuation in a magnetic fluid // *Magnetohydrodynamics*. 1991. Vol. 27. No. 1. P. 41–42.
7. Nadvoretstii V. V., Sokolov V. V. Ultrasound absorption in magnetic fluid containing ellipsoidal aggregates // *Magnetohydrodynamics*. 1997. Vol. 33. No. 1. P. 25–28.
8. Ahuja A. S., Hendee W. R. Effects of particle shape and orientation on propagation of sound in suspensions // *The Journal of the Acoustical Society of America*. 1978. Vol. 63. No. 4. P. 1074–1080.

Поверхностные плазмоны в структурах с металлическими пленками и графеновыми листами

¹Давидович М. В., ¹Колесов Г. И., ¹Саяпин К. А.

¹Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410102, Российская Федерация
davidovichmv@info.sgu.ru

Аннотация: Мы рассматриваем электрические и магнитные поверхностные плазмоны в структурах с диэлектрическими и металлическими слоями или графеновыми листами. Получены условия существования обратной и прямой волн, а также медленных и быстрых плазмон-поляритонов. Мы также рассматриваем дифракцию плазмонов и плоских волн для слоя гиперболического метаматериала..

1. Введение

Медленные поверхностные плазмоны в металлических пленках и вдоль металлических поверхностей обычно рассматриваются без диссипации, поэтому диэлектрическая проницаемость металла реальна и отрицательна. В данной работе рассматриваются симметричные плоскостойные структуры с потерями с металлическими и диэлектрическими слоями и двумерными проводящими пленками или двумерным электронным газом с тензорной проводимостью. В качестве примера мы используем тензор проводимости графена, а для металлических слоев используем модель Друде-Лоренца. Мы также вводим поверхностную проводимость для тонких металлических и диэлектрических пленок. Целью данной работы является получение условий существования прямых и обратных волн, получение условий существования быстрых и медленных поверхностных плазмонов (ПП) и определение связи дисперсионного уравнения (ДУ) или существования ПП с дифракцией плоской волны без отражения. Обратные ПП в недиссипативных металлических пленках исследованы в [1, 2]. Мы исследуем обратные ПП в общем случае диссипативных плоскостойких структур.

2. Теория

Мы вычисляем дисперсию комплексных ПП вдоль плоскостойких металл-диэлектрических и графен-диэлектрических сред методом, изложенным в работах [3, 4] на основе трансформации импедансов и матриц передачи. Обратные ПП определяются по комплексной постоянной распространения: в них фазовая постоянная и постоянная затухания имеют разный знак. Результаты вычисления дисперсий для металлических и графеновых пленок приведены на рис. 1, 2. Результат для дифракции на несимметричном слое гиперболического метаматериала представлен на рис. 3.

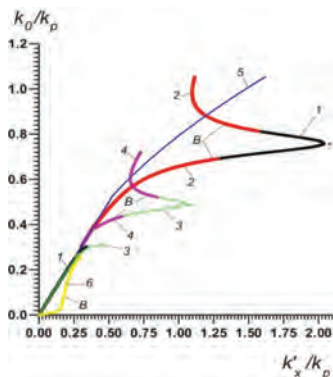


Рис. 1. Прямые (кривые 1, 3, 5) и обратные (символ B, кривые 2, 4, 6) ПП ветви для электрических антисимметричных (1, 2, 3, 4) и симметричных магнитных (5, 6) плазмонов в слое серебра 50 нм (1, 2), 100 нм (3, 4) и 10 нм (5, 6)

3. Заключение

Представленные результаты показывают, что в диссипативных структурах тип волн – прямые они или обратные определяется не характером дисперсии (нормальная она или аномальная отрица-

тельная), а знаком произведения реальной и мнимой частей постоянной распространения (или постоянной распространения на вектор Пойнтинга). Соответственно в обратных ПП энергия движется обратно фазе. Для плазмонов в графеновых слоях на подложках в оптической области важен учет пространственной дисперсии. Она искажает дисперсионные характеристики рис. 2 и требует учета тензорного характера проводимости графена.

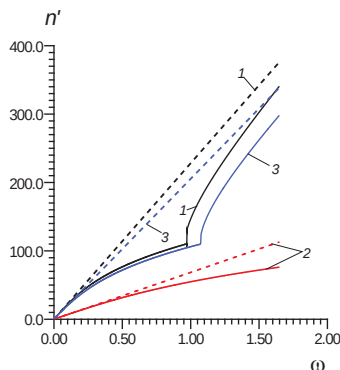


Рис. 2. Замедление n' E-SP для пленки графена при $T=300$ К в зависимости от круговой частоты (эВ): $\mu c=0,3$ эВ, $\epsilon=1$ (кривые 1); $\mu c=1$ эВ, $\epsilon=1$ (2); $\mu c=1$ эВ, $\epsilon=3$ (3) с пространственной дисперсией (сплошные кривые) и без (пунктирные кривые)

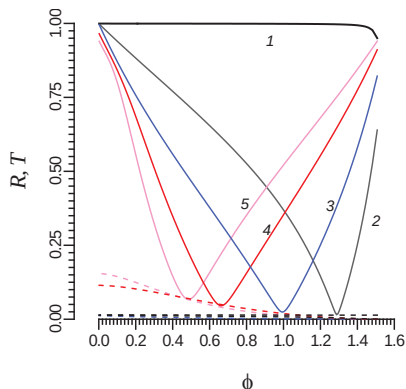


Рис. 3. Зависимость коэффициентов отражения R (сплошные кривые) и пропускания T (штриховые кривые) от угла падения ϕ структуры хм С D=420 Нм, $T_M=t_d=20$ нм, $\epsilon_s=3$ для различных значений α : $\alpha=0$ (кривая 1), $\alpha=\pi/12$ (2), $\alpha=\pi/8$ (3), $\alpha=\pi/4$ (4), $\alpha=\pi/3$ (5)

При дифракции плоской волны на слое несимметричного гиперболического материала в виде среза плоскостной среды коэффициент отражения существенно зависит от угла падения рис. 3. При некоторых углах и толщинах пластины может достигаться почти полное поглощение. Тензорный характер проводимости и диэлектрической проницаемости графеновых структур и метаматериалов приводит к возбуждению волн обеих поляризаций p и s даже при падении волны одной поляризации. Это следует учитывать а задачах дифракции плоских волн на таких структурах.

Список литературы

1. Tournois P., Laude V., Negative group velocities in metal-film optical waveguides // Optics Communications. 1997. Vol. 137. P. 41–45
2. Liu Y. M., Pile D.F.P., Liu Z. W., Wu D. M., Sun C., Zhang X. Negative group velocity of surface plasmons on thin metallic films // Proc. SPIE. 2006. Vol. 6323. P. 63231M–8.
3. Davidovich M. V. Plasmons in multilayered plane-stratified structures // Quantum Electron. 2017. Vol. 47, no. 6. P. 567–579.
4. Davidovich M. V. Maximum deceleration and negative dispersion of plasmons along a metal layer // Technical Physics Letters. 2017. Vol. 43, no. 22. P. 55–62.

Условия возникновения поверхностных плазмон-поляритонных волн в гетероструктуре «графен/SiO₂»¹

Гвоздовский Д.Ч., Баранова М.С., Стемпичский В.Р.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6, 220013, Республика Беларусь
gvozдовsky@bsuir.by

Аннотация: Проведено квантово-механическое моделирование структурных и оптических свойств графена, диэлектрической подложки SiO₂ и гетероструктур на их основе. Расчеты проводились на основе теории функционала плотности DFT с использованием методов, включающих силы Ван-дер-Ваальса. Программный пакет VASP использовался в качестве среды моделирования. Отрицательные участки действительной части диэлектрической проницаемости для чистого графена наблюдаются на частотах от 4,05 до 5,28 эВ. Контакт графена с диэлектрической подложкой может привести к образованию деузерного электронного газа. Величина заряда, который возникает вследствие контакта, составляет 0,07 е/атом.

1. Введение

Основной идеей наноплазмоники является использование поверхностных плазмонных волн (ППВ), которые индуцируются возбужденными зарядами посредством оптического излучения. ППВ существуют на границе раздела диэлектрика и проводника. Данное физическое явление может применяться в качестве различных приложений: химические сенсоры, рамановская спектроскопия с поверхностным усилением (способной обнаруживать одиночную молекулу), оптимизация ячейки солнечного элемента для повышения КПД. Поверхностные плазмоны (ПП) представляют собой связанные колебания электромагнитного поля и электронов проводимости, распространяющиеся вдоль поверхности проводника. Их можно интерпретировать как электромагнитные волны, захваченные поверхностью металла вследствие взаимодействия со свободными электронами. В ходе этого взаимодействия электроны проводимости коллективно реагируют на электромагнитное воздействие, осциллируя в резонансе со световой волной.

Наиболее распространенными механизмами возбуждения плазмонных волн являются: ослабленное полное отражение, рассеяние на топологическом дефекте на поверхности проводника и брэгговское рассеяние с использованием дифракционных решеток или периодической гофрировки. В графене длина волны ППВ может быть примерно в 40 раз короче, чем длина волны падающего излучения в свободном пространстве. Также графен обладает сильным плазмонным откликом в ТГц диапазоне частот при комнатной температуре.

В [1-3] экспериментально и теоретически изучено распространение поверхностных плазмон-поляритонных волн (ПППВ) на границе раздела двух сред: графена и диэлектрической подложки. ПППВ проявляют сильную волновую локализацию, умеренную потерю энергии, а их частота может изменяться посредством внешнего электромагнитного поля или химического легирования. В отличие от металлических сред, на границе которых распространение волн ППП происходит в диапазоне инфракрасного и оптического спектра, графен обеспечивает распространение волн в терагерцовом диапазоне. В [4] предложена конструкция плазмонной графеновой нанополосы. Показано, что габаритные размеры таких устройств могут измеряться в нанометрах, но при этом иметь диапазон резонансных частот в терагерцовом диапазоне. Таким образом, гетероструктура, которая состоит из графена и диэлектрической подложки может быть функциональной частью нанополосы, которая базируется на ПППВ, что позволяет при нанометровых геометрических размерах иметь терагерцовый диапазон рабочих частот.

Условием существования ПП на плоской границе двух сред является отрицательное значение диэлектрической или магнитной проницаемости [5]. Исследование возможности реализации в планарной периодической структуре на основе графеновых монослоев и диэлектрической подложки поверхностных волн сводится к поиску частотных областей, где действительная часть эффективной диэлектрической проницаемости принимает значения меньше нуля.

2. Детали моделирования

Моделирование структурных и электронных свойств наноразмерных объектов, в частности системы «графен/SiO₂», является неотъемлемым инструментарием при оптимизации не только состава

¹ Работа выполнена при поддержке БРФФИ (грант № Ф21М-122) и ГПНИ «Конвергенция-2025» (задание № 3.02.3).

ва соединения, но и при получении оптимальных свойств материалов нанoeлектроники. Использование численного эксперимента позволяет удешевить, упростить и ускорить процесс поиска оптимального решения, а в некоторых случаях, дать объяснение возникающим низкоразмерным эффектам.

В качестве среды моделирования структурных и электронных свойств системы «графен/SiO₂» использовался программный пакет VASP (Vienna Ab initio Simulation Package) [6], который предназначен для выполнения *ab initio* расчетов квантово-механическими методами [7]. Расчеты выполнялись на основании теории функционала плотности DFT (Density functional theory) [8].

Отклик материала на воздействие электрического поля световой волны полностью определяется его диэлектрической проницаемостью при этой частоте. Диэлектрическая проницаемость материала с любой конечной (не равной нулю) электрической проводимостью является комплексной величиной, то есть её можно записать как сумму действительной и мнимой частей. Для расчета обеих этих компонент для графена в настоящей работе учитываются разные поляризации электрического поля относительно оси *c* (которая перпендикулярна плоскости листа графена). Это среднее значение рассчитывается как для плоской поляризации света (E_{⊥c}), так и для поляризации вне плоскости или параллельно оси *c* (E_{||c}).

3. Результаты

Результаты моделирования оптических свойств, в частности диэлектрической проницаемости чистого графена: в частотном диапазоне от 4,05 эВ до 5,28 эВ чистый графен имеет отрицательные численные значения диэлектрической проницаемости в плоскости параллельной листу графена. При частотах более 6 эВ мнимая часть диэлектрической проницаемости устремляется к нулю, что говорит о значительных потерях в электропроводности.

Расчёты оптических свойств гетероструктуры «графен/SiO₂» позволили установить по спектральной зависимости действительной части диэлектрической проницаемости, что система обладает несколькими участками в частотном спектре, где возможно формирование поверхностных плазмонных волн: 0,4-0,5 эВ (I), 1,25-1,5 эВ (II), 4,5-5,5 эВ (III). При этом, наиболее перспективным является частотный участок от 4,5 до 5,5 эВ, поскольку в этом случае графен обладает наибольшей проводимостью. В частности энергетический спектр графена вблизи уровня Ферми и в интервале энергий от -1,3 до 0,7 эВ остается линейным. Оценка зарядовой плотности позволила установить, что в структуре «графен/SiO₂» происходит перераспределение заряда и возможно формирование двумерного электронного газа. Величина заряда, который возникает вследствие контакта, составляет 0,07 е/атом. При этом основной заряд со стороны подложки локализован на атомах кислорода.

4. Заключение

Результаты расчетов квантово-механического моделирования электронных и оптических свойств системы «графен/SiO₂» позволил сделать выводы, что перспективной гетероструктурой для изучения ППВ является графен, который расположен на поверхности кварцевой подложки с обрыванными связями кислорода. При этом механизм абсорбции является физическим, что способствует сохранению графеном его электронных свойств. Перераспределение зарядовой плотности вблизи границы раздела двух материалов (графена и кварца) можно отнести к одному из механизмов возникновения поверхностных плазмон-поляритонных волн.

Список литературы

1. Dubinov A.A., Terahertz surface plasmons in optically pumped graphene structures / A.A. Dubinov, V.Y. Aleshkin, V. Mitin // J. Physics: Condensed Matter. – 2011. – V. 23 (14). – P. 145302.
2. Koppens F.H.L., Graphene plasmonics: A platform for strong light matter interactions / F.H.L. Koppens, D.E. Chang, F.J. Garcia de Abajo // Nano Lett. – 2011. – V. 11 (8). – Pp. 3370-3377.
3. Bludov Yu.V., Mechanism for graphene-based optoelectronic switches by tuning surface plasmon-polaritons in monolayer graphene / Yu.V. Bludov, M.I. Vasilievskiy, N.M.R. Peres // Europhysics Letters Association. – 2011. – V. 92 (6). – P. 152.
4. Jornet J.M., Graphene-based nano-antennas for electromagnetic nanocommunications in the terahertz band / J.M. Jornet, I.F. Akyildiz // Proc. 4th European Conf. Antennas Propag. (EUCAP). – 2010.
5. И.Л. Шейнман // Журнал технической физики : журнал. – 2001. – № 71(5). – С. 28-34.
6. Kresse G., Efficiency of *ab-initio* total energy calculations for metals and semiconductors using a plane-wave basis set / G. Kresse, J. Furthmüller // Computational Materials Science. – 1996. – V. 6(1). – P. 15-50.
7. Hafner J., The Vienna Ab-Initio Simulation Program VASP: An Efficient and Versatile Tool for Studying the Structural, Dynamic, and Electronic Properties of Materials / J. Hafner, G. Kresse // Properties of Complex Inorganic Solids. – 1997. – P. 69-82.
8. Parr R. G., Density-Functional Theory of Atoms and Molecules / R.G. Parr, W. Yang // Oxford University Press. – 1989.

Одномерные нано-контакты Шоттки на основе III-нитридных полупроводниковых материалов

^{1,2} Торхов Н. А., ¹ Вертегел В.В., ¹ Будняев В. А.

¹ Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
trkf@mail.ru

² Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты измерения ВАХ одномерного нано-контакта Шоттки к краевой дислокации в n -GaN{1000}. Сверхнизкая эффективная высота барьера $\phi_{bm} = 0,085$ эВ, отсутствие токов утечки и большие пробивные напряжения $U_{пр} > 10$ В делают такие нано-контакты перспективными для использования в сверхчувствительном радиоэлектронном оборудовании. Данные нано-контакты, как и обычные трехмерные контакты Шоттки, подвержены влиянию эффекта “низкотемпературной аномалии”. Подтвержден полупроводниковый тип проводимости краевых дислокаций в GaN.

1. Введение

Благодаря своим оптимальным электрофизическим и приборным характеристикам трехмерные контакты металл-полупроводник с барьером Шоттки (контакты Шоттки) широко применяются в современной твердотельной СВЧ-, КВЧ- и ТГц-электронике в качестве основных активных нелинейных элементов различных преобразовательных диодов. Однако, их трехмерная геометрия во многом исчерпала свои возможности, что привело к исследованию и разработке двумерных выпрямляющих твердотельных элементов на основе контактов Шоттки характеризующихся улучшенными приборными характеристиками [1, 2].

Продолжая работу в этом направлении, в работе методами атомно-силовой микроскопии (АСМ) проводятся исследования статических характеристик одномерных нано-контактов Шоттки изготовленных на основе GaN-технологий.

2. Эксперимент

В работе использовались эпитаксиальные структуры n - p^+ -GaN{0001} выращенные на буферном слое i -GaN МOCVD-методом. Концентрация дислокаций составляла 10^9 см^{-2} . Толщина эпитаксиального n -слоя с концентрацией электронов $N_D \approx 10^{16}$ см^{-3} составляла 1,3 мкм, p^+ -слоя с $N_D = 5 \cdot 10^{18}$ см^{-3} — 3,5 мкм. Межа глубиной $h = 1,5$ мкм формировалась реактивным ионным травлением в хлорной плазме по маске фоторезиста. Омические TiAlNiAu-контакты с удельным сопротивлением $\rho = (6-8) \times 10^{-6}$ Ом $\times$ см² формировались методом взрывной литографии напылением металлизации с последующим быстрым термическим отжигом.

Исследование формы рельефа $h(x,y)$ и вольт-амперных характеристик (ВАХ) нано-контактов кантилевер/дислокация осуществлялось на атомно-силовом микроскопе NTEGRA-AURA в контактном режиме сканирования “Spreading Resistance” с разрешением 256×256 точек (рис. 1, а). В экспериментах использовались кремниевые кантилеверы HA-FMW₂C с радиусом закругления острия иглы $r_n = 6$ нм, покрытой высокопрочным проводящим слоем карбид вольфрама W₂C. Для измерения ВАХ острие кантилевера опускалось на дно дислокационной ямки к месту выхода дислокации на поверхность. На качество нано-контактов указывали результаты измерения толщины инородного поверхностного слоя $\Delta z < 5$ нм методом силовой спектроскопии АСМ.

Численное моделирование параметров нано-контакта осуществлялось в рамках баллистической модели переноса носителей электрического заряда через область пространственного заряда (ОПЗ) нано-контакта. Показатель идеальности n и эффективная высота барьера ϕ_{bm} извлекались с использованием традиционной линейной (при записи ВАХ в полулוגарифмическом масштабе) модели термополевой эмиссии (1):

$$n = \frac{q}{kT} \frac{dU}{d \ln(I)}, \quad \phi_b = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{SR^* T^2}{I_s} \right), \quad (1)$$

где J_s — ток насыщения, T — абсолютная температура, k — универсальная постоянная Больцмана, q — заряд электрона. С учетом сферичности площадь контакта $S = 3,14 \times 10^{-12}$ см². В расчетах использовалось экспериментальное значение постоянной Ричардсона для GaN $R^* = 0,0010$ А/(см²К²) [3].

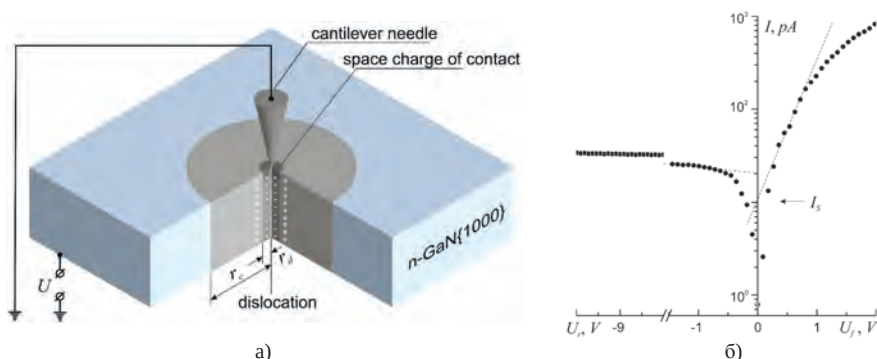


Рис. 1. а) Трехмерное изображение чипа с одномерным нано-контактом Шоттки кантилевер/дислокация (V_{Ga}), “–” – окружающая краевую дислокацию область отрицательного заряда r_d – радиус Риды, “+” – область радиусом r_s , сформированная положительно заряженными дырками [4]. б) ВАХ нано-контакта Шоттки кантилевер/дислокация

Значения исходных параметров принимались равными $I_s = 10^{-11}$ А и $\phi_b = 1,1$ эВ. Малое значение $\phi_{bm} = 0,085$ эВ и аномально большое значение $n = 12,6$ связаны с высокой $N_{V_{Ga}} \sim 10^7$ см $^{-3}$ одномерной концентрацией акцепторных центров в дислокации [4], а большие пробивные напряжения $U_{np} > 10$ В — с сильным влиянием электрических полей периферии [5]. Выполнение условия $\phi_{bm} = n\phi_{bm} \approx 1,09$ эВ указывает на то, что исследуемый нано-контакт, как и обычные трехмерные контакты Шоттки, также подвержен влиянию так называемого эффекта “низкотемпературной аномалии” (“ T_0 -эффект”). Как известно, ядра краевых дислокаций представляют собой цепочку акцепторных состояний, образованных вакансиями галлия V_{Ga} и способных захватывать на оборванные связи электрический заряд [4]. Согласно [6], дислокации краевого типа имеют высокую квази-одномерную (по некоторым предположениям металлическую) проводимость $\sigma_l(T)$ во многом определяемую объемными свойствами окружающего их материала [7] (рис. 1, а). Полученные в работе результаты указывают на полупроводниковый тип проводимости краевых дислокаций. В пользу этого свидетельствует наличие в нано-контактах кантилевер/дислокация выпрямляющего барьера Шоттки (рис. 1, б).

3. Заключение

Впервые измерена ВАХ одномерного нано-контакта Шоттки к краевой дислокации в p-GaN{1000}. Сверхнизкая эффективная высота барьера $\phi_{bm} = 0,085$ эВ, отсутствие токов утечки и большие пробивные напряжения $U_{np} > 10$ В делают такие нано-контакты перспективными для использования в сверхчувствительном радиоэлектронном оборудовании. Показано, что такие нано-контакты, как и обычные трехмерные контакты Шоттки, подвержены влиянию эффекта “низкотемпературной аномалии”. Подтвержден полупроводниковый тип проводимости краевых дислокаций в GaN. Одномерные нано-контакты должны иметь аномально высокую подвижность электронов в полупроводнике, что открывает для них перспективы в сверх-ТГц диапазоне электромагнитных колебаний.

Список литературы

1. Jae-Hoon Lee, Ki-Sik Im, Jong Kyu Kim and Jung-Hee Lee. Performance of Recessed Anode AlGaIn/GaN Schottky Barrier Diode Passivated With High-Temperature Atomic Layer Deposited Al₂O₃ Layer // IEEE Transactions on Electron Devices. 2019. Vol. 66. No. 1. P. 324—329.
2. Bertrand Thomas, Alain Maestrini and Gérard Beaudin. A Low-Noise Fixed-Tuned 300–360-GHz Sub-Harmonic Mixer Using Planar Schottky Diodes // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2005. Vol. 15. No. 12. P. 865—867.
3. E. J. Miller, E. T. Yu, P. Waltereit, and J. S. Speck. Appl. Phys. Lett. 84, 2004, 535 p.
4. V. B. Shikin and N. I. Shikina. Charged Dislocations in Semiconductors // Phys. Stat. Sol. (a). 1988. P. 669—681.
5. N. A. Torkhov. Impact of the Periphery Electrostatic Field on the Photovoltaic Effect in Metal–Semiconductor Contacts with a Schottky Barrier // Semiconductors. 2018. Vol. 52. No. 10. P. 1269—1292.
6. Осипьян Ю.А., Тальянский В.И., Шевченко С.А. Дислокационная СВЧ проводимость германия // ЖЭТФ. 1977. т. 72. в. 4, С. 1543—1549.
7. Глазман Л.И. Статистика носителей и проводимость полупроводника р-типа с дислокациями // Физика и Техника Полупроводников. 1985. Т. 19. вып. 10. С. 1750—1755.

Оптоэлектронные свойства гетероструктур на основе фуллерена C_{60} и органических материалов¹

Мазинов А. С., Тютюник А. С., Гурченко В. С., Карпенко Н. И.

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
просп. Ак. Вернадского, 4, Симферополь, 295007, Россия
mazinovas@cfuv.ru

Аннотация: В работе приведены результаты исследования проводящих свойств гетероструктур на основе фуллерена C_{60} и органических соединений: 4-метилфенилгидразон N-изоамилизатина; 3-метил-1-фенил-4-формилпиразол-5-она; 3-(2-пирин)-5-фенил-1,2,4-триазол и 4-(2-флюорофенилиминометил)-5-метил-2-фенил-2,4-дигидро-3пиразол-3-она. Описана методика получения, синтез углеродных и органических пленок. Определены оптимальные гетеропереходы на основе фуллерена и органических соединений, что позволило получить увеличение проводимости, при облучении пленочных структур широкополосным излучением видимого диапазона, более чем в 180 раз.

1. Введение

В последние десятилетия наблюдается рост интереса исследователей к органическим материалам, которые способны эффективно поглощать электромагнитное излучение в видимом диапазоне [1]. Создание гетероструктур на основе углеродных и органических материалов позволяют формировать гибкие солнечные элементы неограниченной площади, что в совокупности с простотой и дешевой производством является особо привлекательным направлением [2]. Ранее была показана возможность создание гетероперехода на основе фуллерена C_{60} и органического соединения 4-метилфенилгидразон N-изоамилизатина, с отношением прямого тока к обратному 4 порядка [3].

2. Особенности строения активных слоев гетероструктур

В данной работе представлены проводящие свойства гетероструктур на основе фуллерена, полученного методом распылением графита [4] и органических материалов (рис.1): 4-метилфенилгидразон N-изоамилизатина (МФИГ); 3-метил-1-фенил-4-формилпиразол-5-она (МФП); 3-(2-пирин)-5-фенил-1,2,4-триазол (ПФТ); 4-(2-флюорофенилиминометил)-5-метил-2-фенил-2,4-дигидро-3пиразол-3-она (ФМФП). Синтез органических веществ осуществлялся по аналогичной методике [5, 6].

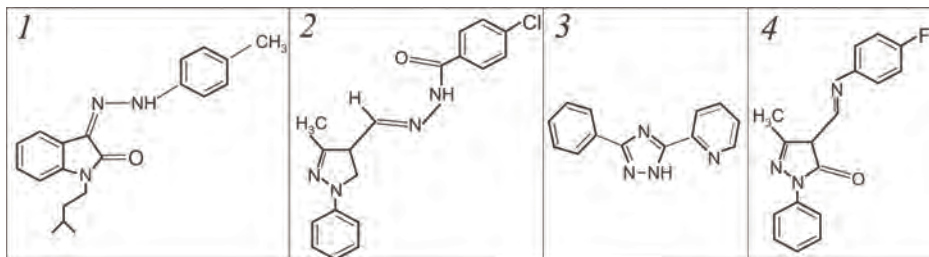


Рис. 1. Исследуемые органические соединения: 1) МФГИ; 2) МФП; 3) ПФТ; 4) ФМФП

3. Проводящие свойства пленок

Электродинамические характеристики гетероструктур, на основе фуллерена C_{60} и органических соединений, исследовались последовательно, при помощи анализатора полупроводников Keysight B1500A. Для измерения проводящих свойств, в качестве контактной группы использовались алюминиевая подложка (Al) толщиной 120 нм и оксид индия-олова (ITO) (рис. 2). Фуллерен, растворенный в дихлорметане (CH_2Cl_2), при концентрации 0,5 мг/мл, методом полива из раствора наносился на алюминиевую контактную группу. Органические прекурсоры, предварительно растворенные в хлороформе ($CHCl_3$) осаждались на ITO.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-32-90038.

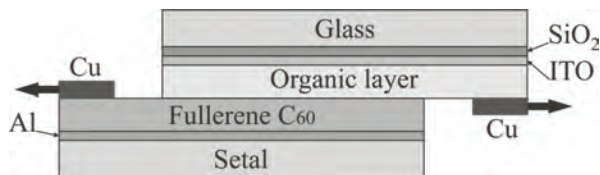


Рис. 2. Структурная схема измерения вольт-амперных характеристик

Для четырех типов образцов построены соответствующие световые и темновые вольт-амперные характеристики (ВАХ) (рис. 3). Вид ВАХ представлен в логарифмическом масштабе. Во всех четырех вариациях наблюдается увеличение тока при облучении пленочных структур широкополосным излучением видимого диапазона. Так максимальное увеличение по току прослеживается у C_{60} -МФГИ более 180 раз, при темновом токе 66 нА и световом 12 мА. Увеличение в 20 раз (6,4 нА и 130 нА) наблюдается у гетероструктуры C_{60} -МФФП, увеличение по току при облучении более чем в 15 раз (170 пА и 2,7 нА) соответствует структуре C_{60} -ПФТ. Минимальное изменение параметров у соединения фуллерена с ФМФП почти в 4 раза, при темновом токе 15 пА и световом 58 пА.

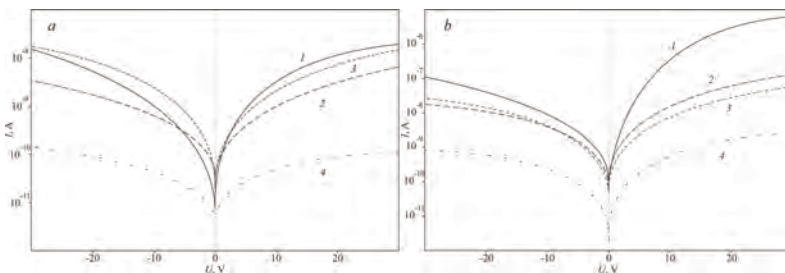


Рис. 3. Темновая (а) и световая (б) вольт-амперные характеристики углеродо-органических гетероструктур: 1) C_{60} – МФГИ; 2) C_{60} – МФФП; 3) C_{60} – ФМФП; 4) C_{60} – ПФТ

4. Заключение

Таким образом, добавление органического слоя в систему ИТО-Organic layer- C_{60} -Al, позволило увеличить несимметричность темновых ВАХ. Фотоэлектрические характеристики показали увеличение токов от 4 до 180 раз в зависимости от используемого органического материала, что позволяет говорить о наличии потенциального барьера на границе раздела.

Список литературы

1. Zheng, J., Li, Y., Cui, Y., Jia, J., Ye, Q., Han, L., Gao J. Isatin-phenylhydrazone dyes and boron complexes with large Stokes shifts: synthesis and solid-state fluorescence characteristics // *Tetrahedron*. 2015. Vol. 71. Is. 23. P. 3802–3809.
2. Lin, Z., Guo, X., Zhou, L., Zhang, C., Chang, J., Wu, J., Zhang J. // *Org. Electron*. 2018. Vol. 54. P. 80–88.
3. Гусев А.Н., Мазинов А.С., Шевченко А.И., Тютюнник А.С., Гурченко В.С., Брага Е.В. Вольтамперные характеристики и фотоэлектрический эффект гетероструктур фуллерен C_{60} – 4-метилфенилгидразон N-изоамилизатина. // *Письма в ЖТФ*. 2019. Т. 45. № 19. С. 40–43.
4. Гусев А.Н., Мазинов А.С., Шевченко А.И., Тютюнник А.С., Гурченко В.С., Брага Е.В. Исследование гетеропереходов на основе системы фуллерена и гидразона // *Прикладная физика*. 2019. № 6. С. 48.
5. Cigaň M., Jakusová K., Gáplovský M., Filo J., Donovalová J., Gáplovský A. // *Photochem. Photobiol. Sci*. 2015. Vol. 14. P. 2064.
6. Gusev, A.N., Shul'gin, V.F., Braga, E.V., Nemec, I., Minaev B.F. Synthesis and photo-physical properties of Zn(II) Schiff base complexes possessing strong solvent-dependent solid-state fluorescence // *Polyhedron*. 2018. Vol. 155. P. 202–208.

Детектор ДНК на основе наноантенных структур

Полетаев Д. А., Соколенко Б. В., Нудьга А. А., Старосек А. В.

Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295007, пр. Академика Вернадского, 2, Российская Федерация
poletaevda@cfu.ru

Аннотация: В работе предложено и теоретически обосновано разработанное наноантенное устройство, предназначенное для детектирования конкретных цепочек ДНК. Построена теоретическая модель структуры и на ее основе проведен комплекс численных экспериментов.

1. Введение

Полимеразная цепная реакция (ПЦР) – современный метод многократного копирования определенных участков дезоксирибонуклеиновой кислоты (ДНК), который широко используется для ДНК-диагностики биологических материалов [1]. Достоинствами данного метода являются: высокая точность, возможность работы с минимальными количествами тестового материала. Недостаток метода полимеразной цепной реакции – длительность проведения исследования, достигающая в некоторых случаях 12 часов. Даже сравнительно недавно предложенный метод цифровой ПЦР в реальном времени не может предоставить результаты исследования ранее 60 минут [2].

Оптические методы качественной и количественной диагностики объектов, в большинстве своем, позволяют проводить анализ в реальном времени [2]. Однако чувствительность данных методов невысока – их нельзя непосредственно применить для анализа ДНК, ввиду малой концентрации исследуемого материала и его небольших размерах, по сравнению с длиной волны зондирующего колебания.

Наноантенны – наноструктуры, которые широко применяются для приема и передачи электромагнитных волн [3]. Данные элементы весьма перспективны для использования в качестве фотоэлектрических преобразователей и датчиков. Достоинством данных структур, с точки зрения диагностики, является возможность резонансной настройки на конкретный диапазон длин волн и высокая чувствительность. Современные исследования данной области сконцентрированы на анализе параметров всего материала, а не отдельных молекул [3]. Целесообразно использовать высокую чувствительность и избирательность наноантенных структур для детектирования конкретной ДНК.

Целью работы является теоретический расчет предлагаемой наноструктуры для детектирования ДНК.

2. Теория

Предлагаемый наноантенный детектор ДНК состоит из собственно монополярной наноантенны – параллелепипеда с размерами a – длина; b – ширина; l – высота; праймера – короткого фрагмента комплементарной к детектируемому участку ДНК последовательности нуклеотидов, который соединяется с детектируемой последовательностью ДНК.

Работа детектор ДНК следующим образом. Геометрические размеры, тип материала, диэлектрические элементы, окружающие монополярную наноантенну, влияют на ее резонансную частоту – частоту поглощения падающей электромагнитной волны. В исходном состоянии праймер не соединен с цепочкой ДНК, при этом небольшой праймер с соответствующим значением относительной диэлектрической проницаемости незначительно изменяет резонансную частоту монополярной наноантенны. При нанесении денатурированных цепочек ДНК на поверхность, покрытую описываемыми наноантеннами, каждый праймер захватывает конкретную, комплементарную ему, цепочку ДНК, притягивая ее к поверхности наноантенны. При этом размеры цепочек ДНК значительно больше размеров праймеров, что приводит к заметному изменению резонансной частоты наноантенны. Так, поверхность, покрытая наноантеннами, без внесения пробы ДНК поглощает электромагнитную волну с одной длиной, а при внесении ДНК и ее комплементарном соответствии выбранным праймерам, длина поглощаемой волны меняется, что можно наблюдать непосредственно, даже без применения приборов.

Для теоретического расчета наноструктуры выбраны следующие параметры: проводимость проводника $58 \cdot 10^5$ См/м; $a=1$ нм; $b=1$ нм; $l=40$ нм; $d=5$ нм; длина прикрепленной ДНК $k=15$ нм; относительная диэлектрическая проницаемость праймера и ДНК принята равной 10 [1]. По этим данным, исходя из формул [4, 5], задающих индуктивность и емкость проводников, вычислялись соответствующие величины. Общий импеданс антенны определялся выражением (1):

$$Z = \left[\frac{1}{R + j2\pi cL / \lambda} + \frac{1}{R - j\lambda / (2\pi c(C_1 + C_2 + C_3))} \right]^{-1} \quad (1)$$

Из теории антенн [6, 7] известно, что максимальная эффективность приемной антенны достигается при равенстве нулю мнимой части импеданса (1). На рис. 1 представлены графики зависимости мнимой части импеданса монополярной наноантенны (1) от длины волны падающего излучения при наличии участка ДНК и без него.

И рис. 3 видно, что присутствие участка ДНК существенно меняет резонансную длину волны наноструктуры: более чем на 100 нм, что может быть установлено даже без применения приборов.

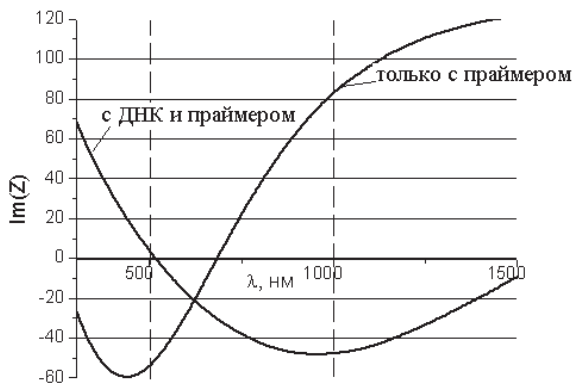


Рис. 1. Зависимость мнимой части импеданса наноантенны от длины волны

3. Заключение

Таким образом, предлагаемая разработка может быть использована в составе экспресс-диагностических приборов для детектирования ДНК вирусов, в частности ковид-19, бактерий, установления сходства ДНК при проведении генетических исследований и др.

В дальнейшем планируется осуществить моделирование массивов из предложенных наноантенн. На данную разработку получен патент Российской Федерации на полезную модель.

Список литературы

- Маккреди Б. Дж., Чимера Д. А. Обнаружение и идентификация патогенных микроорганизмов молекулярными методами. Молекулярная клиническая диагностика. Методы. Москва : Мир, 1999. 522 с.
- Sanders R., Huggett J. F., Bushell C. A., Cowen S., Scott D. J., Foy C. A. Evaluation of digital PCR for absolute DNA quantification // *An. chem.* 2011. No 83. P. 6474-6484.
- Краснок А. Е., Максимов И. С., Денисюк А. И., Белов П. А., Мирошниченко А. Е., Симовский К. Р., Кившарь Ю. С. Оптические наноантенны // *УФН.* 2013. № 183 С. 561–589.
- Калантаров П. Л. Расчет индуктивностей. Санкт-Петербург : энергоатомиздат, 1986. 488 с.
- Иоссель Ю. А., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. Санкт-Петербург : энергоатомиздат, 1981. 290 с.
- Кураев А. А., Попкова Т. Л., Синицын А. К. Электродинамика и распространение радиоволн. Минск : Бестпринт, 2004. 357 с.
- Давидович М. В. Антенна загоризонтного радар на поверхностной волне Ценнека. В сб. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМикО'2015 (Севастополь, 6—12 сент. 2015 г.). 2015. С. 1148—1149.

Генерация периодической последовательности субнаносекундных импульсов Ка-диапазона на основе винтовой giro-ЛБВ с просветляющимся циклотронным поглотителем в цепи обратной связи¹

Гинзбург Н.С., Самсонов С.В., Денисов Г.Г., Вилков М.Н., Зотова И.В., Богдашов А.А.,
Гачев И.Г., Сергеев А.С., Розенталь А.М.

Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
vilkovmn@ipfran.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментов по генерации периодической последовательности субнаносекундных импульсов Ка-диапазона в электронном генераторе, включающем широкополосный giro-усилитель и насыщающийся поглотитель, основанный на циклотронно-резонансном взаимодействии излучения с первоначально прямолинейным замагниченным электронным пучком. Генерируемое излучение представляет периодическую последовательность когерентных импульсов длительностью 0.5 нс, пиковой мощностью 100 кВт и периодом следования 2.5 нс. Процесс формирования импульсов связан с эффектом пассивной синхронизации мод, который хорошо известен в лазерной физике, но еще не применялся в мощной СВЧ-электронике.

1. Введение

В физике лазеров получил широкое применение механизм генерации ультракоротких импульсов (УКИ), основанный на пассивной синхронизации мод [1-2]. Данный механизм реализуется при установке в резонатор лазера просветляющегося поглотителя - элемента, поглощающего излучение малой интенсивности и практически без потерь пропускающего излучение большой интенсивности. В [3-5] теоретически показано, что указанный метод УКИ генерации может быть перенесен в СВЧ электронику и реализован на основе двухсекционной схемы, состоящей из электронного усилителя и просветляющегося поглотителя в цепи обратной связи. В этих же работах проведен детальный анализ УКИ генерации на основе метода пассивной синхронизации мод, сформулированы оптимальные условия для генерации импульсов максимальной амплитуды, исследованы механизмы, позволяющий реализовать просветляющийся поглотитель в микроволновом диапазоне длин волн.

На этой основе в Институте прикладной физики РАН создан УКИ генератор Ка-диапазона, цепь обратной связи которого включает широкополосную винтовую giro-ЛБВ [6] и насыщающийся поглотитель, основанный на циклотронно-резонансном взаимодействии излучения с первоначально прямолинейным замагниченным электронным пучком. Насыщение поглощения обусловлено релятивистской зависимостью гирочастоты вращения электронов от энергии частиц.

2. Схема УКИ генератора и результаты экспериментов

На Рис. 1а представлена 3D схема экспериментальной установки УКИ генератора, на которой показаны основные элементы: (1) - широкополосная giro-ЛБВ с трёхзаходной гофрировкой стенок волновода (секция усиления, 50 кэВ, 7 А, питч-фактор частиц 1.5, рабочая связь мод $TE_{2,1}$ и $TE_{-1,1}$); (2) - циклотронный поглотитель (секция поглощения, 40 кэВ, 1 А) рабочая мода $TE_{1,1}$; (3) - квази-оптическая линия передачи, обеспечивающая необходимый уровень передачи излучения между секциями, а также вывод излучения в калориметр.

Для эффективного усиления импульсов параметры гофра в усилителе выбирались таким образом, чтобы обеспечить условие пересечения дисперсионной характеристики рабочей волны и электронного потока. В этом случае из-за разницы между групповой скоростью волны и продольной скорости электронов электромагнитный импульс смещается относительно электронного потока и накапливает энергию от разных фракций электронного пучка. В поглотителе, напротив, для обеспечения максимальной безынерционности поглотителя (минимизации влияния смежных фрагментов электромагнитного импульса друг на друга через электронный пучок) использовался режим группового синхронизма, когда скорость частиц близка к групповой скорости волны [5].

¹ Работа выполнена в рамках госпрограммы «Развитие техники, технологий и научных исследований в области использования атомной энергии в Российской Федерации на период до 2024 года» (проект № 0030-2021-0027).

Результаты экспериментов представлены на Рис.1b-d. В хорошем соответствии с теоретическим расчётами в эксперименте получена генерация периодической последовательности импульсов длительностью 0.5 нс, пиковой мощностью 100 кВт и периодом следования 2.5 нс в достаточно широком диапазоне экспериментальных параметров. Детектирование излучения производилось высокоскоростным осциллографом KEYSIGHT с рабочей полосой 50 ГГц, что при регистрации микроволновых импульсов диапазона 30 ГГц позволило непосредственно записывать мгновенные значения полей и произвести исследование корреляционных свойства излучения. Анализ показал, что генерируемые импульсы были когерентными в течение десятков микросекунд, т. е. имели коррелированные фазы, что подтверждалось расчетами автокорреляционной функции (Рис. 1с). Спектр излучения имеет вид «частотной гребенки» (Рис. 1d).

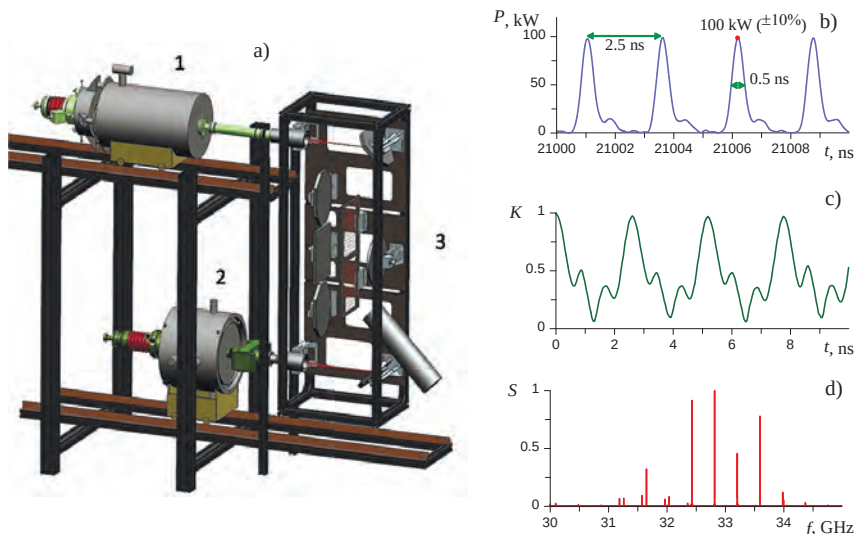


Рис. 1. (a) 3D схема экспериментальной установки двухсекционного УКИ генератора; (b) – генерируемые УКИ (фрагмент общей длительностью 20 нс); (c) зависимость автокорреляционной функции K от времени; (d) спектр излучения («частотная гребенка»)

3. Заключение

Экспериментально получена генерация периодической последовательности субнаносекундных когерентных импульсов Ка-диапазона в электронном генераторе, включающем широкополосный gyro-усилитель и циклотронный насыщающийся поглотитель. Процесс формирования импульсов связан с эффектом пассивной синхронизации мод, который хорошо известен в лазерной физике, но еще не применялся в мощной СВЧ-электронике. Когерентное излучение со спектром «частотная гребенка» востребовано в спектроскопии и диагностике плазмы.

Список литературы

1. Haus H.A. Mode-Locking of Lasers // IEEE J. of Select. Topics in Quant. Electron. 2000. V. 6, № 6. P. 1173-1185.
2. Гинзбург Н.С., Денисов Г.Г., Вилков М.Н., et al. Generation of "gigantic" ultra-short microwave pulses based on passive mode-locking effect in electron oscillators // Phys. Plasmas. 2016. V. 23, № 093103.
3. Гинзбург Н.С., Денисов Г.Г., Абубакиров Э.Б. и др. Генераторы мощных ультракоротких СВЧ-импульсов с просветляющими поглотителями в цепи обратной связи // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2016. Т. 59, №8-9. С.1-19.
4. Ginzburg N.S., Denisov G.G., Vilkov M.N., et al. "Nonlinear Cyclotron Resonance Absorber for a Microwave Subnanosecond Pulse Generator Powered by a Helical-Waveguide Gyrotron Traveling-Wave Tube // Phys. Rev. Applied. 2020. V.13, № 044033.
5. Denisov G.G., Bratman V.L., Cross A.W., et al. Gyrotron Traveling Wave Amplifier with a Helical Interaction Waveguide // Phys. Rev. Lett. 1998. Vol. 81. P. 5680-5683.

Высокоорбитная giro-ЛБВ на волне TE_{21}

Колосов С.В., Шатилова О.О.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, 220013, Беларусь
kolosov@bsuir.by

Аннотация: Рассматриваются возможности создания высокоорбитной giro-ГБВ на волне TE_{21} , описываются достижимые характеристики таких приборов в терагерцовом диапазоне частот и проводится сравнение этой giro-ЛБВ с лампой, работающей на моде TE_{41} .

1. Введение

Создание широкополосных усилителей в диапазоне частот близких к терагерцовому в настоящее время является актуальной задачей. Наиболее перспективными в этом смысле являются гирорезонансные приборы. Принцип работы таких приборов основан на гирорезонансном взаимодействии электронного потока с электромагнитными полями. А это предполагает наличие сильного магнито-статического поля, особенно при продвижении в более высокий частотный диапазон. Но даже использование сверхпроводящих электромагнитов не позволяет создавать усилители для терагерцового частотного диапазона. Одним из способов проникнуть в этот диапазон частот является работа на гармониках гирочастоты. Однако здесь имеются свои трудности. В работе [1] приведен вариант giro-ЛБВ, работающей на 4 гармонике гирочастоты. Следует отметить, что с увеличением номера гармоники гирочастоты увеличивается и азимутальный индекс синхронного типа TE волны. При этом максимальное значение поперечной составляющей ВЧ поля все ближе приближается к внутренней поверхности волновода, а радиус вращения электронов в высокоорбитной giro-ЛБВ увеличивается в соответствии с увеличением номера гармоники гирочастоты, т.к. уменьшается значение магнито-статического поля. Но оказывается, что это приводит к необходимости увеличения тока электронного потока для эффективного взаимодействия его с вращающимся электромагнитным полем, т.к. коэффициент связи электронного потока с электромагнитными волнами уменьшается. Так в работе [1] при работе на 4 гармонике гирочастоты величина тока составляет 86 ампер при напряжении 103 киловольт, что соответствует мощности электронного потока 9 Мвт. Ожидается, что с уменьшением азимутального индекса ВЧ поля будет уменьшаться и величина требуемого тока электронного потока. В данной работе анализируются характеристики giro-ЛБВ при работе на моде TE_{21} .

2. Результаты расчетов

Для расчетов использовалась программа Gyro-K [2]. Математическая модель процессов происходящих в giro приборах описана в [3].

В результате оптимизационных расчетов был получен следующий результат. Величина тока электронного потока составляла 3.2 А $\left(\sigma = \frac{\eta_0 \mu_0}{c} I_0 = 0.73723 \cdot 10^{-3} I_0 [A] = 0.00235 \right)$, ускоряющее

напряжение составило 60 Кв $\left(\beta_0 = \frac{v_0}{c} = \sqrt{1 - \frac{1}{(1.957 \cdot 10^{-6} V_0 [V] + 1)^2}} = 0.446 \right)$, питч фактор

$q = V_{\perp} / V_{\parallel} = 1$, нормированный радиус волновода $g = \frac{2\pi R_w}{\lambda_0} = 3.0844$, нормированное значение магнито-статического поля $F(z) = \frac{\mu_0 e H_z^0(z)}{\omega_0} = \frac{1.748 \cdot 10^{11} \cdot B_0 [T]}{2\pi \cdot f_0 [Hz]} = 0.5251$, нормированная длина

прибора $l = \frac{2\pi L_w}{\lambda_0} = 277$. Мощность электронного потока при работе на моде TE_{21} составила 192 кВт,

в то время как при работе на волне TE_{41} эта величина равнялась 9 Мвт, что в 47 раз больше чем требуется для работы на волне TE_{21} . Интегральные характеристики для рассчитанного варианта giro-ЛБВ показаны на рисунке 1.

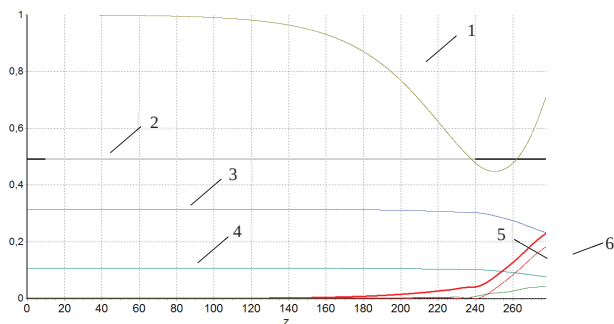


Рис. 1. 1 – функция фазовой группировки электронов, 2 – радиус волновода, 3 – поперечная средняя скорость электронов, 4 – средний радиус вращения электронов, 5 – электронный КПД, 6 – волновой КПД

Из этого рисунка следует, что электронный КПД этой giro-ЛБВ составляет 23%. Заметим, что большая часть волновода (кривая 2) имеет поглощающее ВЧ поле покрытие. Оно отмечено серым цветом, в отличие от медной поверхности, которая на рисунке имеет черный цвет.

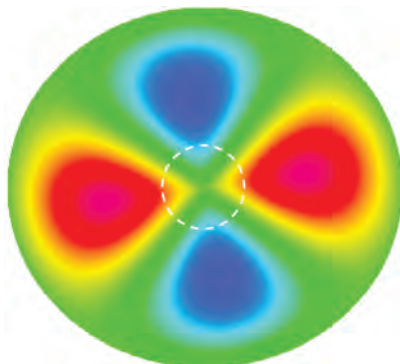


Рис. 2. Поперечное распределение модуля напряженности поперечной составляющей электромагнитного поля в конце волновода моды H_{21}

На рисунке 2 белым цветом отмечен радиус вращения электронного потока относительно оси прибора. Можно отметить, что электронный поток проходит в еще достаточно сильном электромагнитном поле, что и обеспечивает хорошее взаимодействие электронного потока с полем волны TE_{21} .

3. Заключение

Гиро ЛБВ на моде TE_{21} обеспечивает хорошие характеристики прибора при достаточно небольшой мощности электронного потока, в отличие от работы на моде TE_{41} [1], и позволяет приблизиться к терагерцовому диапазону частот даже при уменьшении значения магнитостатического поля в 2 раза по сравнению с работой на первой гармонике гирочастоты. Полоса усиления данной giro-ЛБВ составляет 13%.

Список литературы

1. Колосов С.В., Батура М.П., Зайцева И.Е. Терагерцовая высокоорбитная ГИРО-ЛБВ // 30-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", 2020, Севастополь, Крым, Россия, Труды конференции, с. 47-48.
2. Колосов С.В., Зайцева И.Е. Компьютерная программа GYRO-K для разработки и проектирования гирорезонансных приборов СВЧ // М. СВЧ электроника, 2017, № 2, с. 46-48.
3. Kolosov S.V. Optimization of microwave devices with irregular waveguide // LAP LAMPERT Academic Publishing RU, 2019, 192 p.

Подавление генерации ВЧ-мод в РОС-лазере с брэгговской решеткой конечной ширины

Н.С. Гинзбург, А.С. Сергеев, Е.Р. Кочаровская, А.М. Малкин, В.Ю. Заславский

*ФИЦ Институт прикладной физики РАН
Нижний Новгород, Россия*

Современные технологические возможности позволяют создавать активные среды с поперечными (латеральными) размерами, достигающими десятков или сотен длин волн, что допускает существенно увеличение мощности генерации, но с потерей поперечной когерентности излучения. В работе проведено исследование нелинейной стадии генерации гетеролазера класса В с активной средой с однородным уширением линии. Для решения указанной двумерной краевой задачи использован пространственно-временной подход, в рамках которого связь и взаимное рассеяние встречных волновых потоков на гофрированной поверхности с учетом поперечной дифракции описывается системой уравнений параболического типа с правой частью, определяемой активной средой с малыми временами релаксации [1].

Показано, что благодаря дифракционной селекции мод в планарных брэгговских структурах конечной ширины происходит не только селекция мод по поперечному (латеральному) индексу, но подавление генерации на высокочастотных модах (т.е. модах, частоты которых расположены выше полосы брэгговского запираания).

Кроме того, продемонстрирована возможность дифракционной селекции мод в РОС-гетеролазерах с брэгговской решеткой с шириной меньшей области активной среды. В такой конфигурации стационарный одночастотный режим генерации устойчив для уровней накачки и, соответственно, мощности излучения, превышающих значения, которые реализуются в случае, когда размер брэгговской структуры совпадает с активной областью.

Список литературы

1. N.S. Ginzburg, A.S. Sergeev, E.R. Kocharovskaya, A.M. Malkin, E.D. Egorova, V.Yu. Zaslavsky. Phys. Lett. A, 384, 126219 (2020).

Терагерцовая ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе

Кураев А. А., Матвеев В. В.

Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники
220013, Республика Беларусь, г. Минск
e-mail kurayev@bsuir.by

Аннотация: Предложенная конструкция ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе является более технологичной, чем ЛБВ на планарно-спиральном волноводе. Ее эффективность в наиболее востребованном диапазоне 220 ГГц весьма высока и может обеспечить потребность в усилителях и генераторах в этом и других диапазонах. Заметим также, что ЛБВ на спирально свернутом волноводе может работать в режиме ЛОВ и, более того, одновременно в режимах ЛБВ и ЛОВ.

1. Введение

Проблема освоения терагерцового диапазона частот (0,1–10 ТГц) является одной из самых важных и серьезных в электронике СВЧ, и радиофизики. Эта проблема имеет две стороны. С одной стороны, без освоения терагерцового диапазона невозможен прогресс в создании высоких технологий во многих отраслях науки и техники. К ним относятся: создание сверхскоростных (5G) и защищенных коммуникационных систем, систем дистанционного распознавания химических веществ (спектроскопия в терагерцовом диапазоне), замена рентгеновских лучей на неионизирующие Т-лучи в медицине (томография; например) и в охранных сканерах, локация в системах военного назначения. Во многих других областях Т-лучи могут радикально решить сложные проблемы. С другой стороны, терагерцовый диапазон относится к «технологическому провалу» (THz Gap), отделяющему электронику от фотоники. Здесь нет эффективных приборов электроники СВЧ, нет и оптических генераторов, и усилителей (слишком мала энергия фотона). Этот диапазон в принципе могут перекрыть лазеры на свободных электронах (ЛСЭ), но они требуют использования ускорителей типа микротрона, циклотрона, или бетатрона, а их КПД невысок.

Наиболее перспективными в ТГц диапазоне оказались лампы бегущей волны (ЛБВ) и лампы обратной волны (ЛОВ) на змееобразно изогнутом (свернутом зигзагообразно) прямоугольном волноводе. Они реализованы [1] в ТГц-диапазоне (220 ГГц), хотя их характеристики далеки от удовлетворительных из-за жесткого ограничения на ширину ленточного электронного потока, что не позволяет достичь оптимального уровня суммарного тока пучка.

Радикальное решение, снимающее ограничение на ширину ленточного пучка, для ЛБВ и ЛОВ на изогнутом прямоугольном волноводе предложено в [2...4]: заменить зигзагообразный свернутый волновод на спирально свернутый. Тогда ширина ленточного пучка принципиально не ограничена. В [2...4] в конструкции ЛБВ и ЛОВ предполагается планарная спираль волновода, плоская в верхней и нижней частях, соединенных вертикальными холостыми (без пучка) переходами. Такая конструкция может быть существенно улучшена как в отношении процесса взаимодействия электронов с полем волновода, так и в отношении упрощения технологии изготовления ЛБВ-ЛОВ, если вместо планарной спирали волновода использовать круговую.

2. Конструкция ЛБВ

Конструкция ЛБВ изображена на рисунке 1. Здесь: 1, 2 – соответственно внешняя и внутренняя втулки, которые изготавливаются отдельно, а затем спаиваются вакуумно-плотным швом; 3 – круговая электронная пушка, формирующая тонкий кольцевой (по сечению) электронный поток; 4 – вводы питания электронной пушки; 5 – изоляторы вводов, если корпус лампы 1, 2 находится под более высоким потенциалом; 6 – входной волновод (как продолжение рабочей части спирально скрученного волновода 7); 7 – спирально скрученный (свернутый) прямоугольный волновод на моде H_{10} (электрическое поле E_z нормально к широкой стенке волновода); 8 – выходной волновод; 9 – кольцевая пролетная щель для электронного потока; 10 – кольцевой коллектор электронов; 11 – ввод коллектора; 12 – изолятор ввода (коллектор может находиться под пониженным потенциалом относительно корпуса ЛБВ 1, 2).

Такая конструкция ЛБВ допускает упрощенный процесс изготовления с использованием современных технологий. Втулки 1, 2 изготавливаются отдельно. Канавки спирального волновода («половинки» волновода) формируются методами рентгенометографии (LIGA), которые позволяют

выдерживать очень высокую точность изготовления. Затем, после монтажа на втулке 1 электронной пушки и коллектора, они спаиваются, образуя общий блок ЛБВ. Заметим, что втулки 1, 2 – не обязательно металлические, они могут быть и пластмассовыми с последующей металлизацией рабочих поверхностей (серебряное или медное напыление). Полюса фокусирующего магнита, расположенные у торцевых стенок корпуса ЛБВ, не показаны.

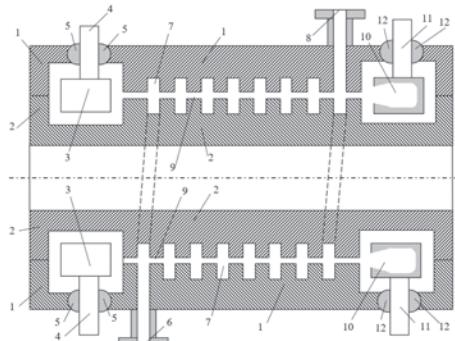


Рис. 1. Схема терагерцевой ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе

3. Результаты расчетов

Модель процесса взаимодействия ЛБВ на спирально изогнутом прямоугольном волноводе как для планарной спирали, так и для круглой идентичны, поскольку в том и другом случае взаимодействие электронов каждого элемента потока подобны одно другому. Поэтому при расчете использовалась модель, развитая в [2...4].

Расчет для $f=220$ ГГц дал следующие результаты: радиус кольцевого пучка $r_0=5$ мм; ток пучка $I_0=0.5$ А, $V_0=16$ кВ; входная мощность $P_{вх}=0.01$ Вт. При заданной входной мощности и токе пучка получено: при числе витков волновода $n=40$ усиление G_n в насыщении составляет 42 дБ; при $n=50$, $G_n=48$ дБ. Зависимость G_n от тока пучка при $P_{вх}=0.01$ Вт, $n=48$: $I_0=0.2$ А - $G_n=35$ дБ; $I_0=0.5$ А - $G_n=45$ дБ; $I_0=0.7$ А - $G_n=50$ дБ. Сечение волновода: широкая стенка по по оси $r-a=1,22$ мм, узкая стенка по оси $z-b=0,35$ мм, шаг спирали волновода $h=1,08$ мм, толщина электронного пучка $D=0,18$ мм.

Таким образом, расчеты подтверждают высокую эффективность терагерцевой ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе.

4. Заключение

Предложенная конструкция ЛБВ на свернутом по круговой спирали прямоугольном волноводе является более технологичной, чем ЛБВ на планарно-спиральном волноводе. Ее эффективность в наиболее востребованном диапазоне 220 ГГц (здесь окна прозрачности в атмосфере) весьма высока и может обеспечить потребность в усилителях и генераторах в этом и других диапазонах. Заметим также, что ЛБВ на спирально свернутом волноводе может работать в режиме ЛОВ [4] и, более того, одновременно в режимах ЛБВ и ЛОВ [4].

Список литературы

1. Huarong Gong et. al. High Power K-band Folded Travelling-Wave Tube-IVEC. 2010; P.499-500.
2. Кураев А.А., Матвеев В.В., Рак А.О. Лампа бегущей волны: пат.22050 Респ. Беларусь; дата публ. 30.08.2018.
3. Кураев А.А., Матвеев В.В., Рак А.О. Двухлучевая лампа обратной волны на изогнутом волноводе // Докл. БГУИР. 2017: 105:100-103.
4. Кураев А.А., Рак А.О. Двухлучевая ЛБВ на спирально изогнутом прямоугольном волноводе // материалы международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь. 2015, Т.1. С. 161-162.

Визуализации пучка мощного миллиметрового излучения с помощью пробоя газа, инициированного металлодиэлектрическим экраном¹

¹Буланова С.А., ¹Гитлин М.С., ¹Глявин М.Ю., ¹Орловский А.А., ¹Фокин А.П.,
¹Цветков А.И.

¹Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
bulanova@ipfran.ru

Аннотация: В работе рассматривается метод визуализации пучков мощных электромагнитных волн миллиметрового диапазона при помощи плазмы микроволнового пробоя газа, инициированного металлодиэлектрическим экраном. Система была испытана на импульсном гиротронном комплексе с мощностью до 250 кВт и частотой излучения 250 ГГц.

1. Введение

Мощное миллиметровое (ММ) излучение широко применяется в различных отраслях науки и техники, таких как радиолокация, обработка материалов, дистанционное зондирование, нагрев и диагностика плазмы. Визуализация пучков ММ излучения имеет важное значение как для создания устройств диапазона ММ волн, так и для различных их приложений. На сегодняшний день основным методом визуализации является метод, который основан на регистрации нагрева диэлектрического экрана под действием ММ излучения [1, 2]. Однако с помощью такой методики можно получить только интегральные по времени изображения профилей высокоэнергетических пучков ММ волн и невозможно исследовать профиль короткоимпульсного излучения с малой частотой следования. Альтернативным является метод визуализации, основанный на регистрации свечения плазмы микроволнового пробоя газа. Такой вариант метода визуализации пучков ММ волн был реализован с помощью табло люминесцентных ламп и неоновых индикаторных лампочек [3-5]. Недостатками таких устройств визуализации ММ излучения являются, во-первых, невысокое пространственное разрешение, которое ограничено размером их элементов, и составляет величину порядка 1 см, во-вторых, разный порог возникновения пробоя в отдельных элементах, который вызван различием их характеристик. В данной работе рассматривается система визуализации пучков мощных ММ волн при помощи плазмы микроволнового пробоя газа, который инициирован металлодиэлектрическим (МД) экраном. Этот метод визуализации ММ волн лишен указанных недостатков.

2. Описание эксперимента

Система для визуализации ММ волн состояла из герметичной металлической камеры, цифровой черно-белой CCD-телекамеры (рис. 1), компьютера и генератора синхроимпульсов. Внутри герметичной был установлен МД экран, представляющий собой тонкий диск из органического стекла диаметром 13 см, на поверхность которого случайным образом было наклеено большое количество металлических опилок. Камера имела окно из тонкой лавсановой пленки, которое располагалось перед МД экраном на расстоянии несколько миллиметров. Пространство камеры было заполнено гелием с небольшой примесью аргона при давлении близком к атмосферному.

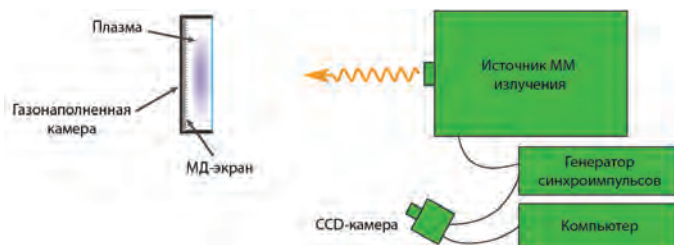


Рис. 1. Схема эксперимента

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-08-00611.

В качестве источника излучения использовался гиротрон с частотой 250 ГГц и мощностью до 250 кВт [6]. Длительность импульса излучения была 50 мкс. При мощности, превышающей 105 ± 5 кВт, наблюдался инициированный поверхностью МД экрана микроволновый пробой газа. Свечение плазмы регистрировались с помощью телекамеры. Она регистрировала пространственное распределение относительной величины потока энергии света $S(x,y)$. В диапазоне интенсивности излучения от порога инициированного микроволнового пробоя газа, равного $W_B \approx 3$ кВт/см², до максимальной достигнутой в эксперименте величины 6 кВт/см², яркость оптического излучения плазмы возрастала прямо пропорционально изменению интенсивности ММ излучения.

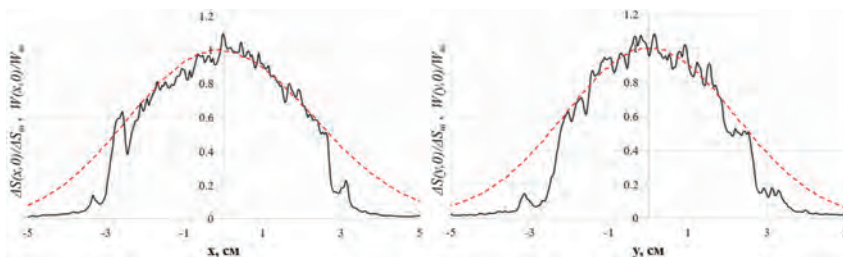


Рис. 2. Распределения вариации относительного энергетического потока видимого света, излучаемого инициированной микроволновым пробоем (черная сплошная линия) при мощности гиротрона 250 кВт, а также профиль интенсивности пучка ММ волн, измеренный термографическим методом (красная штриховая линия)

Используя полученные изображения относительного свечения плазмы (где W_m и S_m – максимальная интенсивность и поток энергии света соответственно), были определены профили пучка (черная линия на рис. 2). Красной штриховой линией на рис. 2 показаны профили пучка, определенные по пространственному распределению величины нагрева картонного листа, измеренному тепловизором [6]. В области, где $W > W_B$ профиль пучка ММ волн, измеренный с помощью оптического излучения плазмы, хорошо согласуется с профилем, измеренным термографическим методом. Это демонстрирует применимость предлагаемого способа визуализации для пучков мощного ММ излучения с интенсивностями, значительно превышающими порог пробоя плазмы $W \gg W_B$.

3. Заключение

Предложенный метод визуализации имеет ряд преимуществ перед методом, основанным на микроволновом газовом пробое в свободном пространстве: во-первых, пороговая интенсивность излучения для микроволнового газового пробоя, инициируемого МД экраном, значительно ниже пороговой интенсивности пробоя в свободном пространстве; во-вторых, существенно снижается отрицательные влияние эффекта нелокальности соотношения между параметрами плазмы и интенсивностью миллиметровых волн. Методика визуализации пучков на основе плазмы микроволнового пробоя газа, который инициирован металлодиэлектрическим экраном может быть использована для настройки мощных импульсных источников и линий передач излучения миллиметрового диапазона.

Список литературы

1. Kuznezov S.O., Malygin V.I. Determination of gyrotron wave beam parameters // Int. J. Infrared Millimeter Waves. 1991. Vol. 12. No. 11. P. 1241–1252.
2. Junchang, L. and Yanmei, W., An indirect algorithm of Fresnel diffraction // Opt. Commun. 2009. Vol. 282. No. 4. P. 455–458.
3. Gold, S. H., Black, W. M., Granatstein, V. L. and Kinkead, A. K., Breakdown of the atmosphere by emission from a millimeter-wave free-electron maser // Appl. Phys. Lett. 1983. Vol. 43. No. 10. P. 922–924.
4. Gold, S. H., Fliflet, A. W., Manheimer, W. M., et al., High-peak power Ka-band gyrotron oscillator experiments with slotted and unslotted cavities // IEEE Trans. Plasma Sci. 1988. Vol. 16. No. 2. P. 142–148.
5. Bratman, V. L., Denisov, G. G., Ofitserov, M. M., et al., Millimeter-Wave HF Relativistic Electron Oscillators // IEEE Trans. Plasma Sci. 1987. Vol. 15. No. 1. P. 2–15.
6. Denisov, G. G., Glyavin, M. Y., Fokin, A. P., et al., First experimental tests of powerful 250 GHz gyrotron for future fusion research and collective Thomson scattering diagnostics // Rev. Sci. Instrum. 2018. Vol. 89. No. 8. P. 084702.

Повышение мощности в релятивистском гиротроне на второй циклотронной гармонике в близких к СВЧ пробоем условиях¹

Завольский Н. А., Иляков Е. В., Кулагин И. С., Шевченко А. С.

Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

Аннотация: Исследуется возможность повышения мощности гиротрона, работа которого ограничена СВЧ пробоем из-за высокого СВЧ поля на стенке резонатора. Предлагается уменьшить добротность резонатора, вставив на выходе резонатора небольшой цилиндрический участок, немного большего диаметра, чем диаметр резонатора. С таким участком профиля гиротрон может примерно в 2 раза увеличить мощность, хоть и за счет небольшого уменьшения КПД.

1. Введение

В настоящее время гиротроны являются самыми эффективными источниками мощного СВЧ излучения миллиметрового диапазона длин волн. Мощность этих источников достигает $2,0 \div 2,2$ МВт для слабoreлятивистского диапазона энергий электронов (менее 100 кэВ) [1-3]. Для области умеренного релятивизма (200÷500 кэВ) были экспериментально получены мощности до 10 МВт при КПД до 50% [4-7]. Благодаря эффективной работе на второй и более высоких циклотронных гармониках гиротроны продвинулись в более коротковолновые диапазоны [8-10], хотя выделить рабочую моду в более густом спектре колебаний оказывается значительно труднее. В этих условиях список колебаний, под которые возможна настройка прибора с заданным электронным пучком и длиной волны излучения, довольно мал. Иногда приходится выбирать моду резонатора с малым радиальным индексом, для которого характерны высокие СВЧ поля на стенке резонатора.

В частности, такая ситуация возникла в релятивистском гиротроне [10] на моде TE_{11.2} на второй гармонике гирочастоты, где на длине волны 5 мм была получена мощность 2 МВт, выше которой, при полях на стенке резонатора 80-90 кВ/см, возникали СВЧ пробой.

Ниже предлагаются меры, использование которых может повысить выходную мощность гиротрона, работающего в таких условиях.

2. Возможное решение

Свойства гиротрона в значительной мере зависят от характеристик его резонатора, например, от добротности и коэффициента отражения рабочей волны на выходе резонатора. В частности, короткий конус с небольшим углом на выходе резонатора (предложено в [11]) эффективно применяется для повышения КПД прибора за счет согласования характеристик волны и электронного пучка (см. рис. 1,а,б). При этом получен экспериментальный КПД до 50% [5,6].

Соответствующее изменение профиля на выходном конце резонатора может вызвать уменьшение его добротности, что приведет к необходимому для решения данной задачи уменьшению СВЧ поля на стенке резонатора. Это достигается вставкой короткого цилиндрического участка с небольшим увеличением диаметра по сравнению с диаметром резонатора (см. рис. 1,в). Такая вставка (уменьшающая добротность с 1400 до 700), расположенная в ослабленном по сравнению с серединой резонатора, спадающем к выходу СВЧ поле, существенно не влияет на электропрочность резонатора, на конкуренцию мод в резонаторе и на рассеяние рабочей моды. Применение такого метода возможно и при возбуждении колебания на второй циклотронной гармонике.

Расчеты, аналогичные [12], показывают, что СВЧ поле прежнего пробоя может быть достигнуто при примерно 2-кратном увеличении мощности гиротрона, хоть и за счет небольшого уменьшения КПД.

3. Заключение

Показана возможность повышения мощности гиротрона на второй циклотронной гармонике, работа которого ограничивается СВЧ пробоем из-за высокого СВЧ поля на стенке резонатора. Предлагается уменьшить добротность резонатора, вставив на выходе резонатора небольшой цилиндрический участок, немного большего диаметра, чем диаметр резонатора. Такой участок профиля (при достаточно высокой культуре изготовления его можно сделать в резонаторе, где в эксперименте возник

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-02-00274.

кал СВЧ пробой) может дать возможность примерно в 2 раза увеличить мощность гиротрона, хоть и за счет небольшого уменьшения КПД.

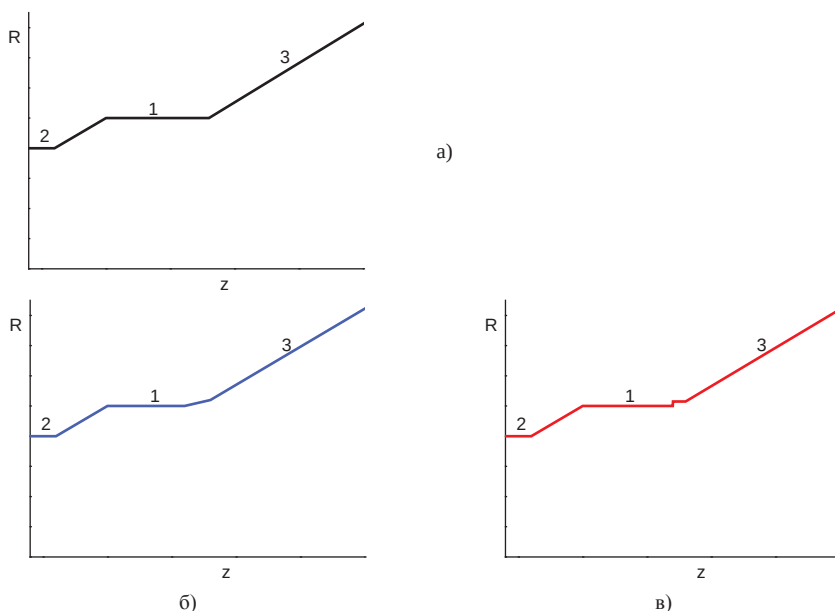


Рис. 1. Профиль резонатора гиротрона с различными изменениями на выходе
(1 – резонатор, 2 – закритическое сужение, 3 – выходной конус):

а) без изменений; б) конический выход для повышения КПД; в) цилиндрический участок для уменьшения добротности.

Список литературы

1. Rzesnicki T., Piosczyk B., Kern S., et al. 2.2-MW Record Power of the 170-GHz European Pre-prototype Coaxial-Cavity Gyrotron for ITER // IEEE Trans. Plasma Sci. 2010. Vol. 38. No. 6. P. 1141–1149.
2. Thumm M. Recent advances in the worldwide fusion gyrotron development // IEEE Trans. Plasma Sci. 2014. V. 42. No. 3. P. 590–599.
3. Гольденберг А. Л., Денисов Г. Г., Запевалов В. Е. и др. Мазеры на циклотронном резонансе: состояние и проблемы // Изв. вузов. Радиофизика. 1996. Т. 39. № 6. С. 635–669.
4. Zaitsev N. I., Ilyakov E. V., Korablyov G. S., Kulagin I. S. A 400 kV, 400 A microsecond electron accelerator with a hot cathode // Proc. XVI Int. Symp. Discharges Electrical Insulation Vacuum, May 23–30, 1994. Moscow–St.-Petersburg, Russia. Proc. SPIE 2259. P. 573–576.
5. Зайцев Н. И., Гинзбург Н. С., Завольский Н. А. и др. Высокоэффективный релятивистский гиротрон сантиметрового диапазона длин волн с микросекундной длительностью СВЧ импульса // Письма в ЖТФ. 2001. Т. 27. № 7. С. 8–16.
6. Зайцев Н. И., Завольский Н. А., Запевалов В. Е. и др. Десятигигаваттный импульсный гиротрон с длиной волны 1 см и КПД 50% // Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т. 46. № 10. С. 914–918.
7. Bratman V. L., Botvinnik I. E., Grom Yu. D., et al. Relativistic pulse-periodic mm-wavelength cyclotron masers with hot cathodes // Proc. XVI Int. Symposium Discharges Electrical Insulation Vacuum, May 23–30, 1994. Moscow–St. Petersburg, Russia. Proc. SPIE 2259. P. 538–541.
8. Tatematsu Y., Saito T., Fukunari M. et al. Experimental and Numerical study of the 0.4-THz Second-Harmonic Gyrotron with a Complex-Cavity Resonator // 44th Int. Conf. Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2019. P. 1–2. doi: 10.1109/IRMMW-THz.2019.8874544.
9. Thumm, M. State-of-the-Art of High-Power Gyro-Devices and Free Electron Masers // J Infrared Milli Terahz Waves. 2020. Vol. 41, P. 1–140. <https://doi.org/10.1007/s10762-019-00631-y>.
10. Завольский Н. А., Иляков Е. В., Калынов Ю. К. и др. Мощный релятивистский гиротрон миллиметрового диапазона длин волн на второй циклотронной гармонике // Изв. вузов. Радиофизика. 2018. Т. 61. № 1. С. 44–52.
11. Завольский Н. А., Запевалов В. Е., Моисеев М. А., Немировская Л. Л. Возможности оптимизации резонатора мощного непрерывного гиротрона // Известия вузов. Радиофизика. 2004. Т. 47. № 8. С. 675–687.
12. Moiseev M. A., Zavolsky N. A., Zapevalov V. E. Efficiency enhancement of relativistic gyrotrons // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. 2001. Vol. 22. No. 6. P. 813–834.

Влияние продольной неоднородности магнитного поля на генерацию волн-убийц в гиротронах¹

¹ Гинзбург Н.С., ¹ Зотова И.В., ¹ Морозкин М.В., ¹ Розенталь Р.М., ² Розенталь С.Р.,
¹ Сергеев А.С.

¹ Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
morozkin@ipfran.ru

² Московский физико-технический институт,
Московская область, г. Долгопрудный, 141701 Институтский пер., 9, Российская Федерация

Аннотация: На основе распределенной нестационарной модели гиротрона исследовано влияние уровня неоднородности магнитного поля на процессы генерации "волн-убийц". Определен допустимый уровень неоднородности, при котором сохраняются статистические свойства системы.

1. Введение

На протяжении длительного времени исследования нестационарной динамики гиротронов велись при умеренных уровнях надкритичности, соответствующей превышению рабочих токов над стартовыми значениями в несколько десятков раз. В этой области параметров были теоретически предсказано возникновение режимов периодической и хаотической автомодуляции, существование классических путей перехода к хаосу через последовательность удвоения периодов автомодуляции и перемежаемость, возникновение гиперхаотических режимов генерации.

В работе [1] впервые было выполнено исследование динамики гиротрона при значительно больших уровнях надкритичности, достигающих нескольких сотен раз. Было показано, что при определенных условиях выходное излучение гиротрона представляет собой случайную последовательность коротких импульсов, пиковая мощность которых в десятки раз превосходит средний по времени уровень излучения. Данное явление было классифицировано как возникновение т.н. "волн-убийц" – редких или экстремальных событий, амплитуда которых существенно превышает средние значения, но вероятность возникновения при этом остается достаточно высокой [2].

Дальнейшие исследования показали, что пиковая мощность волн-убийц в гиротронах может более чем на два порядка превышать среднюю мощность излучения и при этом быть в несколько раз больше средней мощности винтового электронного пучка, поступающего в гиротрон [3]. При этом длительность генерируемых СВЧ импульсов может составлять десятки пикосекунд, что соответствует ширине спектра в несколько десятков гигагерц [4,5]. Таким образом, гиротрон с большой надкритичностью можно рассматривать как источник сверхширокополосного шумоподобного излучения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов.

Вместе с тем, данные исследования динамики гиротронов проводились в приближении однородности продольной структуры ведущего магнитного поля. В данной работе будет показано, что процессы формирования волн-убийц достаточно чувствительны к продольной неоднородности магнитного поля.

2. Анализ на основе усредненных уравнений

Исследования динамики гиротрона выполнялись на основе самосогласованной системой уравнений, включающей неоднородное параболическое уравнение для комплексной амплитуды волны и усредненные уравнения для изменения нормированных поперечного и продольного импульсов [3]. Учет неоднородности магнитного поля осуществлялся путем введения зависимости от продольной координаты расстройки циклотронного синхронизма $\Delta(z) = 2\beta_{\perp}^{-2}(1 - \omega_b(z)/\omega_c)$, где ω_c – критическая частота рабочей моды, $\omega_b(z) = eB(z)/mc\gamma_0$ – циклотронная частота, $B(z)$ – зависимость магнитного поля от продольной координаты, γ_0 – релятивистский масс-фактор, $\beta_{\perp}$ – начальное значение поперечной скорости электронов.

В рамках рассматриваемой модели будем полагать, что спад магнитного поля от центра системы происходит по параболическому закону. Величину неоднородности относительно среднего значения Δ_0 будем определять величиной δ таким образом, чтобы $\Delta(0) = \Delta(L) = \Delta_0 + \delta$, $\Delta(L/2) = \Delta_0 - \delta$, где L – длина пространства взаимодействия.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-38-70047.

Введение неоднородности магнитного поля приводит к заметному изменению функции распределения числа импульсов в реализации по коэффициенту конверсии K (отношению мощности пика к начальной мощности электронного потока) (Рис.1). При $\delta = 0.1$ появление импульсов с коэффициентом конверсии $K > 5$ носит единичный характер, а число импульсов с $K < 5$ заметно уменьшается. Дальнейшее увеличение неоднородности до значения $\delta = 0.2$ делает появление импульсов с конверсией $K > 4$ крайне редким событием, при этом у подавляющего числа импульсов конверсия снижается до значений $K \leq 2$. Таким образом, значение $\delta = 0.1$ можно считать предельно допустимым значением, на основе которого можно рассчитывать уровень неоднородности реального магнитного поля.

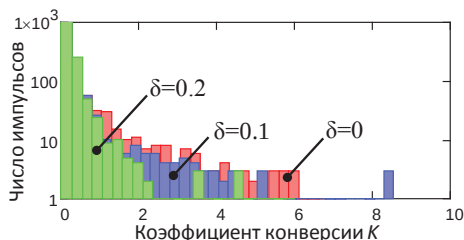


Рис. 1. Распределение количества пиков по коэффициенту конверсии при изменении величины неоднородности δ

Для оценки допустимого уровня неоднородности реального магнитного поля воспользуемся определением расстройки синхронизма Δ из которого следует простое выражение $\Delta B/B_0 = \beta_{\perp}^2 \delta / 2 \approx \beta_{\perp}^2 / 20$, где $\Delta B/B_0$ – изменение магнитного поля относительно среднего значения B_0 .

3. Заключение

Генерация волн-убийц в гиротронах является весьма интересным физическим эффектом, на основе которого могут быть реализованы источники излучения с уникальными характеристиками. При этом естественным является стремление реализовать максимально возможный коэффициент конверсии, при котором мгновенный КПД многократно превосходит 100%. Согласно результатам данного исследования, требуемые для этого значения неоднородности магнитного поля более жесткие, чем для режимов стационарной генерации, но при этом являются вполне достижимыми.

Список литературы

1. Розенталь Р.М., Гинзбург Н.С., Сергеев А.С., Зотова И.В., Федотов А.Э., Тараканов В.П.. Генерация широкополосного хаотического излучения в гиротронах в режиме перекрытия высокочастотного и низкочастотного резонансов // ЖТФ. 2017. Т. 87. Вып. 10. С. 1555–1561.
2. Akhmediev N. et al. Roadmap on optical rogue waves and extreme events // J. Opt. 2016. V. 18. Art.no .063001.
3. Ginzburg N. S., Rozental R.M., Sergeev A.S., Fedotov A.E., Zotova I.V., Tarakanov V.P.. Generation of Rogue Waves in Gyrotrons Operating in the Regime of Developed Turbulence // Phys. Rev. Lett. 2017. V.119. Art.no. 034801.
4. Rozental R.M., Zotova I.V., Ginzburg N.S., Sergeev A.S., Tarakanov V.P. Generation of Electromagnetic Rogue-Waves in Submillimeter-Band Gyrotrons // J Infrared Milli Terahz Waves. 2019. V. 40. P. 150–157.
5. Розенталь Р.М., Леонтьев А.Н., Сергеев А.С., Тараканов В.П. Генерация волн-убийц в гиротронах с сильнооточными релятивистскими пучками // Изв. РАН. Сер. физическая. 2020. Т. 84. № 2. С. 243–246.

Квазилинейная теория ЛСЭ терагерцового диапазона¹

Гинзбург Н. С., Кочаровская Е. Р., Сергеев. А. С., Фильченков С. Е.

Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
katya@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: Построена квазилинейная теория лазеров на свободных электронах (ЛСЭ), в которых при использовании интенсивных электронных пучков, обладающих значительным скоростным разбросом, реализуется кинетический режим электронно-волнового взаимодействия. Найдены стационарные распределения спектральной плотности возбуждаемых резонаторных мод при различных уровнях превышения тока пучка над порогом. Проведены оценки параметров применительно к длинно-импульсным ЛСЭ, которые могут быть реализованы на базе линейных индукционных ускорителей. Показана возможность эффективного преобразования энергии электронных пучков с большим разбросом в широкополосное излучение терагерцового диапазона.

1. Введение

В настоящее время в ИЯФ СО РАН (Новосибирск) создаются линейные индукционные ускорители (ЛИУ) нового поколения, формирующие релятивистские электронные пучки с энергией от 5 до 20 МэВ, килоамперным уровнем тока и длительностью до 200 нс [1, 2]. Очевидна привлекательность использования таких пучков в лазерах на свободных электронах (ЛСЭ) терагерцового диапазона, поэтому подобный проект разрабатывается в сотрудничестве с ИПФ РАН [3].

Как известно для обеспечения гидродинамического режима взаимодействия, разброс по энергиям $E = mc^2\gamma$ должен быть много меньше, чем $1/N$, где N – число периодов ондуляторного поля. Однако интенсивные электронные пучки имеют большой разброс по энергии, что ухудшает качество одномодовой генерации. Более эффективно, в этом случае, преобразовывать энергию электронов в широкополосное терагерцовое излучение. Возбуждение большого числа мод с различными частотами и продольными индексами при одновременном присутствии ондуляторного поля обеспечивает возникновение спектра синхронных комбинационных волн, воздействие которых на электронный поток ведет к диффузии частиц в область малых энергий. Для описания электронно-волнового взаимодействия в таких условиях эффективен квазилинейный подход [4-10], который в настоящей работе модифицирован применительно к возбуждению излучения в высокодобротном резонаторе. При этом движение электронов описывается уравнением диффузии для усредненной функции распределения.

2. Теория

Рассматривается двумерная модель ЛСЭ с высокодобротным резонатором длиной l и коэффициентом отражения зеркал $R \approx 1$. Время пролета релятивистского электрона $T = l/V_z$ существенно меньше времени изменения амплитуд мод $T_Q = Q/\bar{\omega}_s = l/c(1-R^2)$, что позволяет перейти к медленному времени $\tau = t/T_Q$, где Q – добротность резонатора, а $\bar{\omega}_s = 2\pi c/\bar{\lambda}_s$ – центральная частота генерации. Ленточный ультрарелятивистский ($\gamma \gg 1$) электронный пучок движется в планарном волноводе с поперечным сечением $S_\perp$, помещенным внутрь ондулятора. Поле излучения внутри резонатора является суммой его собственных мод, имеющих поперечную структуру TE_{01} волны планарного волновода и отличающихся продольным индексом. Усредненное движение ультрарелятивистских электронов $\gamma \gg 1$ в электромагнитном поле и поле ондулятора определяется пондеромоторной силой, представляющей собой набор продольных комбинационных волн, и может быть описано с помощью кинетического уравнения для функции распределения электронов [5, 9, 10].

В рамках квазилинейного приближения эволюция функции распределения $F(\tau, Z, u)$ с учетом обратного воздействия волн на частицы описывается уравнением нелинейной диффузии:

$$\frac{\partial F(u, Z)}{\partial Z} = \frac{\partial}{\partial u} \left(\rho(u, \tau) u \frac{\partial F(u, Z)}{\partial u} \right). \quad (1)$$

Используя уравнения возбуждения резонатора [12] для спектральной плотности излучения получим:

$$\frac{d\rho(u, \tau)}{d\tau} + \rho(u, \tau) = \int_0^L \rho(u, \tau) u \frac{\partial F(u, Z)}{\partial u} dZ. \quad (2)$$

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект 19-12-00212).

Здесь $Z = \zeta z$ и $L = \zeta l$ – безразмерные координата и длина резонатора, где параметр $\zeta = IK^2 \bar{\lambda}_s / (S_{\perp} I_a (1 - R^2))$. Учитывая условие синхронизма $\omega_s / c = h_s = 4\pi l^2 / d$, нормированный спектр мощности излучения $\rho = \frac{I_a (1 - R^2) h_{sn} S_{\perp}}{I \gamma_0^2 \bar{\lambda}_s} J_{sn}$ можно строить в единицах относительной энергии электронов $u = \gamma / \gamma_0$, $K = e |A_w| / (mc^2)$ – параметр ондуляторности, I – ток пучка, $I_a = mc^3 / e = 1.7 \text{ kA}$ – ток Альфвена.

На Рис.1 представлены результаты решения самосогласованной системы уравнений (1)-(2). По мере накопления поля в резонаторе, а, следовательно, роста амплитуд волн возникает деформация узкой начальной функции распределения (Рис. 1, кривая 1). В результате на ней устанавливается стационарный профиль в виде плато (Рис. 1, кривая 2), фактически определяющий уровень возбуждения различных мод (кривая 3 на Рис. 1).

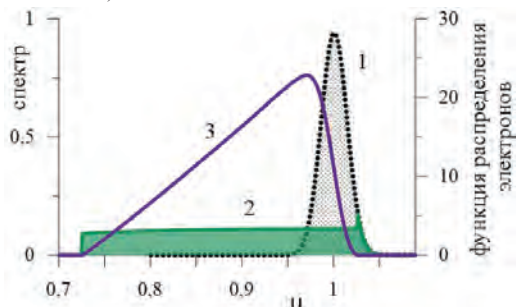


Рис. 1. Стационарный режим генерации. 1 - начальная функция распределения, соответствующая относительному разбросу электронов $\delta = 0.03$ и 2 - функция распределения электронов по энергиям на выходе из резонатора при уровне превышения над порогом параметра $L = 0.05$, 3 - спектр стационарной генерации $\rho(u)$

3. Заключение

В заключение делаем оценки параметров применительно к разрабатываемому в ИЯФ СО РАН длинно-импульсному терагерцовому ЛСЭ. Пусть ондулятор имеет период $d = 4 \text{ см}$ и параметр $K = 0.4$, коэффициент отражения от зеркал $R = 0.8$, энергия электронов 4.5 МэВ ($\gamma = 10$), центральная частота излучения 1.5 ТГц . При площади поперечного сечения $S_{\perp} = 0.8 \text{ см}^2$, длине ондулятора 200 см и начальном энергетическом разбросе 3% , нормированной длине резонатора $L = 0.03$, для достижения КПД 7.5% требуется рабочий ток 240 А , тогда относительная ширина спектра излучения по полувысоте составит 15% при полной мощности излучения 80 МВт . При увеличении параметра L можно достичь КПД до 20% , что существенно увеличит мощность и расширит спектр генерации.

Список литературы

1. Логачев П.В., Кузнецов Г.И., Корепанов А.А. и др. Линейный индукционный ускоритель ЛИУ-2 // Приборы и техника эксперимента. 2013. №6, 42-49.
2. Nikiforov D.A., Blinov M.F., Fedorov V.V. et al. High-Current Electron-Beam Transport in the LIA-5 Linear Induction Accelerator // Phys. of Particles and Nuclei Lett. 2020. Vol.17, 197-203.
3. Oparina Yu. S., Peskov N. Yu., Savilov A.V. Electron RF Oscillator Based on Self-Excitation of a Talbot-Type Supermode in an Oversized Cavity // Phys. Rev. Applied. 2019. Vol. 12, 044070.
4. Vedenov A. A. Quasi-linear theory of a plasma // Sov. At. Energy. 1963. Vol. 13, 591.
5. Dimos A. M. and Davidson R. C. Quasilinear stabilization of the free electron laser instability for a relativistic electron beam propagating through a transverse helical wiggler magnetic field // Phys. Fluids. 1985. Vol. 28, 677.
6. Vinokurov N. A., Huang Z., Shevchenko O. A., K. J. Kim. Quasilinear theory of high-gain FEL saturation // Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., Sect. A. 2001. Vol. 475, 74.
7. Huang Z., K.-Je Kim. Review of x-ray free-electron laser theory // Phys. Rev. ST - Accel. and Beams. 2007. Vol. 10, 034801.
8. Ginzburg N. S., Shapiro M. A. Quasi-linear theory of multimode free-electron lasers with an inhomogeneous frequency broadening // Opt. Commun. 1982. Vol. 40, 215.
9. Ginzburg N. S., Kocharovskaya E. R. Quasilinear theory of terahertz free-electron lasers based on Compton scattering of incoherent pump wave by intense relativistic electron beam // Phys. Rev. ST - Accel. and Beams. 2016. Vol. 19, 080701.
10. Гинзбург Н. С., Кочаровская Е. Р., Сергеев А. С., Фильченко С.Е. Спектр генерации длинноимпульсных лазеров на свободных электронах терагерцового диапазона: квазилинейная теория // ПЖТФ. 2021. №113(10), 654-659.
11. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М: "Радио и связь", 1988. Гл. VIII.

Оптимизация гиротронного технологического комплекса для экспедиционной лаборатории¹

¹Гафуров М.Р., ^{1,2}Запечалов В.Е., ^{1,2}Паршин В.В.

¹Казанский федеральный университет,
г. Казань, 420008, ул.Центральная, 18, Российская Федерация
mgafurov@gmail.com

²Институт прикладной физики РАН,
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
zarepv@appl-sci.nnov.ru

Аннотация: Представлены предварительные результаты разработки микроволновых комплексов для воздействия на нефтедисперсные и асфальтоподобные системы в экспедиционных условиях.

1. Введение

Современные источники микроволнового излучения с разными частотами и уровнями мощности, и микроволновые комплексы на их основе все чаще становятся основой развития новых перспективных технологий для получения материалов с новыми свойствами, с меньшими затратами времени и энергии и меньшей нагрузкой на окружающую среду [1-3]. Представляется перспективным развитие методов микроволновой диагностики и воздействия на нефтепродукты для разработки новых эффективных и природосберегающих технологий разведки, добычи, транспортировки и переработки нефтепродуктов. Родственной является задача о воздействии микроволнового излучения на асфальты и асфальтоподобные среды, имеющая очевидный практический интерес для ремонта или утилизации дорожных покрытий и строительных работ [4, 5]. Все большую актуальность приобретает задача совершенствования технологий нефтеразведки, добычи и переработки тяжелой нефти и битумов, поскольку разведенные запасы этих ресурсов на сегодняшний день уже значительно превышают запасы обычной (легкой, слабовязкой) нефти. Это предполагает развитие существующих и внедрение новых методов геологоразведки и характеристики пластовых флюидов, нефтесодержащих кернов и т.д., объединяемых понятием нефтедисперсные системы (НДС). Изучение и использование НДС с использованием современных методов ядерного магнитного резонанса (ЯМР), электронного парамагнитного резонанса (ЭПР), динамической поляризации ядер (ДПЯ), двойного электрон-ядерного резонанса (ДЭЯР) позволит глубже проникнуть в детали строения НДС, т.е. существенно продвинуться в их характеристики.

Актуальной задачей становится изучение и использование микроволн различного уровня мощности и частоты для диагностики и воздействия на НДС в целях разработки новых эффективных технологий разведки, добычи, транспортировки и переработки нефтепродуктов. Исследование микроволновых свойства НДС проводилось в миллиметровом диапазоне с использованием уникального измерительного комплекса ИПФ РАН – резонаторного спектрометра [6, 7]. Воздействие микроволн на НДС позволяет влиять на их физические и химические свойства важные для их добычи, транспортировки и переработки. Работы проводятся с целью практического (определение нефти и водонасыщенности пластов и кернов, усиление сигнала ЯМР, воздействие на НДС для изменения их свойств, и др.) и научного (определение типов и параметров электрон-ядерных взаимодействий, установление структуры надмолекулярных комплексов НДС, ее изменения под воздействием микроволнового излучения разных частот, уровня мощности, и возможно, модуляции на звуковых, ультразвуковых и инфразвуковых частотах, и т.д.) требуют разработки и использования микроволновых источников с требуемым комплексом параметров. Все это оборудование, по возможности, должно работать в экспедиционных условиях, что накладывает требования на его специфику.

2. Специфика и оптимизация гиротронного комплекса для экспедиционных условий

Источники для сантиметрового диапазона в настоящее время выпускаются разного уровня мощности, главным образом на основе магнетронов. В миллиметровом диапазоне для киловаттного уровня непрерывного излучения единственными доступными являются гиротронные комплексы. Первые российские гиротроны непрерывного действия для технологического применения были разработаны и изготовлены в ИПФАНе в 70-х годах прошлого века. Передовые разработки были выполнены также

¹ Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 19-12-00332.

в отделении вакуумной электроники НПП «Салют». С момента образования в 1992 г. НПП «Гиком» продолжило традиции изготовления гиротронов, а также разработало и внедрило в производство несколько серий приборов и соответствующих комплексов в частотном диапазоне от 24 до 300 ГГц. За 30 лет НПП «Гиком» изготовило и поставило в Россию и за рубеж более 40 гиротронных систем непрерывного действия. Все эти комплексы рассчитаны на эксплуатацию в стационарных условиях. Разработка комплексов для экспедиционных условий накладывает свою специфику на разработку. Прежде всего, это связано с ограничениями по массогабаритным характеристикам, энергопотреблению и водопотреблению для охлаждения. Это накладывает новые требования как на сам гиротрон, так и на вспомогательное оборудование.

Классические непрерывные гиротроны работают на второй гармонике гирочастоты в соленоидах с масляным охлаждением. Вывод энергии у них организован в направлении продольной оси прибора в виде рабочей волноводной моды. Типичная рабочая частота лежит в пределах 24 – 30 ГГц, напряжение не превышает 25 кВ, ток катода 2,5 А. Выходная мощность таких систем обычно не превышает 25 кВт. К их достоинствам следует отнести простоту, мобильность, малое время запуска. Недостатком являются ограничение по рабочей частоте и мощности, а также большие затраты мощности на создание магнитного поля в теплом соленоиде. В работе рассматривались гиротроны на частотах около 24 и 37 ГГц, мощностью до 10 кВт. В целях снижения энергопотребления целесообразно рассмотреть использование соленоидов типа Биттера или Фонера [8], а также использование ферромагнитных элементов. Выяснено, что использование оптимизированных магнитов дает заметное снижение энергопотребления. Уменьшение мощности на создание магнитного поля может достигаться, когда значительная часть этого поля создается с помощью постоянного магнита. В этом случае обычно стоимость или (и) масса системы возрастает и примеры использования постоянных магнитов, несмотря на их перспективность, носит единичный характер.

Обычно технологические гиротроны поставляются заказчикам в составе гиротронных комплексов, содержащих все необходимое оборудование: магнит, системы внешних согласующих зеркал, линии передачи СВЧ излучения, согласованная калориметрическая нагрузка, высоковольтные и прочие источники питания, система водяного охлаждения, системы защиты и управления.

3. Заключение

В настоящее время наиболее привлекательными свойствами гиротронных комплексов для задач связанных с воздействием на нефтедисперсные и асфальтоподобные системы представляются контролируемость уровня энерговклада во времени, в соответствии с высоким уровнем микроволновых потерь. Это позволяет использовать его для диагностики и обработки нефтепродуктов, а также иных приложений. Главной проблемой остается высокая стоимость микроволновых систем.

Список литературы

1. Carter, R.G. Microwave and RF vacuum electronic power sources. Cambridge University Press, 2018.
2. James Benford, John A. Swegle, Edl Schamiloglu. High Power Microwaves. 2016 by Taylor & Francis Group, LLC, CRC Press is an imprint of Taylor & Francis Group, an Informa business.).
3. Григорьев А. Д. Электродинамика и микроволновая техника. СПб. Лань, 2007.
4. Gafurov M.R., Ponomarev A.A., Mamin G.V., Application of pulsed and high frequency electron paramagnetic resonance techniques to study petroleum disperse system. // Georesursy.-Vol.22, Is.4.-P.2-14.
5. Крапивницкая Т.О., Глявин М.Ю., Песков Н.Ю., и др. Перспективные приложения мощного СВЧ излучения в задачах воздействия на органические материалы и биологические объекты., Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург 28-31 мая 2018 г. с.133-135.
6. В. В. Паршин, Е. А. Серов, Г.М. Бубнов и др. Криовакуумный резонаторный комплекс. Известия вузов. Радиофизика 2013, Том LVI, № 8–9 с.614-621.
7. В. В. Паршин, М. Ю. Третьяков, М. А. Кошелев, Е. А. Серов. Аппаратурный комплекс и результаты прецизионных исследований распространения миллиметровых и субмиллиметровых волн в конденсированных средах и атмосфере. Известия вузов. Радиофизика 2009, Том LII, №8, С. 583-594.
8. Монтгомери В., Получение сильных магнитных полей: с помощью соленоидов, изд-во «Мир», 1972.

Способ формирования ультракоротких импульсов в генераторных схемах с трехволновым параметрическим взаимодействием¹

Гришин С.В., Бир А.С., Романенко Д.В.

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
sergrsh@yandex.ru

Аннотация: В работе представлены результаты, демонстрирующие возможность формирования ультракоротких импульсов (УКИ) в автоколебательных системах с трехволновым параметрическим взаимодействием. На основе модифицированной модели Вышкинд-Рабиновича с нелинейным усилением получены периодические последовательности «темных» и «светлых» УКИ, которые могут достигать субмикросекундной длительности. На лабораторном макете спин-волнового генератора, работающего в условиях трехволнового параметрического взаимодействия, получена генерация темных УКИ субнаносекундной длительности.

1. Введение

На сегодняшний день одной из актуальных задач в области радиофизики и СВЧ электроники является создание источников ультракоротких импульсов (УКИ). УКИ представляют интерес для систем передачи информации, для исследования быстро протекающих процессов, а также для микрообработки различных материалов и биологических тканей [1]. Наверное, одними из первых работ по генерации УКИ в микроволновом диапазоне являются работы Б.А. Калиникова, в которых он использовал оптический метод синхронизации мод на керровской нелинейности для получения УКИ в виде периодических последовательностей «светлых» и «темных» солитонов огибающей наносекундной длительности [2, 3]. В качестве среды с кубической (керровской) нелинейностью использовались ферромагнитные пленки, в которых распространялись магнитостатические спиновые волны (МСВ) с разными видами (нормальной или аномальной) волноводной дисперсии. В последние годы группой нижегородских исследователей, возглавляемой Н.С. Гинзбургом, было предложено использовать другой оптический метод (метод пассивной синхронизации мод) для получения мощных УКИ в вакуумных генераторах микроволнового диапазона. В своих теоретических работах они получили периодические последовательности мощных УКИ субнаносекундной длительности за счет использования ЛБВ-подавителя в качестве насыщающегося поглотителя [4].

Целью настоящей работы является демонстрация нового метода формирования УКИ в диссипативных системах с параметрическим трехволновым взаимодействием. В таких системах помимо среды с квадратичной нелинейностью используется усилитель, работающий в режиме насыщения выходной мощности.

2. Результаты теоретических и экспериментальных исследований

Генераторная модель разработана на основе параметрической волновой модели Вышкинд-Рабиновича [5] в случае нелинейного усиления. До настоящего времени параметрическое взаимодействие трех волн в диссипативных средах исследовалось только при наличии линейного усиления. Параметрическая модель с нелинейным усилением запишется как

$$\frac{\partial m(t)}{\partial t} = -c_0 b_1(t) b_2(t) \exp(-i\delta t) - \eta m(t) + \gamma \{1 - \tanh[\alpha |m(t)|]\} m(t),$$

$$\frac{\partial b_1(t)}{\partial t} = c_1 m(t) b_2^*(t) \exp(i\delta t) - \nu b_1(t),$$

$$\frac{\partial b_2(t)}{\partial t} = c_2 m(t) b_1^*(t) \exp(i\delta t) - \nu b_2(t),$$

где $m(t)$ – комплексная амплитуда огибающей усиливаемой волны, $b_{1,2}(t)$ – комплексные амплитуды огибающих параметрически возбуждаемых волн, δ – отстройка частоты параметрически возбуждаемых волн от половинного значения частоты усиливаемой волны, η – коэффициент затухания усиливаемой волны, ν – коэффициент затухания параметрически возбуждаемых волн, γ – коэффициент линейного усиления и α – параметр нелинейности усилителя.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-02-00075.

На Рис. 1а приведены результаты расчета, из которых следует, что наличие нелинейного усиления приводит к ограничению роста амплитуды усиливаемой волны и к формированию на ее амплитудном пьедестале провалов, напоминающих «темные» солитоны огибающей [3]. Что касается параметрически возбуждаемых волн, то они участвуют в формировании последовательностей импульсов, похожих на «светлые» солитоны огибающей [2] субпикосекундной длительности.

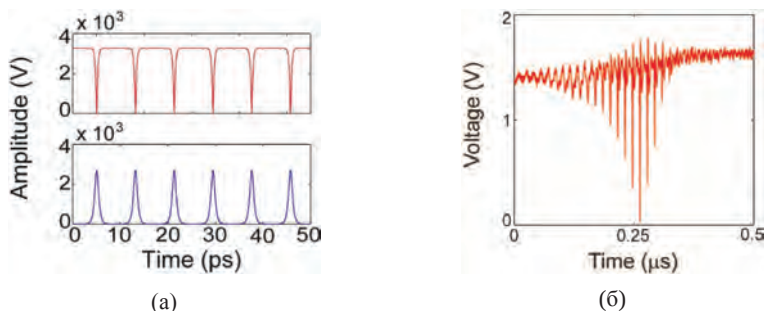


Рис. 1. (а) Амплитудные профили темных импульсов усиливаемой волны (верхняя панель) и светлых импульсов параметрически возбуждаемых волн (нижняя панель), рассчитанные для $\alpha=0.0005$, $c_0=1232 \text{ мкс}^{-1}$, $c_1=c_2=846 \text{ мкс}^{-1}$, $\gamma=30 \text{ мкс}^{-1}$, $\nu=7 \text{ мкс}^{-1}$, $\eta=1.4 \text{ мкс}^{-1}$ и $\delta=0.1 \text{ мкс}^{-1}$; (б) амплитудный профиль темного многосолитонного комплекса на МСВ, полученного экспериментально на генераторной схеме с магнным микроволноводом и транзисторным усилителем, работающим в режиме насыщения выходной мощности

В качестве генератора, в котором можно было осуществить описанные в теоретической модели механизмы, был выбран кольцевой твердотельный генератор, содержащий магнный микроволновод и каскад из двух транзисторных усилителей, один из которых работает в режиме насыщения выходной мощности [6]. Магнный микроволновод изготовлен из пленки железо-иттриевого граната. Для возбуждения и приема МСВ, распространяющихся в данном волноводе, используются микрополосковые преобразователи. Напряженность внешнего постоянного магнитного поля выбирается такой, чтобы в волноводе реализовывались трехволновые параметрические процессы распада МСВ на коротковолновые спиновые волны. В ходе проведения эксперимента были получены сложные диссипативные структуры в виде чередующихся последовательностей многосолитонных комплексов. Пример отдельно взятого многосолитонного комплекса приведен на Рис.1б. Он состоит из темных УКИ с длительностью 0.6-0.8 нс и периодом следования 15.4 нс, которые «вложены» в более длинные темные импульсы с длительностью 60 нс и периодом следования 2 мкс. Отметим, что полученные длительности у темных УКИ являются принципиально недостижимыми в случае синхронизации мод на керровской нелинейности, если в автоколебательной системе развиваются четырехволновые нелинейные спин-волновые взаимодействия [3].

3. Заключение

В заключение отметим, что разработанная генераторная модель позволяет получать УКИ субпикосекундной длительности, что подтверждается экспериментально на генераторной схеме, содержащей квадратичную нелинейную среду и усилитель, работающий в режиме насыщения выходной мощности.

Список литературы

1. Крюков П.Г. Фемтосекундные импульсы. Введение в новую область лазерной физики. М.: Физматлит. 2008. 208 с.
2. Kalinikos B.A., Kovshikov N.G., Patton C.E. Self-generation of microwave magnetic envelope soliton trains in yttrium iron garnet thin films // Phys. Rev. Lett. 1998. Vol. 80. No. 19. P. 4301-4304.
3. Kalinikos B.A., Scott M.M., Patton C.E. Self-generation of fundamental dark solitons in magnetic films // Phys. Rev. Lett. 2000. Vol. 84. No. 20. P. 4697-4700.
4. Гинзбург Н.С., Абубакиров Э.Б., Вилков М.Н., Зотова И.В., Сергеев А.С. Генерация периодической последовательности мощных ультракоротких импульсов в цепочке связанных ламп бегущей волны, работающих в режимах усиления и нелинейного компферновского подавления // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43. Вып. 18. С. 47-55.
5. Вышкинд С.Я., Рабинович М.И. Механизм фазовой стохастизации и структура волновой турбулентности в диссипативных средах // ЖЭТФ. 1976. Т. 71. Вып. 2. С. 557-569.
6. Bir A.S., Grishin S.V., Moskalenko O.I., Pavlov A.N., Zhuravlev M.O., Osuna Ruiz D. Experimental observation of ultrashort hyperchaotic dark multisoliton complexes in a magnonic active ring resonator // Phys. Rev. Lett. 2020. Vol. 125. No. 8. P. 083903.

Обострение сверхкоротких импульсов с помощью нелинейной линии передачи¹

¹Бобрешов А.М., ¹Жабин А.С., ¹Рязанцев А.Д., ¹Степкин В.А., ¹Усков Г.К.

¹ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет»,

г. Воронеж, 394018, ул. Университетская площадь, 1, Российская Федерация
ryazantsev@phys.vsu.ru

Аннотация: Предлагается подход к уменьшению длительности сверхкоротких импульсов, использующий эффект нелинейности и отрицательной дисперсии при распространении сигналов в нелинейных линиях передачи. Данный подход позволяет добиться снижения конечной стоимости генераторов СКИ, позволяя не использовать дорогостоящие полупроводниковые обострители импульсов, а также позволяет сократить длительность входного СКИ на 30–40% без существенных потерь в амплитуде сигнала.

1. Введение

При проектировании современных сверхширокополосных (СШП) систем связи необходимо удовлетворять требованиям, предъявляемым к генерируемым с их помощью сигналам. Сверхкороткие импульсы (СКИ), используемые в качестве таких сигналов, должны иметь достаточно большую амплитуду (десятки вольт) и небольшую длительность (порядка нескольких сотен пикосекунд) для обеспечения требуемой ширины спектра сигнала. Существует большое количество работ, посвященных сокращению длительности формируемых СКИ [1 – 2]. Обычно для этого в генераторах применяются обострители, построенные на полупроводниковых размыкателях тока (например, на диодах с накоплением заряда). Однако элементы, способные обеспечить значительное сокращение ширины импульса благодаря малому времени переключения, имеют высокую стоимость. Альтернативным решением является использование в генераторе в качестве обострителя нелинейных линий передачи (НЛП). Импульс, распространяясь вдоль такой линии, сужается за счет ее отрицательной дисперсии [3 – 5]. В данной работе обсуждаются принципы работы НЛП, позволяющие использовать их в качестве обострителя СКИ, а также представлены результаты экспериментальных исследований по уменьшению длительности СКИ.

2. Нелинейные линии передачи

Нелинейная линия передачи представляет собой каскадное подключение последовательно соединенных индуктивностей и/или нелинейных конденсаторов. В данной работе рассматриваются линии с линейными катушками индуктивности и нелинейными конденсаторами (рис. 1). Такой тип линий имеет много возможностей для применения в различных областях. В качестве нелинейной емкости используется смещенный в обратном направлении полупроводниковый диод. Нелинейная зависимость емкости диода от приложенного к нему напряжения основана на том факте, что ширина области пространственного заряда полупроводникового перехода зависит от приложенного к нему смещения. При этом емкость перехода можно рассматривать как параллельный пластинчатый конденсатор, рассчитывая ее значение по общеизвестной формуле. Смещая диод в обратном направлении, мы тем самым увеличиваем ширину области истощения, значение емкости перехода, как следствие этого, уменьшается. Если нелинейная емкость уменьшается с ростом напряжения, то скорость распространения сигнала вдоль линии будет увеличиваться вместе с ростом напряжения. Это означает, что пик импульса напряжения будет двигаться быстрее, чем его восходящий край, образуя крутую переднюю ударную волну, крутизна которой в конечном счете ограничена дисперсией линии. Уменьшение времени нарастания широкого импульса с помощью НЛП оценивается как:

$$\Delta t = n(\sqrt{LC_0} - \sqrt{LC(V_{max})}), \quad (1)$$

где $C(V_{max})$ – емкость при смещении на величину равной амплитуде импульса, n – число каскадов (секций) в нелинейной линии. Обострение импульса возникает, когда время его нарастания t_f больше, чем время убывания Δt . Если $t_f < \Delta t$, то импульс преобразуется в цепь солитонов.

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №19-37-90163.

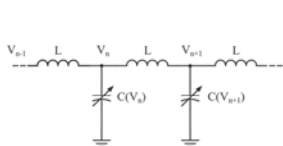


Рис. 1. Принципиальная схема нелинейной линии передачи с линейными индуктивностями и нелинейными емкостями

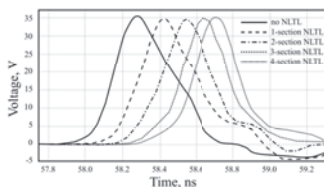


Рис. 2. Осциллограммы импульсов на выходе нелинейной линии передачи для различного числа каскадов

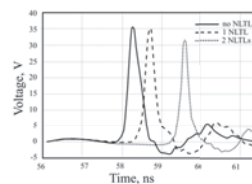


Рис. 3. Осциллограммы формируемых сверхкоротких импульсов

3. Уменьшение длительности СКИ

На вход НЛП подавался сигнал длительностью 350 пс и амплитудой 30 В, формируемый с помощью генератора сверхкоротких импульсов, описанного в [6]. Рабочая точка на вольт-фарадной характеристике задавалась с помощью источника напряжения отрицательной полярности. Величина напряжения смещения была определена экспериментальным способом и составляла -6В. На рис. 2 изображены осциллограммы импульсов на выходе нелинейной линии передачи для различного числа каскадов. Как видно из данного рисунка, задержка в генерации импульсов увеличивается по мере увеличения количества каскадов. При этом из-за ослабления сигнала в микрополосковой подложке происходит незначительное снижение амплитуды формируемых импульсов. Из рисунка также видно, что пик импульса пытается опередить основание импульса. Рис. 3 иллюстрирует осциллограммы импульсов, прошедших через нелинейную линию передачи. Можно заметить, что использование одной НЛП (пунктирная кривая) уменьшает длительность сигнала примерно на 30% (до значения 250 пс) по сравнению с исходным (длительностью 350 пс), изображенным сплошной кривой на графике, практически не внося потерь в амплитуду сигнала. Использование же двух последовательно соединенных НЛП позволяет получить уменьшение длительности сигнала почти на 40% (до значения 210 пс), при том, что амплитуда уменьшилась примерно на 10–12% по сравнению с исходным импульсом.

4. Заключение

В данной работе предложена методика обострения СКИ с использованием эффектов, возникающих в нелинейной линии передачи, взамен дорогостоящих полупроводниковых приборов. Также кратко описаны физические процессы, происходящие в таких линиях. В ходе экспериментального исследования удалось сократить длительность входного СКИ с 350 пс до значения 250 пс при использовании одной НЛП, и до 210 пс – при двух последовательно соединенных НЛП. При этом амплитуда импульса уменьшилась всего лишь на 10–12%.

Список литературы

1. R. Fegghi, D. Oloumi and K. Rambabu, "Design and Development of an Inexpensive Sub-Nanosecond Gaussian Pulse Transmitter," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 9, pp. 3773-3782, Sept. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2918298.
2. X. Xia et al., "A monocyte pulse generator with variable capacitance diodes for radar target detecting application," 2017 11th Asian Control Conference (ASCC), 2017, pp. 2508-2510, doi: 10.1109/ASCC.2017.8287569.
3. E. Afshari and A. Hajimiri, "Non-linear transmission lines for pulse shaping in silicon," Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference, 2003., 2003, pp. 91-94, doi: 10.1109/CICC.2003.1249366.
4. L. P. Silva Neto, J. O. Rossi and J. J. Barroso, "Pulse sharpening and RF generation using nonlinear transmission lines," 2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/IMOC.2015.7369106.
5. E. G. L. Rangel, J. J. Barroso, J. O. Rossi, F. S. Yamasaki, L. P. Silva Neto and E. Schamiloglu, "Influence of Input Pulse Shape on RF Generation in Nonlinear Transmission Lines," in IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 44, no. 10, pp. 2258-2267, Oct. 2016, doi: 10.1109/TPS.2016.2593606.
6. Y. Ahajjam, O. Aghzout, J. M. Catalá-Civera, F. Peñaranda-Foix and A. Driouach, "A compact UWB sub-nanosecond pulse generator for microwave radar sensor with ringing miniaturization," 2016 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2016, pp. 497-501, doi: 10.1109/ICMCS.2016.7905602.

СВЧ-характеристики и показатели радиационной стойкости базового элемента библиотеки отечественного технологического процесса КМОП 90 нм – МОП-транзистора

^{1,2}Жидков Н.М., ^{1,2}Сотсков Д.И., ^{1,2}Котов В.Н., ^{1,2}Елесин В.В., ^{1,2}Усачев Н.А., ^{1,2}Кузнецов А.Г.

¹ Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

г. Москва, 115409, Каширское ш., 31, Российская Федерация

² АО «ЭНПО СПЭЛС»,

г. Москва, 115409, Каширское ш., 31, Российская Федерация

nmzhv@spels.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных исследований показателей радиационной стойкости, статических и СВЧ-характеристик МОП-транзистора п-типа, выполненного по отечественной технологии КМОП 90 нм. Определены значения граничной частоты усиления и максимальной частоты генерации, составляющие 110 ГГц и 120 ГГц соответственно. Анализ радиационных откликов МОП-транзистора показал отсутствие катастрофических, параметрических отказов и малую чувствительность к дозовому (до $3 \cdot 10^5$ ед.) воздействию ионизирующего излучения, воздействию ОЯЧ (до 60 МэВ·см²/мг).

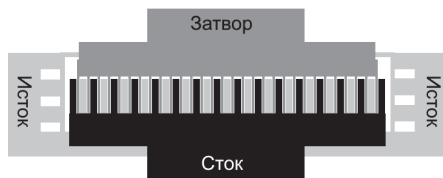
1. Введение

Субмикронные технологии КМОП 90...28 нм широко применяются для изготовления приемопередающих БИС вида “Система на Кристалле” с рабочими частотами до 30 ГГц и более, предназначенных для применения в составе систем навигации, спутниковой связи, радиолокации, что возможно благодаря наличию в составе технологических библиотек (ТП) МОП-транзисторов (МОПТ) с граничными частотами усиления (f_T) свыше 100 ГГц [1, 2].

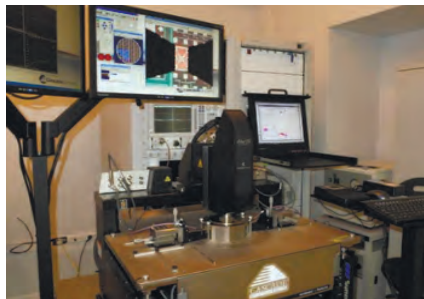
В настоящей работе представлены результаты экспериментальных исследований показателей радиационной стойкости (РС), статических и СВЧ-характеристик базового элемента (БЭ) отечественного ТП КМОП 90 нм – МОП-транзистора п-типа (рисунок 1, а) с длиной и суммарной шириной затвора 100 нм и 60 мкм соответственно [3].

2. Результаты экспериментальных исследований

Исследования статических и СВЧ-характеристик проводились на пластине с использованием автоматизированного измерительного комплекса на основе зондовой станции Cascade Summit 12000B и анализатора полупроводниковых приборов B1500A [4, 5] (рисунок 1, б).



а)



б)

Рис. 1. Внешний вид топологии МОП-транзистора (а) и зондового комплекса (б)

Расчетные и экспериментальные проходные и выходные вольт-амперные характеристики (ВАХ), зависимости коэффициента передачи $|H_{21}|$ и максимально достижимого коэффициента усиления $|MAG|$ представлены на рисунках 2 и 3. Расхождение между результатами моделирования и экспериментальных исследований составляет не более 30%. В соответствии с представленными данными определены значения граничной частоты усиления и максимальной частоты генерации (f_{MAX}), составляющие 110 ГГц и 120 ГГц соответственно. Подтвержденные в результате исследований значения f_T и f_{MAX} соответствуют типовым показателям зарубежных ТП [2].

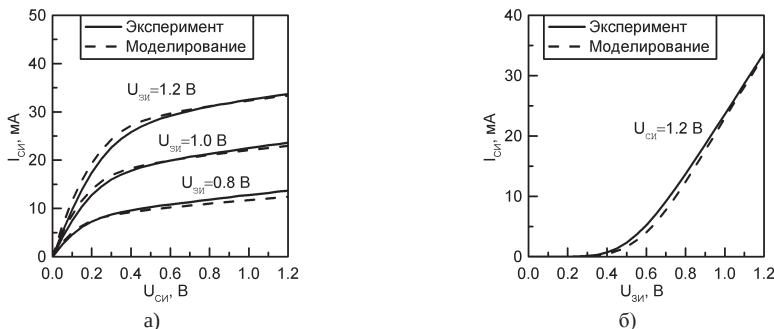
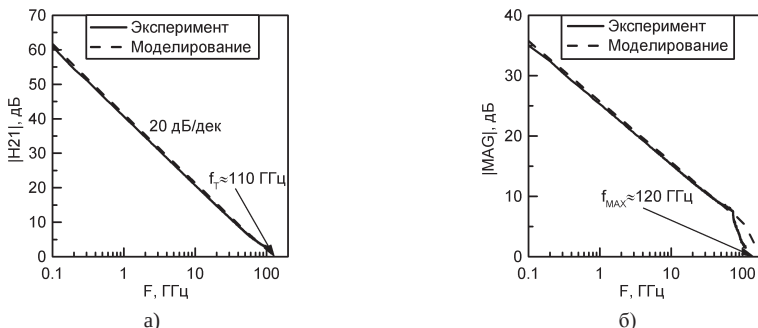


Рис. 2. Экспериментальные выходные (а) и проходная (б) ВАХ МОП-транзистора

Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента передачи $|H21|$ (а) и $|MAG|$ (б) МОП-транзистора ($U_{СИ} = 1,2$ В, $U_{ЗИ} = 0,8$ В)

В результате исследования параметров МОП-транзистора при воздействии отдельных ядерных частиц (ОЯЧ) до уровня $60 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$ катастрофический отказ не обнаружен. Существенных изменений (более 1%) параметров МОП-транзистора при дозовом воздействии ИИ до уровня $3 \cdot 10^5$ ед. не обнаружено.

3. Заключение

Представлены результаты экспериментальных исследований показателей радиационной стойкости, статических и СВЧ-характеристик МОП-транзистора n-типа, выполненного по отечественной технологии КМОП 90 нм. Определены значения граничной частоты усиления и максимальной частоты генерации, составляющие 110 ГГц и 120 ГГц соответственно. Анализ радиационных откликов МОП-транзистора показал отсутствие катастрофических, параметрических отказов и малую чувствительность к дозовому (до $3 \cdot 10^5$ ед.) воздействию ионизирующего излучения, воздействию ОЯЧ (до $60 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$). Представленные данные подтверждают потенциальную возможность разработки радиационно-стойких приемопередающих БИС с максимальной рабочей частотой до 10 ГГц и более.

Список литературы

1. C. Marcu, D. Chowdhury, C. Thakkar, et al. A 90 nm CMOS Low-Power 60 GHz Transceiver with Integrated Baseband Circuitry // IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, no. 12, 2009, pp. 3434-3447.
2. B. Heydari, M. Bohsali, E. Adabi, A.M. Niknejad. Millimeter-Wave Devices and Circuit Blocks up to 104 GHz in 90 nm CMOS // IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, no. 12, 2007, pp. 2893-2903.
3. Комплект средств проектирования HCMOS10_LP_7M_2.5V // <https://www.mikron.ru/capabilities/technology/>
4. O. A. Kalashnikov, P. V. Nekrasov, A. Y. Nikiforov, V. A. Telets, G. V. Chukov, and V. V. Elesin. System-on-chip: Specifics of radiation behavior and estimation of radiation hardness // Russian Microelectron., vol. 45, no. 1, pp. 33-40, Jan. 2016.
5. Громов Д.В., Полевич С.А., Елесин В.В. / Экспериментальный комплекс для проведения испытаний изделий полупроводниковой СВЧ электроники на радиационную стойкость // Материалы конф. КрыМиКо'2009. —, 2009. С. 730-731.

SiGe БиКМОП генератор, управляемый напряжением, К-диапазона для радиационно-стойких приемопередатчиков

^{1,2} И. А. Селищев, ^{1,2} Д. И. Сотсков, ^{1,2} Н. А. Усачев, ^{1,2} В. В. Елесин, ^{1,2} Н. М. Жидков

¹Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

115409, Каширское шоссе 31, г. Москва, Российская Федерация

²АО «ЭНПО СПЭЛС»

115409, Каширское шоссе 31, г. Москва, Российская Федерация

Аннотация: представлен функциональный блок (ФБ) генератора, управляемого напряжением (ГУН), изготовленный по технологии SiGe БиКМОП SGB25V: в диапазоне частот выходного сигнала 20,8...24,6 ГГц значение выходной мощности составляет не менее 5 дБм. Согласно расчетно-экспериментальной оценке ФБ ГУН является не чувствительным к дозовому воздействию до уровня $3 \cdot 10^5$ ед. и отдельным ядерным частицам (по эффектам отказов) до значений ЛПЭ 60 МэВ·см²/мг.

1. Введение

Стремительное развитие систем связи, в т.ч. специального и доверенного назначения, делает актуальной задачу создания приемопередающих СБИС, сочетающих в своем составе помимо радиочастотных трактов приемника, передатчика и гетеродина, тракт цифровой обработки и управления, а в ряде случаев микропроцессорное ядро и память [1]. Создание подобных приемопередающих СБИС, в т.ч. предназначенных для функционирования в условиях радиационного фона естественного и искусственного происхождения, невозможно без использования верифицированных в результате исследований ФБ (IP-блоков). Следует отметить, что ФБ ГУН с известными показателями радиационной стойкости в большинстве своем недоступны отечественным разработчикам, что делает задачу по их созданию актуальной. В данной работе представлен ФБ ГУН, предназначенный для разработки радиационно-стойких приемопередающих СБИС систем связи пятого поколения.

2. Основные результаты

ФБ ГУН выполнен по дифференциальной схеме Колпитца в каскодной конфигурации и включает в своем составе кремний-германиевые (SiGe) npn-гетероструктурные биполярные транзисторы (ГБТ) с $f_t/f_{\max} = 80/95$ ГГц, резонансный LC-контур с варикапами на основе МОП-структур, пассивные цепи положительной обратной связи и цепи смещения. Электрическая схема и внешний вид топологии ФБ ГУН представлены на рисунке 1. Кристалл ГУН изготовлен по технологии SiGe БиКМОП SGB25V (ф. IHP, ФРГ) [2].

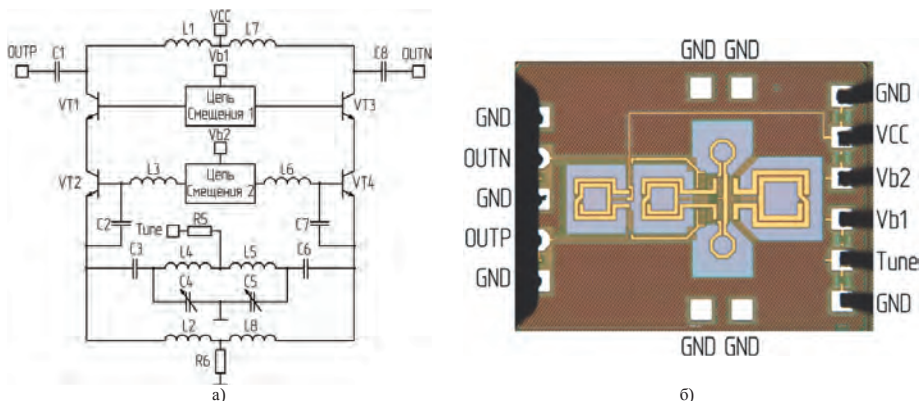


Рис. 1. Электрическая схема (а) и внешний вид топологии с установленными зондами (б) ФБ ГУН

Исследования ФБ ГУН проводились с применением автоматизированного комплекса на основе зондовой станции Cascade Summit 12000 с возможностью измерения параметров изделий в диапазоне частот до 110 ГГц [3]. Установлено, что диапазон частот выходного сигнала ($\Delta f_{\text{вых}}$) ФБ ГУН составляет 20,8...24,6 ГГц при изменении управляющего напряжения ($\Delta U_{\text{упр}}$) от 0 до 4 В, значение

мощности выходного сигнала ($P_{\text{вых}}$) не менее 5,7 дБм, а потребляемая мощность ($P_{\text{потр}}$) не превышает 116 мВт при напряжении питания ($U_{\text{пит}}$) 3,3 В. Зависимости частоты и мощности выходного сигнала ФБ ГУН от значения $U_{\text{упр}}$ показаны на рисунке 2. Сопоставление ФБ ГУН с ближайшими аналогами осуществляется с использованием интегрального показателя качества (FoM) [4-5] и представлено в таблице 1. ФБ ГУН по значению FoM не уступает аналогам, а по выходной мощности их превосходит, что позволит исключить из состава тракта гетеродина буферные усилители.

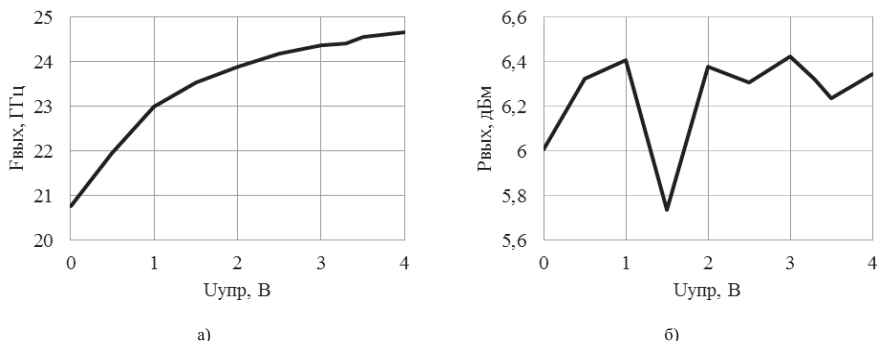


Рис. 2. Зависимости частоты (а) и мощности (б) выходного сигнала ФБ ГУН от значения управляющего напряжения

Табл. 1. Основные параметры ФБ ГУН

Ист.	Технология	$W_{\text{э мин}}^{\text{мкм}}$	$\Delta F_{\text{вых}}$, ГГц	$P_{\text{вых}}$, дБм	$L(f_m)/1\text{МГц}$, дБн/Гц	$\Delta U_{\text{упр}}$, В	$U_{\text{пит}}$, В	$P_{\text{потр}}$, мВт	FoM, дБн/Гц
[6]	SiGe ГБТ	0,2	24,8...28,9	-14,7	-84,2	0...5	5	129	-152
[7]	SiGe БиКМОП	0,2	30,6...32,6	-19,4	-97	—	5	215	-164
Данная работа	SiGe БиКМОП	0,42	20,8...24,6	>5,7	≤ 98 (расчет)	0...4	3,3	115,5	-165

Основываясь на результатах ранее проведенных испытаний типовых представителей изделий, выполненных по технологии SGB25V [1, 2], предполагаемый уровень стойкости ФБ ГУН к дозовому воздействию ионизирующего излучения составляет не менее $3 \cdot 10^5$ ед., катастрофические отказы и тиристорный эффект отсутствуют при воздействии отдельных ядерных частиц с линейными потерями энергии не менее 60 МэВ·см²/мг.

3. Заключение

Представлен функциональный блок генератора, управляемого напряжением, с выходными частотами 20,8-24,6 ГГц, выполненный по коммерческому технологическому процессу SGB25V, предназначенный для построения радиационно-стойких приемопередающих СБИС К-диапазона, не чувствительных к дозовому воздействию ионизирующего излучения и воздействию отдельных ядерных частиц до значений $3 \cdot 10^5$ ед. и 60 МэВ·см²/мг соответственно.

Список литературы

1. Елесин В. В., Усачев Н. А., Никифоров А. Ю. и др. Базовая технология проектирования широкой номенклатуры изделий СВЧ диапазона вида "система-на-кристалле" и "система в корпусе", ориентированной на отечественные кремниевые и арсенид-галлиевые контрактные производства: достижения, проблемы и ближайшие задачи // Межд. конф. «Микроэлектроника 2019». Сб. тез. 2019. С. 28-31.
2. Sotnikov D. I., Elesin V. V., Kuznetsov A. G. et al. Displacement Damage Effects Mitigation Approach for Heterojunction Bipolar Transistor Frequency Synthesizers // *IEEE Transactions on Nuclear Science*. 2020. Vol. 67. No. 11, P. 2396-2404.
3. Kalashnikov O. A., Nekrasov P. V., Nikiforov A. Y., Telets V. A., Chukov G. V., and Elesin V. V. System-on-chip: Specifics of radiation behavior and estimation of radiation hardness. 2016. Russian Microelectron. Vol. 45. No. 1. P. 33-40.
4. Sato T., Okada K., Matsuzawa A. A New Figure of Merit of LC Oscillators Considering Frequency Tuning Range // 2011 IEEE 9th Int. Conf. on ASIC. 2011. P.1-4.
5. Усачев Н. А., Елесин В. В., Сотсков Д. И. и др. Сравнительный анализ ИС СВЧ генераторов, управляемых напряжением, на основе показателей качества и радиационной стойкости // Материалы научно-технической конференции -М: ФГУП "НИИП "Пульсар", 2017. С. 208-211.
6. Hackl S. et al. A 28-GHz Monolithic Integrated Quadrature Oscillator in SiGe Bipolar Technology // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2003. Vol. 38. No. 1. P. 135-137.
7. Chan W. L., Veenstra H., Long J. R. A 32GHz Quadrature LC-VCO in 0.25μm SiGe BiCMOS Technology // *IEEE International Solid-State Circuits Conference*. 2005. P. 537-539.

Методика проектирования интегральных схем СВЧ усилителей с учетом влияния радиации

^{1,3}Громов Д. В., ²Полевич С.А.

¹Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
Каширское шоссе., 31, Москва, 115409, Российская Федерация
DVGromov@mephi.ru

²АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, Московская обл., 141190, Российская Федерация
sapol@fryazino.net

³АО «ЭНПО СПЭЛС»
Каширское шоссе, 31, г. Москва, 115409, Российская Федерация
sapol@spels.ru²

Аннотация: В данной работе предложена методика проектирования радиационно-стойких интегральных схем усилителей СВЧ диапазона на основе полевых транзисторов с затвором Шоттки (ПТШ). Подход основан на процедуре оптимизации согласующих цепей с учетом радиационного изменения S-параметров ПТШ. Эффективность методики продемонстрирована для гибридной СВЧ интегральной схемы усилителя в случае облучения быстрыми электронами.

1. Введение

Микроволновые интегральные схемы (МИС) широко используются в радиоэлектронной аппаратуре специального назначения, эксплуатируемой в условиях воздействия радиации. Поэтому оценка радиационной стойкости этих устройств и уменьшение чувствительности их характеристик к воздействию радиации является актуальной. В схемах СВЧ усилителей широко используются полевые транзисторы с затвором Шоттки в качестве основных активных элементов МИС усилителей. Типичная процедура проектирования МИС усилителей рассмотрена в [1]. Следует отметить, что наиболее важным вопросом процедуры проектирования является оптимизация согласующих цепей (СЦ) в виде микрополосковых линий.

В результате радиационного воздействия происходит изменение S-параметров ПТШ, в то время как параметры СЦ сравнительно нечувствительны к радиационному воздействию. Вследствие этого деградация характеристик МИС определяется в первую очередь изменением S-параметров транзистора, что приводит к нарушению условий согласования и уменьшению коэффициента усиления. В данной статье предлагается методика повышения радиационной стойкости за счет учета изменения S - параметров ПТШ в процедуре оптимизации параметров СЦ.

Целью работы является на примере однокаскадного усилителя на ПТШ продемонстрировать эффективность предложенной методики проектирования.

2. Методика проектирования

Схема однокаскадного усилителя с использованием ПТШ приведена на рис. 1.

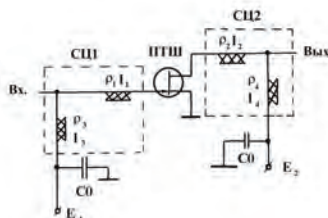


Рис. 1. Принципиальная схема МИС однокаскадного усилителя на ПТШ

В качестве источника ионизирующего излучения использовался электронный ускоритель с энергией 4 МэВ с интегральным потоком $\Phi_e = 5 \cdot 10^{15}$ эл./см². До и после радиационного воздействия измерялись S-параметры ПТШ и частотная зависимость коэффициента усиления МИС.

В табл. 1 приведены измеренные значения S-параметров ПТШ на частоте 5,8 ГГц до и после облучения.

Табл. 1. S-параметры ПТШ до и после облучения

Φ_e , эл./см ²	0	$5 \cdot 10^{15}$
S11	0,708	0,742
φ S11, град.	-100,0	-85,5
S12	0,079	0,103
φ S12, град.	15,2	10,0
S21	1,37	1,02
φ S21, град.	17,5	16,0
S22	0,606	0,620
φ S22, град.	-71,3	-63,5

Для определения параметров СЦ усилителя (Табл.2, стандартная технология) до облучения использовалась процедура оптимизации целевой функции F1 с учетом частотного изменения S - параметров ПТШ:

$$F1 = \sum_{j=1}^n (|K_y - K_{y0}| + P_j |VSWR_{in} + VSWR_{out} - 2VSWR_0|),$$

где: K_y – коэффициент усиления; VSWR – коэффициент стоячей волны на входе и выходе; n – число частотных точек.

Табл. 2. Параметры СЦ МИС усилителя

i	Стандартная технология		Rad Had технология	
	ρ_T , Ом	l_T , см	ρ_T , Ом	l_T , см
1	47,3	0,564	57,5	0,566
2	69,4	0,567	61,2	0,982
3	54,6	0,982	35,7	0,375
4	84,1	1,062	47,7	0,385

Для оптимизации параметров СЦ усилителя использовалась процедура оптимизации следующей целевой функции с учетом радиационного изменения S-параметров ПТШ:

$$F = P_f \cdot F1_0 + F2; F2 = \sum_{j=1}^m |F1_j - F1_0|,$$

где m – число точек флюенса.

Процедура оптимизации была реализована с помощью метода случайного поиска. Параметры СЦ, полученные для радиационно-стойкой (Rad Had) схемы усилителя, приведены в табл. 2.

3. Результаты экспериментальных исследований

На рис. 2 приведены экспериментальные частотные характеристики ГИС усилителя на ПТШ, СЦ которых были рассчитаны по стандартной и Rad Had технологиям.

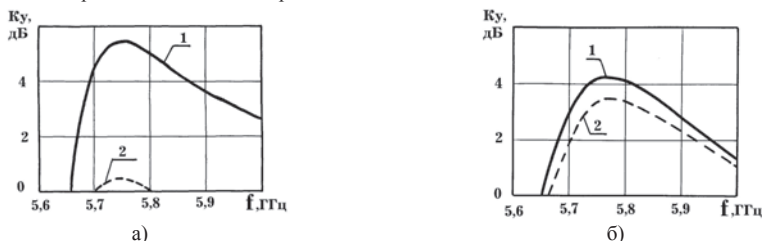


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента усиления МИС для стандартной (а) и radiation-hard (б) технологиями до (1) и после (2) облучения электронами ($\Phi_e = 5 \cdot 10^{15}$ эл/см²)

Сравнительный анализ приведенных на рис. 2 данных позволяет сделать вывод о том, что использование предложенной методики позволяет проектировать МИС усилителей с повышенной радиационной стойкостью. При этом до облучения характеристики, спроектированные с использованием Rad Had технологии, лишь незначительно уступают стандартной схеме МИС.

Список литературы

1. Петров Г.В., Толстой А.И. Линейные балансные СВЧ усилители. М.: Радио и связь, 1984. 207с.

Учет воздействия проникающего излучения при анализе электрических характеристик арсенид-галлиевого полевого транзистора¹

Ловшенко И. Ю., Стемпицкий В. Р.

Университет информатики и радиоэлектроники, БГУИР
г. Минск, П.Бровки, 6 210013, Республика Беларусь
lovshenko@bsuir.by

Аннотация: Представлены результаты оценки процессов деградации электрических характеристик приборных структур полевых транзисторов на основе GaAs под влиянием потока элементарных частиц посредством компьютерного моделирования. Определены зависимости максимального тока стока I_{Cmax} и напряжения отсечки $U_{зи.отс}$ от величины флюенса и энергии элементарных частиц, а также температуры окружающей среды.

1. Введение

Элементная база современных объектов космической и ядерной техники подвергается воздействию ионизирующих излучений, основными из которых является гамма-излучение (γ), нейтронное (n), электронное (e), протонное (p). Альфа-частицы (α), осколки деления F_p и другие частицы, возникающие в ядерном реакторе или в зоне ядерного взрыва, также могут влиять на деградацию эксплуатационных характеристик. Однако их влияние не столь значительно [1].

При воздействии потока частиц на приборные структуры микроэлектроники возможны два основных механизма: ионизация и повреждения, вызванные в результате упругого рассеяния первичных частиц, а также фрагментов, образующихся в ядерных реакциях (неупругое рассеяние) падающих протонов или нейтронов на ядрах мишени (эффекты смещений). Ионизация в данной работе не рассматривается. Нейтроны, протоны, альфа-частицы, тяжелые ионы и фотоны очень высоких энергий вызывают эффекты смещений: изменяется расположение атомов в кристаллической решетке и увеличивается количество центров рекомбинации (дефектов), уменьшая концентрацию свободных носителей заряда и ухудшая эксплуатационные характеристики приборных структур. Наиболее чувствительными к эффектам смещений параметрами объемного материала являются время жизни и диффузионная длина неосновных носителей заряда, подвижность и концентрация носителей заряда [2]. Величина проявления эффектов смещений зависит от большого набора факторов, что затрудняет тестирование, увеличивают сложность использования теоретических расчетов для прогнозирования радиационного воздействия, повышают время проектирования приборных структур и требуют значительного количества тестовых образцов. В современных системах автоматизированного проектирования в микроэлектронике Silvaco [3] и Synopsys [4] реализованы модули учета эффектов смещений.

2. Структура

Типовая приборная структура n -канального полевого транзистора на основе GaAs (n -GaAs MESFET) представлена на рис. 1. В качестве подложки выступает арсенид галлия (100), легированный бериллием до концентрации 10^{13} см^{-3} . Области канала, стока и истока сформированы с использованием ионной имплантации кремния. Максимальная концентрация примеси в областях стока и истока составляет $1,2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$. Глубина залегания сток-истоковых областей равна 0,342 мкм, области канала – 0,3 мкм. В качестве материала затвора используется титан. Контакты к областям стока и истока выполнены алюминием. Таким образом, при моделировании технологического маршрута формирования приборной структуры n -GaAs MESFET выделено 9 операций: задания исходных данных (область моделирования, расчетная сетка, параметры подложки) и последовательных операций имплантации бериллия (энергия $E = 100 \text{ кэВ}$, доза $D = 2 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$) и кремния (энергия $E = 100 \text{ кэВ}$, доза $D = 10^{12} \text{ см}^{-2}$), диффузии (длительность $t = 10 \text{ минут}$, температура $T = 850 \text{ C}$), формирования титанового затвора (толщина 0,3 мкм) и областей спейсеров (оксид кремния, максимальная толщина 0,4 мкм), имплантация кремния (энергия $E = 50 \text{ кэВ}$, доза $D = 10^{13} \text{ см}^{-2}$) и диффузия (длительность $t = 10 \text{ минут}$, температура $T = 850 \text{ C}$) для формирования сток-истоковых областей, формирование алюминиевых омических контактов (толщина 0,2 мкм). Напряжение отсечки и максимальный ток стока для полученной структуры при температуре окружающей среды $T = 303 \text{ K}$ равны $V_{зи.отс} = -0,4 \text{ В}$ и $I_{Cmax} = 1,02 \text{ мкА}$ (при напряжениях на стоке $V_C = 1 \text{ В}$ и затворе $V_3 = 0 \text{ В}$) соответственно.

¹ Исследования выполнены при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственной программы научных исследований «Фотоника и электроника для инноваций» (задание 3.4).

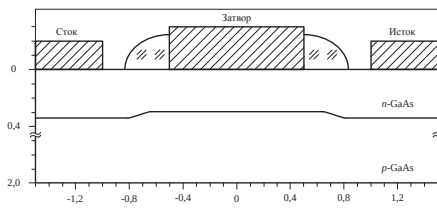


Рис. 1. Приборная структура n-GaAs MESFET

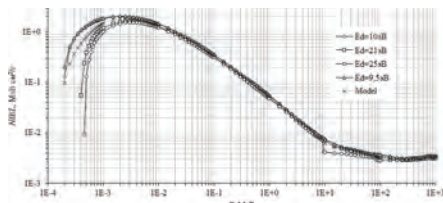


Рис. 2. Зависимость NIEL от энергии протонов

3. Результаты

Для прогнозирования деградации параметров, вызванного проникающим излучением, часто достаточно рассмотреть только первый этап процесса образования дефектов. Образование объемных дефектов в структуре полупроводникового прибора пропорционально неионизирующей потере энергии (англ. Non-ionizing Energy Loss, NIEL) – общей кинетической энергии, передаваемой атомам решетки. Неионизирующие потери энергии элементарных частиц для GaAs определены с использованием проекта SR-NIEL [5] для значений пороговой энергии смещения $E_{d1} = 9,5$ эВ [6], $E_{d2} = 10$ эВ [7], $E_{d3} = 21$ эВ [8] и $E_{d4} = 25$ эВ [9]. Для полученных величин определены средние значения, которые описываются аппроксимирующей зависимостью. На рис. 2 представлены результаты расчетов для протонов, которые удовлетворительно согласуются с данными, представленными в работе [10].

Проведено исследование зависимости максимального тока стока I_{Cmax} и напряжения отсечки $U_{зи.отс}$ приборной структуры приборной структуры n-GaAs MESFET от величины флюенса протонов, нейтронов и электронов при фиксированных значениях энергии частиц; от величины энергии протонов, нейтронов и электронов при фиксированных значениях флюенса частиц, а также от температуры окружающей среды при воздействии потоков элементарных частиц для стандартных моделей переноса носителей заряда.

4. Заключение

Разработана модель зависимости NIEL от энергии элементарных частиц, учитывающая различные значения пороговой энергии образования дефекта для GaAs, встречающиеся в литературе, и согласующаяся с последними теоретическими и экспериментальными данными. Из анализа результатов моделирования воздействия потока протонов на приборную структуру n-канального арсенид-галлиевого полевого транзистора можно сделать следующие выводы: флюенс протонов оказывает разное влияние на величины максимального тока стока I_{Cmax} и напряжения отсечки $U_{зи.отс}$ кроме узкой полосы значений от $5 \cdot 10^{10}$ см⁻² до 10^{11} см⁻²; энергия протонов оказывает наибольшее влияние в области от сотен эВ до 100 кэВ (вплоть до отказа транзистора); в диапазоне температур T от 133 К до 143 К поток протонов оказывает наибольшее влияние для всех рассматриваемых флюенсов с $E_p = 2$ кэВ (увеличение флюенса приводит к сдвигу температуры $T_{кр}$ в область более высоких значений).

Список литературы

- Кулаков В.М., Ладугин Е.А., Шаховцов В.И. Действие проникающей радиации на изделия электронной техники. М.: Сов. Радио, 1980. 224 с.
- Allam E.E., Inguibert C., Meulenberg A., Jorio A., Zorkani I. Gamma non-ionizing energy loss: Comparison with the damage factor in silicon devices // Journal of Applied Physics. 2018. Vol. 123 (095703). P. 1-5.
- Сайт компании Silvaco [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.silvaco.com>.
- Сайт компании Synopsys [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.synopsys.com>.
- Сайт проект SR-NIEL [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sr-niel.org/index.php>.
- Mansouri E. Studies on Radiation-induced Defects in InP/InAsP Nanowire-based Quantum Disc-in-wire Photodetectors. Halmstad : Halmstad University, 2018. 48 p.
- Pons D., Mooney P.M., Bourgoin J.C. Energy Dependence of Deep Level Introduction in Electron Irradiated GaAs. // J. Appl. Phys. 1980. Vol. 51. P. 2038-2042.
- Allam E.E. [et al.] Gamma and Electron NIEL Dependence of Irradiated GaAs // NSREC. 2016. P. 7.
- Claeys C., Simoen E. Radiation effects in Advanced Semiconductor Materials and Devices. Berlin : Springer, 2002. P. 404.
- Chen N. J. [et al.] Computational simulation of threshold displacement energies of GaAs // Journal of Materials Research. Vol. 32. Issue 8. P. 1555–1562.

Исследование влияния облучения нейтронами на статические и динамические характеристики мощных высокочастотных р-і-п диодов на основе GaAs

¹ Солдатенков Ф. Ю., ^{1,2} Козлов В. А., ¹ Соболев М. М.

¹ Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН

г. Санкт-Петербург, 194021, Политехническая ул., 26, Российская Федерация

f.soldatenkov@mail.ioffe.ru

² АО «ПИД-Техника»

г. Санкт-Петербург, 194223, пр. Тореза, 68 лит. Б, Российская Федерация

Аннотация: Исследовано влияние облучения нейтронами на время восстановления, заряд восстановления и мягкость переключения мощных GaAs р-і-п диодов из проводящего состояния в блокирующее, а также на их вольт-амперные характеристики. Установлено, что диоды, изготовленные из эпитаксиальных структур, выращенных в атмосфере аргона обладают более высокой радиационной стойкостью, в сравнении с диодами, изготовленными из структур, выращенных в атмосфере водорода.

1. Введение

Арсенид галлия является сегодня наиболее широко используемым полупроводником для производства широкого класса приборов СВЧ электроники и импульсной техники. Биполярные GaAs приборы с рп переходами различного уровня мощности и рабочих напряжений нашли широкое применение в качестве смесительных, детекторных, ограничительных, генераторных и коммутационных приборов. Современная технология изготовления подобных приборов включает широкий арсенал методов радиационного регулирования характеристик полупроводниковых приборов и основана на радиационных процессах контролируемого введения точечных дефектов в слои приборных полупроводниковых структур после полного завершения всех операций их изготовления. С другой стороны изучение влияния радиационных воздействий на приборные структуры необходимо для прогнозирования области надежной работы GaAs приборов в условиях различных видов радиации. В связи с этим данная работа имела целью исследовать закономерности изменения статических и динамических характеристик мощных высоковольтных GaAs рп-диодов при облучении нейтронами в зависимости от условий эпитаксиального выращивания рп-структур и состава радиационных дефектов.

2. Изготовление образцов

Изготовление GaAs структур с высоковольтными плавными р-і-п переходами проводилось с использованием модифицированного метода жидко-фазной эпитаксии [1]. Этот метод является, по нашему мнению, единственно возможной на сегодня технологией производства мощных высокочастотных GaAs р-п переходов для импульсной силовой и СВЧ-электроники, способных блокировать напряжения от 100 В до 2000 В и иметь времена переключения в диапазоне от десятков пикосекунд до десятков наносекунд [1, 2]. Эпитаксиальное выращивание слоев плавных слаболегированных р-п переходов проводилось на GaAs подложках ориентации (100), легированных цинком до уровня $(2\cdot10)\cdot10^{18} \text{ см}^{-3}$. Рост эпитаксиальных слоев осуществлялся из ограниченного раствора-расплава Ga-As в атмосфере водорода (Группа образцов 1) или аргона (Группа образцов 2) в кассетах-лодочках из кварца при температурах начала кристаллизации 900-940°C с последующим охлаждением до комнатной температуры.

Высоковольтный GaAs p^0-i-n^0 -переход диодной структуры получали из одного исходного раствора-расплава за счет его автолегирования фоновыми примесями, концентрация которых и их тип, определяющие величину и характер проводимости растущих слоев, регулировались условиями проведения технологического процесса. Данный способ ЖФЭ обеспечивал возможность выращивания структур с р-п переходами, включающими толстые (до двух десятков микрон) слаболегированные і-слои GaAs с концентрацией свободных носителей менее 10^{13} см^{-3} (типичный профиль распределения свободных носителей заряда по толщине слоя см. в [1]).

После изготовления диодных чипов (мезаструктур с диаметром мезы 1 мм и площадью контакта $0,65 \text{ мм}^2$) и измерения их статических и динамических характеристик чипы подвергались облучению потоком нейтронов с энергией $E \sim 1,0 \text{ МэВ}$. Дозы облучения составили $\Phi_1 = 2.9\cdot10^{13} \text{ нейтр./см}^2$, $\Phi_2 = 1.6\cdot10^{14} \text{ нейтр./см}^2$.

3. Экспериментальные результаты

Результаты измерений времени обратного восстановления блокирующей способности диодов (t_{tr}) и прямых падений напряжения (U_f) приведены в таблице 1 для двух групп образцов без облучения и после облучения приборами двумя флюенсами нейтронов Φ_1 и Φ_2 .

Таблица 1.

Образцы		t_{tr} , нс ($I_{R\ max}$, А)	U_f , В (при $I_f = 1$ А)
Группа образцов 1	без облучения	140 нс (1,3 А)	1.8 В
	Доза Φ_1	9 нс (0.38 А)	3.5 В
	Доза Φ_2	-	-
Группа образцов 2	без облучения	90 нс (1.3 А)	2.1 В
	Доза Φ_1	5.6 нс (0.3 А)	2.75 В
	Доза Φ_2	5 нс (0.2 А)	3.1 В

Из данных таблицы видно, что облучение нейтронами с дозами в интервале Φ_1 - Φ_2 приводит к уменьшению (более чем на порядок) значений времени (t_{tr}) и многократному снижению амплитудных значений тока обратного восстановления диодов (I_R), что соответствует уменьшению заряда обратного восстановления диодов в 50-100 раз. При этом прямые падения напряжения диодов (U_f) с базовыми слоями, выращенными в атмосфере водорода (Группа образцов 1), после облучения дозой Φ_1 увеличились почти в два раза, а после облучения дозой Φ_2 диоды практически перестали пропускать электрический сигнал. В то же время диоды с базовыми слоями, выращенными в атмосфере аргона (Группа образцов 2), оказались более радиационно-стойкими к облучению нейтронами и даже при дозе Φ_2 сохранили свою работоспособность с точки зрения статических ВАХ как в блокирующем, так и в проводящем состоянии. Важно отметить, что после облучения нейтронами сохраняется «мягкий» характер переключения изготовленных диодов из проводящего состояния в блокирующее (на рис. 1 коэффициент мягкости $S \sim 1.5$), что обеспечивает сравнительно низкий уровень импульсных электромагнитных помех в электрических цепях с такими диодами.

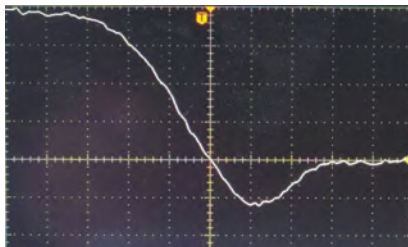


Рис. 1. Осциллограмма выключения GaAs p-i-n диода из группы образцов (2), после облучения нейтронами дозой Φ_2 . Горизонтальная развертка – 2 нс/дел.; вертикальная развертка – 0.25 А/дел.

4. Заключение

Исследование влияния облучения нейтронами на статические и динамические характеристики мощных высокочастотных p-i-n диодов на основе GaAs показало, что p-i-n структуры с базовыми слоями, выращенными в атмосфере аргона, обладают почти на порядок более высокой радиационной стойкостью в сравнении со структурами, выращенными в атмосфере водорода. Это мы связываем с отличием спектра и концентрации дефектов с глубокими уровнями в базовых слоях структур, выращенных при разных условиях эпитаксии, до и после облучения [3, 4].

Список литературы

1. Солдатенков Ф.Ю., Козлов В.А. Высоковольтные p-i-n структуры на основе арсенида галлия для импульсных и высокочастотных применений. В сб.: VII Всероссийская научно-техническая конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ" (Санкт-Петербург, 28-31 мая 2018г.) 2018. Т.1. С. 379-383.
2. Козлов В. А., Рожков А. В. Пикосекундные высоковольтные дрейфовые диоды на основе арсенида галлия. В сб.: Международный. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМико'2003 (Севастополь, 2003 г.). 2003. С. 801–803.
3. Соболев М. М., Солдатенков Ф. Ю., Козлов В. А. Исследования глубоких уровней GaAs p-i-n-структур // Физика и техника полупроводников. 2016. № 7. С. 941–945.
4. Берман Л. С., Данильченко В. Г., Корольков В. И., Солдатенков Ф. Ю. Глубокоуровневые центры в нелегированных слоях p-GaAs, выращенных методом жидкофазной эпитаксии // ФТП. 2000. № 5. С. 558–561.

Стойкость СВЧ интегральных схем к воздействию одиночных импульсов напряжения

¹ Полевич С.А., ¹ Дудинов К.В., ¹ Ефимов А.С.

¹ АО «НПП «Исток» им. Шокина»

ул. Вокзальная, 2а, г. Фрязино, Московская область, 141190, Российская Федерация
sapolevich@istokmw.ru

Аннотация: Предложен методический подход к оптимизации состава испытаний СВЧ интегральных схем на стойкость к воздействию одиночных импульсов напряжения (ОИН). Подход разработан на основе анализа результатов экспериментальных исследований и расчётного моделирования эффектов, возникающих при действии ОИН на выводы интегральной схемы. Использование данной процедуры позволяет существенно сократить объём испытаний за счёт априорного выделения «слабого звена» микросхемы и наиболее критичных параметров воздействующего импульса напряжения.

1. Введение

К электронной компонентной базе (ЭКБ) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) специального назначения предъявляется требование по импульсной электрической прочности, т.е. способности изделия выдерживать воздействие ОИН с определенными амплитудно-временными характеристиками [1]. Источником ОИН является электромагнитное излучение ядерного взрыва, в результате которого в межсоединениях аппаратуры наводятся импульсные напряжения и токи, воздействующие на внешние выводы комплектующих элементов. Наиболее подвержены такому влиянию полупроводниковые компоненты, в частности интегральные схемы СВЧ, составляющие основу современной аппаратуры связи. Интенсивность излучения может достигать значений, при которых наводимые ОИН вызывают катастрофические повреждения ИС из-за пробоя диэлектрических структур, выжигания металлизации, деградации контактных областей активных элементов и т.д. [2].

Как правило, определение стойкости изделия к данному виду воздействия проводится в ходе ОКР. В соответствии с действующими нормативными документами процедура испытаний заключается в определении предельно-допустимых уровней импульсного напряжения обеих полярностей при трех длительностях импульса (0,1 мкс, 1 мкс, 10 мкс) для каждого из рабочих выводов ИС. Таким образом, данный вид испытаний крайне затратен как по времени, так и по объёму (количеству образцов, доведенных до отказа), что, с учётом стоимости современной ЭКБ СВЧ, может составлять существенную часть стоимости ОКР [3]. Следовательно, выработка рационального подхода, основанного на предварительном анализе схмотехнической и топологической структуры ИС с целью выделения наиболее уязвимых компонентов схемы и наиболее критичных параметров воздействующего импульса, является актуальной задачей.

2. Результаты расчётно-экспериментального моделирования

При воздействии ОИН на интегральные схемы могут происходить как обратимые, так и необратимые эффекты. Обратимые эффекты, способные вызывать временную потерю работоспособности, связаны с нарушением электрического или теплового режима за счёт поглощения энергии импульса элементами схемы. Необратимые эффекты в ИС СВЧ как правило проявляются в виде катастрофического отказа, вызванного пробоем диэлектрика конденсаторов, перегоранием металлизации микрополосковых линий, нарушением структуры контактных областей активного элемента. В работе [2] отмечается, что хорошее согласование с уравнением Аррениуса указывает на тепловой механизм повреждений при воздействии ОИН. Как показывает практика, при проведении испытаний ИС СВЧ стойкость к воздействию ОИН определяется по отношению к необратимым эффектам.

Для выявления наиболее критичных элементов рассмотрим обобщённую структурную схему модуля СВЧ усилителя, представленную на рис. 1. Входной сигнал через разделительный конденсатор и согласующую цепь поступает на вход усилительного элемента (транзистор Шоттки). Усиленный сигнал через аналогичный по структуре тракт передается на выход усилителя. Цепь питания транзистора включает блокировочный конденсатор и тонкоплёночный резистор.

Расчётное моделирование прохождения ОИН, поступающего на контактные площадки ввода и вывода СВЧ-сигнала, а также цепей питания показывает, что поглощенная энергия импульса локализуется в неоднородностях тракта. В нашем случае такими неоднородностями являются разделительные конденсаторы на входе и выходе. Чем меньше объём таких элементов, тем меньше будет энергия импульса приводящая к его разрушению.

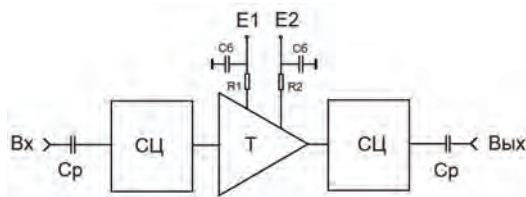


Рис. 1. Структурная схема модуля СВЧ усилителя

Для подтверждения результатов расчётного моделирования в таблице 1 приведены данные экспериментальных исследований модулей СВЧ усилителей (малошумящих (МШУ) и усилителей мощности (УМ)). Воздействующие импульсы напряжения обеих полярностей при длительностях 0,1 мкс, 1 мкс и 10 мкс подавались последовательно на выводы питания, входы и выходы СВЧ-сигнала.

Таблица 1. Предельно-допустимые значения ОИН (в вольтах) для различных типов изделий СВЧ

Изделие	Вывод ИС	Длительность ОИН, мкс		
		0,1	1	10
МШУ-1	Вход	125	100	100
	Выход	200	150	100
	Питание	350	250	150
МШУ-2	Вход	500	200	150
	Выход	700	300	200
	Питание	4000	700	400
МШУ-3	Вход	500	300	200
	Выход	700	300	250
	Питание	900	500	300
УМ-1	Вход	400	250	150
	Выход	450	300	150
	Питание	1100	700	300
УМ-2	Вход	300	150	100
	Выход	450	200	200
	Питание	900	600	250
УМ-3	Вход	400	200	100
	Выход	500	200	150
	Питание	1400	800	300

3. Заключение

Анализ представленных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- для СВЧ ИС критичными элементами, определяющими её импульсную электрическую прочность, являются разделительные конденсаторы;
- предельно-допустимые значения ОИН уменьшаются с увеличением длительности импульса и не зависят от его полярности;
- испытания по определению ИЭП СВЧ усилителей, изготовленных по традиционной GaAs технологии, можно ограничить воздействием на вход усилителя однополярного импульса максимальной длительности. Для сокращения объёма испытаний других типов СВЧ ИС необходим предварительный анализ по изложенной процедуре.

Список литературы

1. РД В 319.03.30-98. Изделия электронной техники, квантовой электроники и электротехнические военного назначения. Испытания на импульсную электрическую прочность – М.: МО РФ, 1998 г. 14 с.
2. П.К. Скоробогатов, К.А. Епифанцев, Н.С. Дятлов, О.А. Герасимчук. Электромагнитные воздействия и импульсная электрическая прочность интегральных схем // Безопасность информационных технологий, № 3, 2016 г. С. 69-72.
3. Э. Т. Аврасин, Д. О. Ваничкин, Э. Н. Вологдин, И. Я. Гантман, В. Ф. Синкевич. Анализ методических основ испытаний изделий полупроводниковой электроники на импульсную электрическую прочность в соответствии с регламентирующей документацией // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. Выпуск 1 (248) 2018, с. 35-48.

Сравнительная оценка экранирующей способности металлического корпуса радиоэлектронной аппаратуры с узкой щелью Г-образного типа различной длины в резонансном режиме

Бутин В. И., Кундышев П. Я., Руденко Ю. А.

ФГУП «ВНИИА им. Н. Л. Духова»

г. Москва, 127030, ул. Суцеская, 22, Российская Федерация

butinvi@yandex.ru, enniofilm@mail.ru, vniia@vniia.ru

Аннотация: С использованием методов трехмерного моделирования и численного интегрирования значений напряженностей действующих полей по методу трапеций проведена сравнительная оценка экранирующей способности металлического корпуса радиоэлектронной аппаратуры с двумя видами типовых образующихся в стыках сопрягающихся частей корпуса щелей – с прямым и Г-образным профилями. Установлено, что для прямой и Г-образной щели месторасположение резонансной частоты корпуса может быть смещено в разной степени. При этом эффективность экранирования конструкции будет минимальной при условии, когда длина щели стремится к целому числу половин длин волн поля, соответствующих резонансным параметрам корпуса как идеального СВЧ резонатора.

1. Введение

Использование электропроводящих оболочек (например, металлических корпусов) позволяет в значительной степени снизить уровни внешних действующих электромагнитных полей (ЭМП) на РЭА и, тем самым, защитить ее чувствительные блоки от деструктивных воздействий, выражающихся в образовании недопустимо высоких уровней наведенных токов и энергий на входах и портах различных компонентов и приборов РЭА [1]. В инженерной практике в корпусах РЭА присутствуют всевозможные отверстия, щели, вентиляционные и технологические окна и прочие неоднородности. Отсюда, оценку эффективности экранирования (ЭЭ) данных корпусов необходимо проводить с учетом влияния, вносимого этими неоднородностями. Узкие щели могут образовываться практически в каждом случае в стыках сопрягающихся частей корпуса. В настоящее время недостаточно изучено влияние электромагнитных свойств самой реальной конструкции корпуса с щелями сложных форм на уровни проникновения ЭМП. Особенно это актуально для т.н. резонансного режима экранирования, возникающего при условии, когда длина волны действующего ЭМП приближается к характерным размерам корпуса РЭА [2]. В данной работе проведено исследование экранирующей характеристики металлического корпуса РЭА при действии ЭМП вблизи частоты, соответствующей основной резонансной моде, в зависимости от различной длины узкой щели, имитирующей стык в сопрягающихся частях корпуса. Проведено сравнение экранирующих свойств двух наиболее часто встречающихся в инженерной практике видов образующихся щелей – с прямым и Г-образным профилями.

2. Исследование эффективности экранирования корпуса с узкой щелью

Исследуемый объект представляет собой корпус РЭА, изготовленный из металла, который имеет форму пустотелого тонкостенного цилиндра. Торцы цилиндра также закрыты слоем металла. Внешний вид и габаритные размеры представлены на рисунке 1. В корпусе расположена узкая щель длиной $l_{щ}$, которая варьируется от 25 мм до 1,5 м. Рассматриваются два вида образующихся щелей – с прямым профилем в сечении корпуса (см. рисунок 1в) и Г-образным (рис. 1г). С внешней стороны корпус облучается плоской волной в частотном диапазоне, захватывающем одну из первых резонансных частот корпуса, соответствующих основной моде TM_{010} .

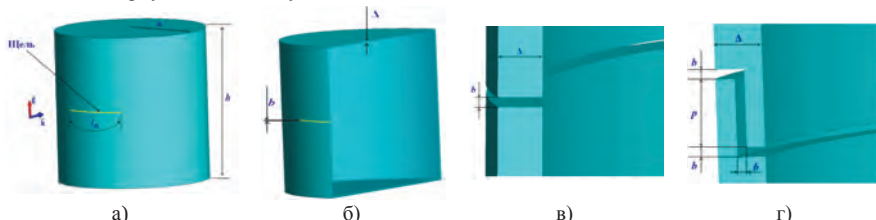


Рис. 1. Объект исследований: а) внешний вид корпуса ($a = 0,255$ м, $h = 0,51$ м, $b = 1$ мм) и направление векторов действующего ЭМП; б) его продольное сечение (толщина стенок $\Delta = 5$ мм); в) прямая щель; г) Г-образная щель ($p = 8$ мм)

Данные исследования базируются на использовании программного обеспечения 3D-моделирования электромагнитных процессов FEKO [3], которое хорошо зарекомендовало себя в решении задач определения степени проникновения ЭМП ВЧ диапазона через экранирующие корпуса [4]. Далее, расчет ЭЭ по энергетическому признаку (*GSE*), используя исходные данные FEKO по напряженностям ЭМП, проводился в виде:

$$GSE = 20 \lg \left(\int_V E_i dV / \int_V E_3 dV \right), \quad (1)$$

где интегралы по объему корпуса от напряженностей поля внутри экрана E_3 и воздействующего на экран E_i определялись по расчетным соотношениям [5] на основании численного интегрирования по методу трапеций.

На рисунке 2а представлено сравнение месторасположения резонансных частот для корпуса со щелью с прямым и Г-образным профилями. Анализ представленных данных указывает, что резонансная частота реального корпуса находится вблизи резонансной частоты для идеального резонатора $f_{\text{рез0}} = 459$ МГц. В случае прямого профиля щели разброс в месторасположении $f_{\text{рез0}}$ составляет до 3,7% в меньшую и до 3,1% в большую сторону частотного диапазона, а для Г-образной щели – до 1,3% и 2% соответственно. Таким образом, Г-образная щель обеспечивает более низкий разброс резонансных частот в сравнении с прямой щелью.

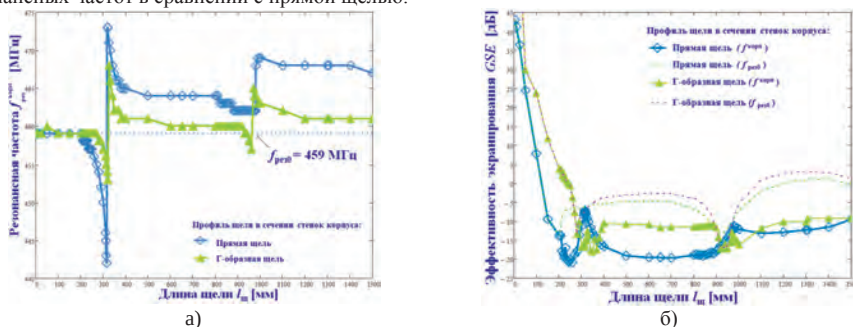


Рис. 2. Зависимости местонахождения резонансных частот корпуса (а) и ЭЭ (б) от длины щели

На рисунке 2б представлены результаты расчета ЭЭ в зависимости от длины щели. Для сравнения пунктиром приведены значения, которые могут быть быстро получены при экспресс-оценке для $f_{\text{рез0}}$. Анализ данных указывает, что увеличение длины щели не приводит к уменьшению ЭЭ. Присутствуют области резкого снижения ЭЭ при $l_{\text{щ}} \rightarrow 0,5\lambda_{\text{рез0}} = 0,327$ м, $l_{\text{щ}} \rightarrow 1,5\lambda_{\text{рез0}} = 0,979$ м, а при $l_{\text{щ}} \rightarrow \lambda_{\text{рез0}} = 0,653$ м и $l_{\text{щ}} \rightarrow 2\lambda_{\text{рез0}} = 1,306$ м наблюдаются минимумы на фоне монотонного спада ЭЭ.

3. Заключение

С использованием методов трехмерного моделирования и численного интегрирования значений напряженностей ЭМП по методу трапеций проведена сравнительная оценка экранирующей способности металлического корпуса РЭА с двумя типовыми профилями образующихся в стыках сопрягающихся частей корпуса щелей – прямого и Г-образного видов. Установлено, что как и в случае с прямым профилем щели, месторасположение резонансной частоты корпуса с Г-образной щелью также может быть смещено, но в меньшей степени. При этом ЭЭ будет иметь четыре области минимальных значений при условии, когда длина щели стремится к целому значению резонансных длин полуволн ЭМП, соответствующих резонансной длине волны корпуса как идеального СВЧ резонатора.

Список литературы

1. Кечиев Л.Н. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры. Инженерное пособие. М.: Грифон, 2019. 720 с.
2. Кундышев П.Я., Бутин В.И. Эффективность экранирования металлических корпусов РЭА в СВЧ-диапазоне при волновом режиме электромагнитного воздействия // Технологии электромагнитной совместимости. 2012. №4(43). С. 7–17.
3. Altair website. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.altair.com/feko> (дата обращения: 01.05.2021).
4. Бутин В.И., Кундышев П.Я. Исследование экранирующих свойств корпусов и наведенных токов в проводных соединениях при воздействии СВЧ излучений // Технологии электромагнитной совместимости. 2018. №1 (64). С. 32–43.
5. Бутин В.И., Кундышев П.Я., Руденко Ю.А. Способ вычисления суммарной энергии поля СВЧ, образующейся в экранирующем корпусе, используя численные методы моделирования // Информационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т.2. №2. С. 180–191.

Двухсторонний кремниевый микростриповый детектор тяжелых заряженных частиц¹

Рощенко П. С., Ловшенко И. Ю.

Университет информатики и радиоэлектроники, БГУИР
г. Минск, П. Бровка, 6 210013, Республика Беларусь
lovshenko@bsuir.by

Аннотация: Представлены результаты компьютерного моделирования технологического маршрута формирования и эксплуатационных характеристик двухстороннего кремниевого микрострипового детектора.

1. Введение

Для точной фиксации пространственных координат траектории тяжелой заряженной частицы применяются кремниевые микростриповые детекторы (КМД), представляющие собой пластины кристаллического полупроводникового материала, на одну или обе поверхности которых наносятся тонкие электроды (стрипы) [1]. Применение КМД в экспериментах физики высоких энергий и физики космических лучей позволяет существенно повысить пространственное и временное разрешение измерительных систем. В отличие от односторонних, позволяющих определить пространственные координаты траектории частицы в одном измерении, двухсторонние КМД (ДКМД) – обеспечивают двумерную фиксацию траектории. Существует несколько типов конструктивных решений ДКМД, зависящих от считываемой с них информации [2]. Повышение сложности конструкции приводит к затруднениям при проектировании технологического маршрута формирования приборных структур. При проектировании необходимо решать конструктивно-технологические задачи [3], и проблемы, обусловленные формированием двухсторонней структуры с учетом термических процессов [4].

2. Результаты

В программном комплексе технологического и приборного проектирования в микроэлектронике проведено моделирование технологического процесса формирования приборной структуры ДКМД с проектными нормами 1,5 мкм, содержащего 9 отдельных технологических операций. Направления имплантации *n*-стрипов и *p*-стрипов ортогональны друг к другу, направления полос считывания сигналов с обеих сторон одинаковы. Установлено, что для номинальных значение режимов технологических операций и конструктивных параметров напряжение пробоя составляет $V_{\text{проб}} = 500$ В. Ток утечки $I_{\text{ут}} = 1$ нА. В результате отсеивающего эксперимента определены технологические параметры, оказывающие наибольшее влияние на величину напряжения пробоя $V_{\text{проб}}$.

Посредством компьютерного моделирования исследовано воздействие тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ) на эксплуатационные характеристики детектора при вариации угла падения α (точка входа расположена между верхними стриповыми контактами (СК) №1 и №2), температуры окружающей среды и напряжения на подложке. Условия моделирования: напряжение на СК равно 0 В, напряжение на нижних СК – 50 В; значение температуры окружающей среды $T = 273$ К. В качестве ТЗЧ выбраны частицы с линейной передачей энергии (ЛПЭ) равной 1,81 МэВ·см²/мг и 55,0 МэВ·см²/мг, соответствующей ионам азота $^{15}\text{N}^{+4}$ с энергией $E = 1,87$ МэВ и ксенона $^{131}\text{Xe}^{+35}$ с энергией $E = 1217$ МэВ. Воздействие на приборную структуру достигает пика в момент времени 10 пс и имеет гауссов временной профиль с характерным значением 1 пс. Генерация носителей происходит по всей длине трека в пределах номинального радиуса 0,05 мкм оси трека при плотности 10^{18} пар электрон-дырка на см³. Установлены зависимости. Установлено отличие между сигналами СК при изменении траектории полёта частиц и предложена модель расчета траекторий. Показано, что для получения наилучших результатов необходимо снижать температуру в камере, в которой происходит измерение.

Список литературы

1. Родионов, Ю.А. Микроэлектронные датчики и сенсорные устройства : учеб. пособие. Минск : БГУИР, 2019. 300 с.
2. Reinhard M. Radiation hardness study of high purity silicon and the development of a radiation damage monitoring system for silicon devices in mixed radiation radiation damage monitoring system for silicon devices in mixed radiation fields. Wollongong : University of Wollongong. 2003. 287 p.
3. Перевертайло, В.Л. Разработка и характеристики кремниевых координатно-чувствительных детекторов для физики высоких энергий и ядерной физики // Ядерная физика и энергетика. 2008. № 1 (23). С. 88-95.
4. Ho C.P., Plummer J.D., Hansen S.E., Dutton R.E. VLSI process modeling SUPREM III // IEEE Trans. on Electron Devices. 1983. Vol. ED-30. № 11. P. 1438-1452.

¹ Исследования выполнены при финансовой поддержке гранта БРФФИ T21M-121.

Методика динамической корректировки ошибок измерительного стенда¹

Снастин М. В., Добычина Е. М.

Московский авиационный институт
Волоколамское шоссе, 4, Москва, 125993, Российская Федерация
mexanizmys@ya.ru

Аннотация: В данной работе представлен алгоритм динамической корректировки ошибок антенного измерительного стенда, позволяющий нивелировать влияние измерительного тракта на результаты измерения. Для этого необходимо провести ряд дополнительных измерений, аналогичных классической калибровке статического измерительного тракта во всех требуемых узлах сетки координат стенда, и внести соответствующие корректировки в результаты измерений на этапе постобработки. Применение такого подхода позволяет повысить точность результатов антенных испытаний.

1. Введение

Современные радиотехнические системы, имеющие в своём составе антенны и антенные решётки, требуют повышенной точности проведения испытаний. Обеспечение проведения высокоточных измерений параметров антенной техники позволяет повышать эффективность разработки радиотехнических устройств и осуществлять верификацию характеристик готовых изделий.

Антенные измерения проводятся в ближней, промежуточной или дальней зоне на специализированных стендах различных полигонов – будь то безэховые камеры, полигоны открытого типа или иные виды испытательных установок. При этом представляют интерес не только сами измеренные данные, но и вопросы, связанные с оценкой погрешности их измерения, а также воспроизводимостью полученных результатов. Как правило, проводимые измерения не статичны; в процессе измерений зачастую требуется обеспечивать относительное перемещение измерительной и исследуемой антенн. Влияние изменения характеристик измерительного кабеля при его скручивании или изгибах обычно не учитывается в таких измерениях.

2. Теория

В последние десятилетия при анализе устройств СВЧ в измерительной технике получили широкое распространение измерители элементов матрицы рассеяния – анализаторы цепей. На сегодняшний день известен ряд различных калибровок векторных анализаторов цепей (ВАЦ) и множество их вариаций [1, 2, 4, 5]. Калибровка ВАЦ призвана минимизировать систематическую составляющую неопределённости измерения. В общем случае рассматриваемый алгоритм внесения поправок в результаты измерения применим к любому семейству калибровок; далее будут описаны основные этапы процесса относительно семейства SOLT калибровок.

1Р калибровка. При необходимости измерения коэффициента отражения, в соответствии с 3-параметрической моделью однопортового (1Р) ВАЦ², получаемой из 12-параметрической модели двухпортового (2Р) ВАЦ² путём упрощения, необходимо провести измерение отражения от трёх мер – холостого хода (ХХ), короткого замыкания (КЗ) и согласованной нагрузки (СН). В результате решения системы линейных уравнений определяются факторы ошибки ВАЦ: направленность $\dot{E}_D$, согласование источника сигнала $\dot{E}_S$ и трекинг отражения $\dot{E}_R$ (неравномерность тракта отражённого сигнала). Откуда скорректированный коэффициент отражения от исследуемой нагрузки:

$$\dot{\Gamma}^{ист} = \frac{\dot{\Gamma}^{изм} - \dot{E}_D}{\dot{\Gamma}^{изм} \dot{E}_S - \dot{E}_D \dot{E}_S + \dot{E}_R} \quad (1)$$

где $\dot{\Gamma}$ – коэффициент отражения меры, причём индекс «изм» указывает на измеренное значение, а «ист» – на истинное; $\dot{E}$ – факторы ошибок ВАЦ.

При переходе от классической 1Р до динамической калибровки не требуется дополнительного измерительного оборудования. Каждый фактор ошибок предполагает уже не только зависимость от частоты, но и от пространственных координат. Процесс измерения отражения от калибровочных мер аналогичен процессу измерения исследуемого устройства. Калибровка предполагает принятие мер к обеспечению повторяемости условий проведения измерений.

¹ Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России, номер темы FSFF-2020-0015.

² EURAMET CG No. 12 «Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analysers (VNA)» Version 3.0

2Р калибровка. Модель 2Р ВАЦ содержит 12 факторов ошибок. Помимо уже названных для случая 1Р, в модели добавляются следующие ошибки: согласование нагрузки $\dot{E}_L$, трекинг передачи $\dot{E}_T$ и развязка $\dot{E}_X$. В силу симметрии модели ВАЦ, полученные шесть факторов описывают модель ошибок в одном из направлений зондирования (прямом). Аналогичные им шесть параметров описывают модель ошибок в другом направлении зондирования (обратном). Классическая 2Р калибровка осуществляется в три этапа: а) 1Р калибровка портов; б) измерение двух портов на проход через адаптер-перемычку; в) опциональное измерение ошибок $\dot{E}_X$, в противном случае считают $\dot{E}_X = 0$.

Динамическая 2Р калибровка предполагает применение в качестве адаптера-перемычки фазостабильного измерительного кабеля. Так как измерительный кабель в процессе измерений подвергается механическому воздействию, то и на перемычку также будет оказываться аналогичное воздействие. Допускается применение сборки СВЧ-измерительных кабелей при условии, что подвергаться механическому воздействию будет фазостабильный кабель. Коэффициенты матрицы рассеяния такой перемычки должны быть известны, т.е. измерены отдельно. Описываемый подход аналогичен калибровке с известным адаптером³ («Defined Thru»).

На рис. 1 представлен пример экспериментальной оценки вклада измерительного кабеля при проведении измерений сечений диаграммы направленности (ДН) в базисе Ludwig-III на стенде дальней зоны в зависимости от вращения поворотного стола. В исследуемой полосе частот (0.8 – 6.0) ГГц ошибка в коэффициенте передачи в среднем составила 0.28 дБ и в пределе достигла значения 0.87 дБ.

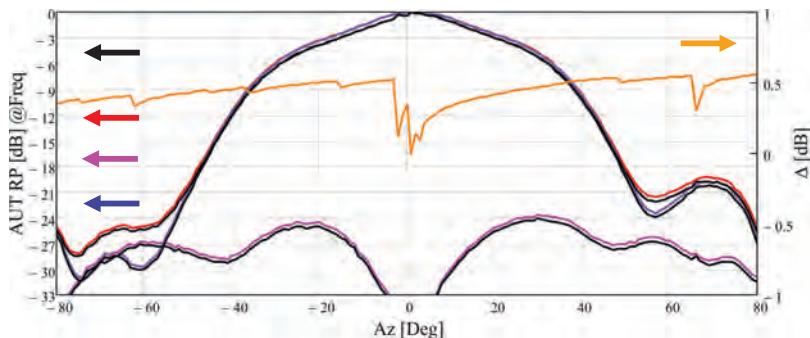


Рис. 1. Измеренные основная (красн.) и кросс-составляющая (сирен.) ДН, суммарная ДН (син.) и соответствующие им скорректированные характеристики (чёрн.), а также вычисленная разность Δ (оранж.) на частоте 3.55 ГГц

3. Заключение

Предложена методика корректировки ошибок измерительного стенда, позволяющая учесть изменение характеристик измерительного тракта при систематическом механическом воздействии на него. Представленная методика также может рассматриваться как инструмент для диагностики штатного измерительного тракта.

Список литературы

1. Henze A., Tempone N., Monasterios G. and Silva H. Incomplete 2-port vector network analyzer calibration methods // IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON). (Bariloche, Argentina, June 11-13, 2014). P. 810-815.
2. Rumiantsev A. A review of VNA calibration methods // 38th European Microwave Conference (Amsterdam, Netherlands, Oct. 28-30, 2008). Workshop WMO-3. [Электронный ресурс] Режим доступа: [http://ael.cbuu.ac.kr/lectures/graduate/microwave-cad-and-measurements/lecture-notes/L05-TRL-calibration/ref-4-rumiantsev\(08-pt\)-VNA calib methods, review.pdf](http://ael.cbuu.ac.kr/lectures/graduate/microwave-cad-and-measurements/lecture-notes/L05-TRL-calibration/ref-4-rumiantsev(08-pt)-VNA calib methods, review.pdf) (дата обращения: 02.12.2019).
3. Rumiantsev A., Ridler N. VNA calibration // IEEE Microwave Magazine. 2008. Vol. 9. No. 3. P. 86–99.
4. Ferrero A., Teppati V., Garelli M. and Neri A. A Novel Calibration Algorithm for a Special Class of Multiport Vector Network Analyzers // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. March 2008. Vol. 56. No. 3. P. 693-699.
5. Губа В.Г. Классификация и анализ методов калибровки / В.Г. Губа, А.А. Лапур, А.А. Савин // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24). Часть 1. С. 149-155

³ AN 1287-11 «Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent vector Network Analyzers», Agilent Tech.

Влияние удалённых помех на погрешность измерения расстояния частотного дальномера ближнего действия с весовым методом оценки разностной частоты

Баранов И.В., Езерский В.В.

ООО предприятие «КОНТАКТ-1»

г. Рязань, 390010, проезд Шабулина, 18, Российская Федерация

skb@kontakt-1.ru

Аннотация: Рассматривается влияние удалённой помехи на погрешность измерения расстояния дальномером с частотной модуляцией зондирующего сигнала. Показано, что такая помеха приводит к возникновению всплесков погрешности, эквивалентных наличию виртуальных помех в ряде точек, расположенных ближе полезного отражателя. Для анализа используются результаты теоретических расчётов и цифрового моделирования.

1. Введение

Метод весового усреднения разностной частоты (ВУРЧ) [1] частотного дальномера не требует существенных вычислительных ресурсов для своей практической реализации. Но при этом он позволяет получить погрешность измерения, не хуже, чем у широко используемого метода обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) на основе двухэтапного спектрального метода с использованием быстрого и непрерывно-дискретного преобразований Фурье. Поэтому метод ВУРЧ в ряде случаев может быть полезной альтернативой спектральному методу, особенно в приложениях, требующих пониженных энергозатрат и простоты аппаратного построения. Теория метода ВУРЧ применительно к частотному дальномеру ближнего действия хорошо разработана. Исследованы многие особенности этого метода, в том числе и влияние отражений зондирующего сигнала от мешающих отражателей в рабочей зоне дальномера [2]. Однако, из поля зрения исследователей выпал очень интересный факт существенного влияния на погрешность оценки разностной частоты помех, расположенных по расстоянию дальше полезного отражателя на десятки и сотни элементов разрешения частотного дальномера.

2. Теория

Метод ВУРЧ основан на определении положения нулей СРЧ (точек в которых СРЧ пересекает нулевой уровень) внутри интервала анализа T_a с линейной частотной модуляцией (ЧМ) и расчёте измеряемого расстояния R по выражению [1]:

$$R = \delta_R S, \quad (1)$$

где $\delta_R = c/(4\Delta F)$ - величина ошибки дискретности (ОД), присущей частотному дальномеру; c - скорость распространения электромагнитной волны в рабочей зоне дальномера; ΔF - диапазон перестройки частоты при частотной модуляции (ЧМ);

$$S = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i); \quad (2)$$

$\alpha(t)$ - весовая функция (ВФ), удовлетворяющая условию нормировки $\int_0^{T_a} \alpha(t) dt / T_a = 1$;

t_i - временное положение i -го нуля СРЧ внутри интервала T_a ; N - число нулей СРЧ внутри этого интервала. При линейном треугольном законе ЧМ с периодом $T_{\text{мод}}$ получаем $T_a = T_{\text{мод}}/2$.

В общем случае ВФ можно представить в виде тригонометрического ряда Фурье [1]:

$$\alpha(t) = K_b \sum_{m=0}^K A_m \cos(4\pi m t_n), \quad (3)$$

где K и A_m параметры, позволяющие изменять форму ВФ; t_n/T_a - нормированное время.

При наличии мешающего отражения нули СРЧ смещаются относительно точных значений, соответствующих отсутствию помех. Такие смещения приводят к возникновению дополнительной погрешности измерения расстояния, нормированная к ОД величина которой имеет вид [2]:

$$\Delta_{S_n} = -2\pi K_b \sum_{m=1}^K m A_m \sum_{i=1}^N \sin(4\pi m t_{ni}) \Delta t_{ni}, \quad (4)$$

где $\Delta t_{ni} = \frac{\Delta t_i}{T_a} = \frac{\cos \psi_{\pi}(t_{ni})}{2\pi \Delta F \{q_{\text{сп}} t_{\text{зс}} \sin \psi_{\text{с}}(t_{ni}) + t_{\text{зп}} \sin \psi_{\pi}(t_{ni})\}}$ - нормированное смещение i -го нуля СРЧ

под влиянием помехи; $q_{\text{сп}}$ - отношение сигнал-помеха; $\psi_{\text{с}}(t_{ni}) = t_{\text{зс}} \omega_i + \varphi_{\text{с}}$; $\psi_{\pi}(t_{ni}) = t_{\text{зп}} \omega_i + \varphi_{\pi}$; $\omega_i = \omega_0 + \Delta \omega t_{ni}$; $t_{\text{зс}}$; $t_{\text{зп}}$; $\varphi_{\text{с}}$ и φ_{π} - соответственно времена задержки и начальные фазы сигнала и помехи.

3. Результаты расчётов и численного моделирования

Количественная оценка дополнительной погрешности измерения проводилась по выражению (4) и проверялась с помощью численного моделирования алгоритма обработки суммы СРЧ и помехи. При расчётах и моделировании принято $f_0 = 10$ ГГц, $\Delta F = 3$ ГГц, помеха с уровнем $q_{\text{сп}} = 30$ дБ расположена на расстоянии $R_{\pi} = 30$ м. Использовалась простейшая ВФ из (3) с $K = 2$ [1]. Теоретические расчёты и моделирование проводились при изменении расстояния до полезного отражателя с шагом 1 мм в диапазоне от 1 м до 60 м.

Результаты теоретических расчётов представлены на рис. 1 в виде зависимости нормированной погрешности измерения расстояния от измеряемого расстояния.

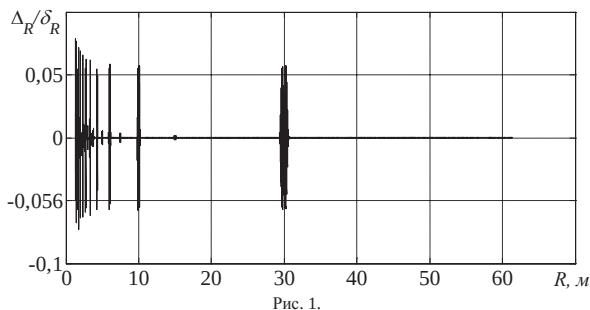


Рис. 1.

Кроме уже отмеченной в работе [2] зоны повышенной погрешности измерения вокруг точки расположения помехи 30 м с двумя симметричными колебательными лепестками, имеются еще ряд таких «виртуальных» помех в точках расстояния R_v , расположенных ближе истинного расположения помехи. Имеются две группы таких точек. Точки первой группы связаны с истинным положением помехи соотношением $R_v = R_{\pi}/(2n+1)$, где $n = 1, 2, \dots$. В этих точках величина максимальных значений погрешности примерно совпадает с максимальной погрешностью вокруг точки 30 м и даже слегка увеличивается, а их ширина зоны повышенной погрешности уменьшается с увеличением номера n . Точки второй группы соответствуют выражению $R_v = R_{\pi}/2n$, где $n = 1, 2, \dots$. Максимальная величина погрешности в этих точках примерно в 100 раз меньше, чем в точках предыдущей группы.

Результаты моделирования поразительно совпадают с рассмотренными теоретическими результатами. Кроме того, моделирование показывает наличие ещё целого ряда таких виртуальных помех, но уровень погрешности от них настолько мал, что они не представляют практического интереса.

При уменьшении уровня мешающего отражателя максимальное значение погрешности монотонно снижается, но характер зависимости не изменяется.

4. Заключение

Полученные результаты показывают, что при практической реализации метода ВУРЧ в схеме предварительной обработки СРЧ необходимо использовать следящий фильтр, позволяющий надёжно отфильтровывать нежелательные удалённые мешающие отражения.

Список литературы

1. Атаянц Б.А., Давыдовкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с.
2. Баранов И.В., Езерский В.В. Влияние помех на погрешность измерения расстояния в частотном дальнометре промышленного применения // Вестник Рязанского радиотехнического университета. 2011. № 37. С. 34-40.

Проблема обеспечения работоспособности СВЧ-переключателя в широкой полосе 0.01—6 ГГц

¹Курбанов А. Х., ²Хеглунд И. Л.

¹АО «ОКБ Планета»

г. Великий Новгород, ул. Большая Московская, д. 13а, пом. 1н, 173000, Российская Федерация
kurbanovah@irmis.ru

²АО «ОКБ Планета»

г. Великий Новгород, ул. Большая Московская, д. 13а, пом. 1н, 173000, Российская Федерация
kheglundil@irmis.ru

Аннотация: В данной статье рассмотрено влияние внешних компонентов и топологии СВЧ печатной платы на работу пассивных СВЧ устройств на примере СВЧ МИС переключателя частотного диапазона 10 МГц – 6 ГГц. Предложены варианты решения данных проблем путем изменения номиналов данных компонентов и топологии СВЧ печатной платы.

1. Введение

Разработка плат для тестирования монолитных интегральных схем и правильный подбор компонентов являются важной составляющей при их тестировании. При тестировании МИС переключателя 1х2 на плате из материала Rogers 4003 в сравнении с измерениями, сделанными на зондовой станции MPI TS-150 был обнаружен резонанс на частотах от 250 МГц до 1 ГГц, заметно ухудшающий развязку переключателя в закрытом состоянии. В данной работе предложен метод решения данной проблемы путем устранения возникшего RLC-контур и, соответственно, влияния одного плеча переключателя на другое.

2. Основные положения

На рисунке 1(а) представлена характеристика кристалла СВЧ-переключателя в закрытом состоянии, полученная на зондовой станции. Как видно из характеристики кристалл обеспечивает развязку на уровне 40-60 дБ. При этом другое плечо СВЧ-переключателя осталось не нагруженным на 50 Ом, что несколько ухудшало развязку измеряемого плеча. Для проведения более полных измерений, в том числе в диапазоне температур, была спроектирована СВЧ плата на материале Rogers 4003 толщиной 0.5 мм. При измерении кристалла переключателя на СВЧ печатной плате была получена характеристика, представленная на рисунке 1(б). Как видно из графика, помимо общего ухудшения развязки, на частотах от 250 МГц до 1 ГГц заметен пик, которого до этого на характеристике кристалла не было выявлено. Из этого следует, что причиной возникновения данного пика является СВЧ печатная плата, а именно ее топология и характеристики установленных на ней компонентов. Далее предлагается к рассмотрению принципиальная схема СВЧ печатной платы с установленным на ней кристаллом СВЧ-переключателя (рис.2). Судя по характеру пика, в цепи фильтрации ВЧ сигнала присутствует параллельный RLC-контур с высокой добротностью, который может возникнуть, так как сами конденсаторы имеют свою последовательную паразитную индуктивность. Таким образом на частоте резонанса примерно 740 МГц изоляция ухудшается примерно на 10 дБ. Технология, по которой изготовлен данный переключатель, не позволяет обеспечить внутри кристалла достаточную ёмкость для увеличения развязки на низких частотах. И было принято инженерное решение, реализовать возможность подключения дополнительной внешней ёмкости. Из измерений кристалла на плате рис 1(б), можно сделать вывод, что ухудшение развязки обеспечивают внешние, по отношению к кристаллу, компоненты. Есть предположение, что через внешние фильтрующие конденсаторы C4 и C5, которые имеют общую землю в одной точке, часть СВЧ сигнала на частотах 250 МГц - 1 ГГц из открытого канала, через связанные петли связи по печатной плате, может уходить в закрытый канал (через точку общего заземления двух выходов переключателя), ухудшая тем самым развязку. Чтобы устранить данный нежелательный эффект было принято решение разделить земли для конденсаторов C4 и C5 и добавить дополнительные резисторы для уменьшения добротности возникшего контура. Таким образом данный нежелательный эффект был устранен, что демонстрирует рисунок 1(в). Как видно из рисунка 1(г), характеристика кристалла на плате хуже, чем у самого кристалла, что объясняется тем, что плата обладает своими параметрами развязки, которые влияют на итоговые характеристики.

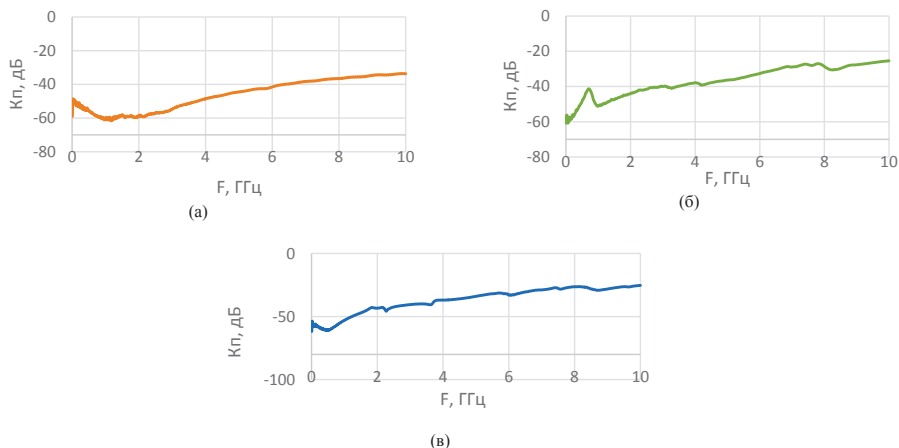


Рис. 1. Характеристики развязки закрытого канала СВЧ переключателя, (а) - характеристика кристалла, (б) - характеристика кристалла на плате с возникшим резонансом, (в) - итоговая характеристика: кристалл на плате

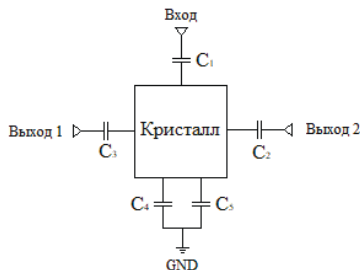


Рис. 2. Принципиальная схема СВЧ печатной платы с установленным на ней кристаллом СВЧ-переключателя

3. Заключение

В данной работе представлен случай, когда влияние компонентов и топологии СВЧ печатной платы оказало серьезное воздействие на итоговые характеристики переключателя, что доказывает необходимость учитывать данные факторы при проектировании даже пассивных СВЧ устройств. В представленном в работе случае возникшую проблему удалось решить опытным путем.

Список литературы

1. Джонсон Говард, Грэхем Мартин. Конструирование высокоскоростных цифровых устройств. Начальный курс черной магии. М. : Вильямс, 2006. 624 с.
2. П. Дансмор Джозель. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. М. : Техносфера, 2018. 736 с.

Измерение эффективной диэлектрической проницаемости опорных шайб коаксиальных соединителей

¹ Коренев А. В., ² Гошин Г. Г.

¹ Иркутский релейный завод
г. Иркутск, ул. Байкальская, 239, Российская Федерация
korenev_av@irzirk.ru

² Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
goshingg@svch.tusur.ru

Аннотация: В докладе описана процедура измерения эффективной диэлектрической проницаемости опорных шайб, которые используются в конструкциях коаксиальных СВЧ соединителей.

1. Введение

В конструкции коаксиальных соединителей СВЧ используются опорные шайбы, необходимые для поддержания центрального проводника коаксиальной линии. Увеличение частотного диапазона и максимальной передаваемой мощности соединителей требует применения материалов опорных шайб с малыми значениями диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь [1]. Необходимые диэлектрические параметры шайб также могут быть получены удалением материала из шайбы путем сверления отверстий различной формы. При этом на получаемые эффективные диэлектрические характеристики влияет величина и расположение отверстий вдоль радиуса поперечного сечения коаксиальной линии.

Изготовление такого рода опорных шайб усложняет контроль их геометрии в производственном процессе. В качестве альтернативы геометрическим методам контроля предлагается непосредственное измерение эффективной диэлектрической проницаемости шайб методом четвертьволнового коаксиального резонатора.

2. Теория

Четвертьволновый коаксиальный резонатор представляет собой отрезок коаксиальной линии с одной стороны ограниченный короткозамыкателем и разомкнутый – с другой (рис.1). Данный резонатор имеет большой коэффициент заполнения, что приводит к большому изменению частоты при внесении образца, а, следовательно, к большой точности определения диэлектрической проницаемости.

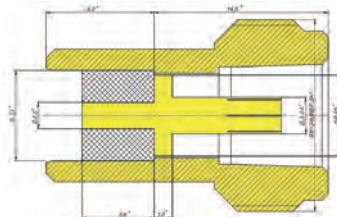


Рис. 1. Внешний вид резонатора

Возбуждение резонатора проводится при помощи щели между короткозамыкателем и наружным проводником коаксиальной линии. Величина щели и толщина короткозамыкателя определяют коэффициент связи резонатора. Разомкнутый конец резонатора переходит в круглый волновод, который на резонансной частоте резонатора будет работать в закритическом режиме.

На резонансную частоту резонатора влияют: длина четвертьволнового отрезка коаксиальной линии (ℓ_p), диэлектрическая проницаемость материала в линии, величина «просачивания» поля из коаксиальной линии в волновод (ℓ_n) и величина коэффициента связи резонатора (ℓ_b).

$$f_0 = \frac{1}{4} \cdot \frac{c}{\ell_p \sqrt{\epsilon} + \ell_n + \ell_b}, \quad (1)$$

Величина ℓ_n зависит только от ϵ образца и диаметров проводников коаксиальной линии [2]. Для определения этой зависимости было проведено моделирование собственной резонансной частоты

ты резонатора методом конечных элементов с аппроксимацией полученных результатов по формуле (2).

$$\ell_{II} = \ell_{II_0} / \sqrt{\varepsilon}, \quad (2)$$

где ℓ_{II_0} - величина ℓ_{II} без шайбы, которая может быть получена из [2].

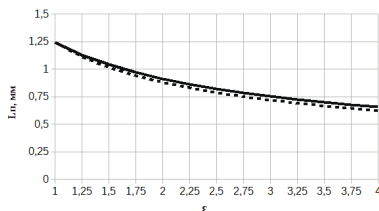


Рис. 2. Зависимость ℓ_{II} от диэлектрической проницаемости образца. Сплошная линия – модель, пунктирная – аппроксимация

На (рис. 2) изображена зависимость ℓ_{II} от диэлектрической проницаемости шайбы. Результаты моделирования и аппроксимации практически совпадают.

Величина ℓ_B зависит от коэффициента связи резонатора. При уменьшении коэффициента связи уменьшается ℓ_B , при этом резонансная частота асимптотически приближается к собственной резонансной частоте резонатора. В рамках проведенной работы влияние ℓ_B не учитывалось, а при расчете диэлектрической проницаемости использовались результаты измерений S_{11} недосвязанного резонатора.

3. Результаты измерений

По предлагаемой методике были измерены значения относительной диэлектрической проницаемости трех шайб, изготовленных из материала Арфлон AR200 [3]. Результаты измерений S_{11} (рис. 3) были использованы для расчета по формуле (1) с учетом (2). Величина ℓ_B была непосредственно измерена и равнялась $5,58 \pm 0,02$ мм. Резонансная частота пустого резонатора $f_0 = 11,03$ ГГц.

Рассчитанная диэлектрическая проницаемость образцов шайб: $\varepsilon_1 = 2,01$, $\varepsilon_2 = 2,00$, $\varepsilon_3 = 1,99$.

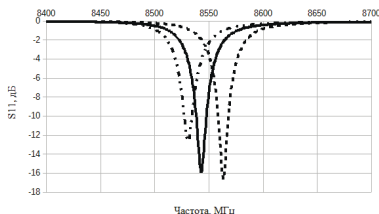


Рис. 3. Результаты измерений S_{11} резонатора с шайбами из AR200. $f_1=8532$ МГц, $f_2=8543$ МГц, $f_3=8563$ МГц

Диэлектрическая проницаемость образца материала AR200 из той же партии была измерена методом объемного резонатора для стержневых образцов H_{01p} по ГОСТ 8.623-2015 и составила $2,06 \pm 2\%$.

4. Заключение

В докладе сообщается о конструкции четвертьволнового коаксиального резонатора и методике измерения диэлектрической проницаемости шайб. Предложенный метод позволяет проводить оперативный контроль диэлектрических параметров шайб с малыми затратами времени и на ранних этапах производственного процесса.

Список литературы

1. Прокимов А., Джуринский К., Смирнова Ю. Перспективные изоляционные материалы для радиочастотных кабелей и соединителей // Компоненты и технологии. 2017. № 2. С. 105-113.
2. Вайнштейн Л.А. Теория дифракции и метод факторизации // Л.А. Вайнштейн. – М.: Советское радио, 1966. С. 64.
3. Корнев А.В. Результаты применения материала Арфлон AR200 для изготовления СВЧ устройств // Наука и практика: проектная деятельность — от идеи до внедрения. Мат. VIII рег. конф. - Ч.2. -Томск: Изд-во ТУСУРа, 2019 С. 546-548.

Автоматизация измерений СВЧ электрических параметров современных приемо-передающих модулей Х-диапазона частот

¹Щёголев С.А., ¹Карасев М.С., ¹Далингер А.Г., ¹Жерновенков В.А., ¹Адиатулин А.В.,
¹Путилин А.П., ²Астахов А.Д.

¹АО «НПП «Исток» им. А. И. Шокина»

г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2А, Российская Федерация
info@istokmw.ru

²АО «Научно-производственное объединение измерительной техники»
г. Королев, 141070, ул. Пионерская, д. 2, Российская Федерация
proit@east.ru,

Аннотация: В данной работе описан многофункциональный серийно выпускаемый приемо-передающий модуль Х-диапазона частот. Рассмотрена необходимость разработки нового подхода к автоматизации рабочих стенов и программного обеспечения. Представлен стенд для измерения выходной импульсной мощности автоматизированным методом. Представлены основные достигнутые результаты.

1. Введение

Основными элементами многофункциональных систем являются приемо-передающие модули (ППМ), которые позволяют изменять направление луча и форму диаграммы направленности, за счет изменения амплитуды и фазы СВЧ-сигналов приемного или передающего трактов [1]. Одной из наиболее трудоемких и времязатратных операций, является настройка и измерение электрических параметров (ЭП) приемо-передающих модулей. Возможность снижения времени на выполнение таких операции, позволяет выпускать дополнительные единицы ППМ увеличивая объемы производства. Такое снижение времени можно добиться за счет разработки нового подхода к автоматизации рабочих стенов и программного обеспечения [2].

2. Многофункциональный ППМ Х-диапазона частот

На рисунке 1 изображен ППМ Х-диапазона частот, разработанный на АО «НПП «Исток» им. Шокина».



Рис. 1. Многофункциональный ППМ Х-диапазона частот

В ходе серийного выпуска данного модуля требуется снизить трудозатраты, увеличить скорость настройки и измерения ЭП ППМ [3, 4]. В настоящее время действующие стенды и методы измерения ЭП, включают в себя большое количество приборов и множество коммутаций. Для различных групп ЭП необходимо производить соединение и рассоединение приборов, что приводит к увеличению погрешности измерений, износу соединительных кабелей и СВЧ-переходов, а также к увеличению времени, затраченного на измерение электрических параметров ППМ.

Для автоматизации измерений и исключения всех вышеперечисленных операций из производственного процесса, был разработан стенд (структурная схема которого показана на рис. 2) и специальное программное обеспечение для измерения импульсной выходной мощности с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ).

В результате экспериментального измерения выходной импульсной мощности на разработанном стенде был получен массив данных, сформирован график зависимости выходной импульсной мощности от частоты, КСВН входа/выхода, а также появилась возможность анализировать фазовую характеристику передающего канала. Используемая методика позволила снизить время настройки передающего канала, так как на ВАЦ во время измерений представлена аппроксимация выходной импульсной мощности на каждой частотной точке рабочего диапазона.

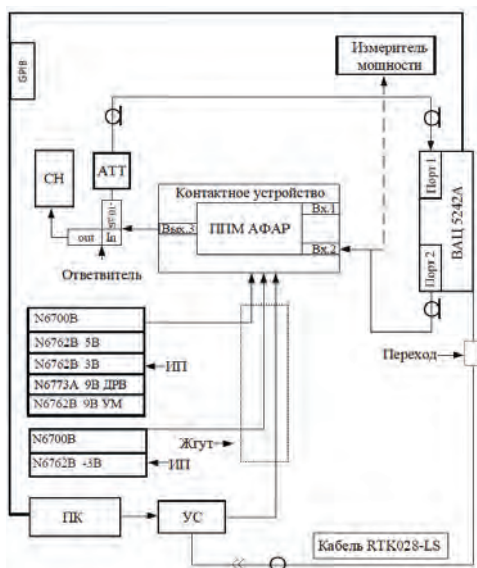


Рис. 2. Структурная схема стенда для измерения выходной импульсной мощности с помощью ВАЦ

Зависимость операций контроля ЭП ППМ в процессе производства от времени при использовании ручного метода и автоматического представлены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнительная таблица

Наименование операций	Время	
	Ручной метод	Автоматизированный метод
Измерение выходной мощности	5 минут	10 секунд
Расчет КПД	2 минуты	
Неравномерность выходной мощности	10 секунд	
Измерение фазовых состояний	Нет возможности	
Создание протокола (паспорта)	5 минут	10 минут
Настройка	30 минут	

3. Заключение

Применение нового метода позволило сократить трудозатраты, время настройки и измерения ЭП ППМ с 40 минут до 10 минут, и тем самым увеличить объёмы производства.

Список литературы

1. Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки. М.: Радиотехника. 2011. 304 с.
2. Малахов Р.Ю. Антенные решетки современных радиоэлектронных систем. М.: Доброе слово, 2015. 208 с.
3. Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Щеголев С.А., Адиатулин А.В. Приемно-передающий модуль АФАР X-диапазона с внутренней калибровкой приемника и функцией проверки приемного и передающего каналов // Материалы конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ» г. Санкт-Петербург. – 2019. – С.156-158.
4. Карасев, М.С. Приемно-передающий модуль X-диапазона с внутренней проверкой электрических параметров приемного и передающего каналов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2020. – Вып. 2 (545).

Автоматизированный стенд для цифровой калибровки аналогового управления амплитудно-частотными характеристиками перестраиваемых фильтров на МСВ в дециметровом и сантиметровом диапазонах и широком интервале рабочих температур

¹Перевощиков В.И., ²Попина С.М., ²Куденко А.С., ²Чечетин А. В.

¹АО «Конструкторское бюро «ФАРВАТЕР»
ул. Нансена, 154Б, Ростов-на-Дону, 344010, Россия
info@kbfar.ru, www.kbfar.ru

²АО «НПП «ФАЗА»
ул. Белорусская, 9/7Г, Ростов-на-Дону, 344065, Россия
faza_f@mail.ru, www.faza-don.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки автоматизированного цифрового стенда для первичной цифровой калибровки аналогового управления частотными характеристиками перестраиваемых фильтров на магнито-статических волнах (МСВ) в дециметровом и сантиметровом диапазонах.

1. Введение

Данная работа является логическим продолжением работ по разработке быстроперестраиваемых фильтров с цифровым управлением [1,2] и направлена на создание стенда автоматизированной настройки и первичной калибровки фильтров на МСВ в дециметровом и сантиметровом диапазонах.

АО «НПП «ФАЗА» совместно с АО «КБ «ФАРВАТЕР» разработало частотный преселектор с цифровым модулем управления (ЦМУ) в диапазоне 0,8-26,5 ГГц на основе фильтров на МСВ с быстрой перестройкой частоты. Однако, настройка частотного преселектора связана с большой трудоемкостью, в связи с необходимостью вводить в ручном режиме и в дальнейшем обрабатывать большой массив измерений, из-за чего цикл настройки каждого изделия значительно удлиняется и приводит к его удорожанию.

2. Реализация перестройки частоты в ППФ на МСВ

В рамках НИР, проводимой в АО «НПП «ФАЗА», был разработан макет частотного преселектора в диапазоне 0,8-26,5 ГГц на основе 4 фильтров на МСВ с цифровым управлением (Рис. 1).

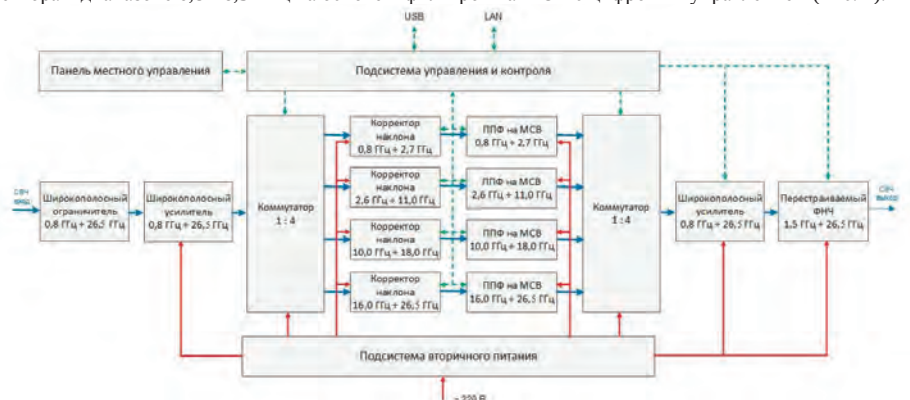


Рис. 1. Структурная схема преселектора на основе 4 фильтров на МСВ

При создании системы управления преселекторов на основе ППФ на МСВ, работающих в диапазоне 0,8—26,5 ГГц (литерное исполнение), необходимо учитывать существенную неидентичность фильтров, характеристики которых меняются от образца к образцу и от литеры к литере, а также нелинейность и гистерезис перестройки f_n , необходимость применения двухполярного питания, инерционность перестройки из-за высокой индуктивности КУ и флуктуации характеристик в рабочем диапазоне температур.

Принцип работы ЦМУ для перестраиваемых фильтров на МСВ изложен в [2].

Для реализации функции линейного цифрового управления, обеспечивающего точность настройки f_n не более $\pm 2,5$ МГц, требуется очень большой объем ручных измерений (от 100 до 150 тыс. измерений в зависимости от величины диапазона частот, шага перестройки и диапазона рабочих температур):

- мгновенной АЧХ не менее чем в 50 точках;
- нелинейность перестройки и гистерезис f_n (с целью последующей программной компенсации);
- ухода f_n в диапазоне температур от минус 50 °С до 60 °С с шагом 5 °С (с целью последующей программной компенсации).
- Без автоматизации большого объема измерений трудоемкость/себестоимость первичной калибровки ППФ на МСВ с ЦМУ в рамках их серийного производства серьезно ограничивает их использование.

3. Автоматизированный стенд

АО «КБ «ФАРВАТЕР» была разработана базовая структура автоматизированного стенда для первичной калибровки ППФ на МСВ в широком интервале температур. Стенд включает в себя климатическую камеру с цифровым управлением, внутри которой размещают ППФ на МСВ с ЦМУ, а также комплект измерительных приборов с цифровым управлением: анализатор СВЧ цепей для измерения мгновенных комплексных характеристик передачи ППФ, осциллограф для измерения скорости перестройки ППФ и мультиметр для контроля токов и напряжений управления.

Основная задача стенда – в автоматическом режиме сформировать и записать во внутреннюю память ЦМУ таблицы характеристик управления ППФ на МСВ для всех диапазонов перестройки по частоте и рабочих температур.

В результате практического использования стенда было найдено метрологически корректное решение, позволяющее реализовать функцию измерения скорости перестройки ППФ средствами программного обеспечения (Рис. 2).



Рис. 2. Структурная схема стенда для калибровки ППФ на МСВ

4. Заключение

В ходе проведения работ были исследованы оптимальные пути реализации требуемого набора измерений для калибровки ППФ на МСВ. Синтезирована оптимальная структура автоматизированного стенда для калибровки ППФ на МСВ. Разработан, изготовлен и протестирован автоматизированный стенд для калибровки ППФ на МСВ, в результате за счет автоматизации трудоемкость калибровки фильтров снижена в более чем 1200 раз.

Список литературы

1. Ермаков А.М., Попина С.М., Куденко А.С., Симанчук Б.П., Чететин А.В. Разработка быстро перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) дециметрового и сантиметрового диапазонов частот на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) с высокоскоростной цифровой системой управления В сб. : 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Материалы конференции. 2018. С. 706—711.
2. Перевощиков В.И., Попина С.М., Куденко А.С., Чететин А. В. Частотный преселектор с цифровым управлением в непрерывном диапазоне 0,8 – 26,5 ГГц на основе фильтров на МСВ с быстрой перестройкой СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1-2. С. 240—242.

LTR метод контроля параметров объектов в коаксиальном и П-образном металлическом волноводе

Лупанова Е.А., Никулин С.М.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
nikulin-serg2006@yandex.ru

Аннотация: Предлагается новый LTR метод исключения влияния параметров окружающих цепей на измерения S-параметров объектов. Предлагаемый метод является широкополосным, не требует наличия дорогих калибровочных наборов мер, позволяет определять параметры объектов с высокой точностью. Использование LTR метода рассмотрено на примере коаксиального тракта и П-образного волновода. В качестве объекта измерения в коаксиальном тракте был использован фильтр нижних частот, а в П-образном волноводе – поляризационный аттенуатор.

1. Введение

Проблема определения S-параметров объектов относительно их физических границ особенно остро стоит при измерениях в нестандартных каналах, таких как полосковые линии или нестандартные волноводы. OSM метод калибровки в нестандартных каналах нельзя применить, так как невозможно изготовить качественную согласованную нагрузку, а TRL [1, 2] метод позволяет определить параметры в узкой полосе частот, что является серьезным ограничением для его использования. Но даже в стандартных каналах может возникнуть проблема калибровки, если анализатор цепей и набор калибровочных мер имеет один тип разъемов, в измеряемый объект – другой. В этом случае требуется установить переходы, для которых калибровочные меры отсутствуют.

В работе предлагается LTR метод исключения влияния окружающих цепей на измерение S-параметров объектов в стандартных и нестандартных каналах.

2. LTR метод контроля S-параметров объектов

В работе [3] был разработан оригинальный LRT-метод калибровки, затем этот метод получил развитие и в работе [4] представлен LR-метод. Оба метода являются широкополосными, позволяют калиброваться как в стандартных, так и в нестандартных каналах. Но их общий недостаток – алгоритм определения коэффициентов отражения со стороны коаксиальных разъемов переходов как средних линий коэффициентов отражения соединений с электрически длинной линией.

Предлагаемый LTR метод контроля параметров объектов является логическим продолжением LRT и LR методов, а также в LTR методе используются формулы, известные из TRL метода

Для работы метода необходимо выполнить 3 измерения:

1. измерение S-параметров отрезка электрически длинной линии S_{ik}^L ;
2. измерение S-параметров отрезка короткой линии S_{ik}^T ;
3. измерение переходов либо в режиме холостого хода, либо, если этот режим невозможен, в режиме короткого замыкания S_{ik}^R .

Для экстракции параметров окружающих цепей из результатов измерения объектов предлагается использовать итерационную процедуру.

Для определения коэффициентов отражения со стороны стандартных коаксиальных разъемов применяют известные из TRL методы формулы:

$$\begin{aligned} S_{11}^a(f) &= (S_{11}^L S_{12}^T - S_{11}^T S_{12}^L) / (S_{12}^T - S_{12}^L T), \\ S_{11}^b(f) &= (S_{22}^L S_{21}^T - S_{22}^T S_{21}^L) / (S_{21}^T - S_{21}^L T). \end{aligned} \quad (1)$$

Коэффициент T , в отличие от TRL метода, предлагается определять непосредственно из результатов измерений S-параметров электрически длинной S_{ik}^L и короткой S_{ik}^T линий, а именно, по отношению фаз их коэффициентов передачи. Соотношение (1) хорошо работает на частотах, в которых отношение фаз близко к 90° :

$$[T_n = \arg(S_{21}^L) / \arg(S_{21}^T)] \rightarrow \pm \pi / 2. \quad (2)$$

После определения коэффициентов отражения со стороны коаксиальных разъемов в базовых точках выполняется кусочная интерполяция сплайнами Акимы [5].

Остальные параметры окружающих цепей определяют по формулам, описанным в [3]:

$$\begin{aligned}
 S_{22}^b &= \left(\frac{S_{12}^b}{S_{12}^a} \right) \frac{S_{11}^T - S_{11}^a}{S_{21}^2}, \quad S_{21}^a S_{12}^a = S_{21}^T \left(\frac{S_{12}^a}{S_{12}^b} \right) (1 - S_{22}^a S_{22}^b), \\
 S_{22}^a &= \left(\frac{S_{12}^a}{S_{12}^b} \right) \frac{S_{22}^T - S_{11}^b}{S_{12}^2}, \quad S_{21}^b S_{12}^b = S_{12}^T \left(\frac{S_{12}^b}{S_{12}^a} \right) (1 - S_{22}^a S_{22}^b), \\
 S_{12}^a / S_{12}^b &= \sqrt{\frac{(S_{11}^R - S_{11}^a)(1 - S_{22}^a \Gamma_a)}{(S_{22}^R - S_{11}^b)(1 - S_{22}^b \Gamma_b)}}, \\
 \Gamma_a &= \frac{S_{11}^R - S_{11}^a}{S_{11}^a S_{22}^a - S_{11}^a S_{22}^a + S_{12}^a S_{21}^a}, \quad \Gamma_b = \frac{S_{22}^R - S_{11}^b}{S_{22}^b S_{22}^b - S_{11}^b S_{22}^b + S_{12}^b S_{21}^b},
 \end{aligned} \tag{3}$$

После чего исключают из результатов измерения длинной линии найденные S-параметры окружающих цепей, определяют частоты по коэффициенту передачи длинной линии и повторяют итерационную процедуру на новых базовых точках.

Процедура быстро сходится и для определения S-параметров окружающих цепей требуется не более 4-х итераций.

На рис. 1а показаны результаты измерения LTR методом в П-образном волноводе вносимого ослабления поляризационного аттенюатора, а на рис. 1б – АЧХ ФНЧ Чебышева в коаксиальном канале. Эксперимент с ФНЧ интересен тем, что калибровка анализатора цепей P4226 электронным калибратором была выполнена в тракте 3,5/1,52 мм с дюймовой резьбой, а все измерения объектов проводились в коаксиальном канале 7,0/3,04 мм с метрической резьбой.

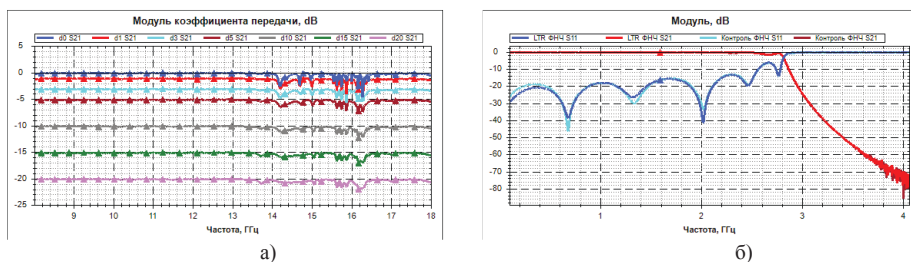


Рис. 1. Определение параметров объектов с помощью LTR метода:
а) коэффициент передачи поляризационного аттенюатора с вносимым ослаблением 0 dB, 1 dB, 3 dB, 5 dB, 10 dB, 15 dB, 20 dB; б) АЧХ ФНЧ Чебышева

3. Заключение

Предложен новый LTR метод исключения влияния окружающих цепей на измерения S-параметров объектов в стандартных и нестандартных волноводящих системах. Метод опробован в коаксиальном канале и в металлическом П-образном волноводе. Измерены коэффициенты передачи поляризационного аттенюатора, совпадающие с калиброванным значением вносимого ослабления и, коэффициенты отражения и передачи коаксиального Чебышевского фильтра нижних частот.

Список литературы

- Engen G. F., Hoer C. A. Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer // IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 1979. – Т. 27. – №. 12. – С. 987-993.
- Agilent Technologies. Network analysis applying the 8510 TRL calibration for non-coaxial measurements. – 2001.
- Лавричев О. В., Никулин С. М. LRT-метод определения параметров объектов в нестандартных направляющих системах // Датчики и системы. – 2017. – №. 8-9. – С. 39-44.
- Евсеев В. И. и др. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве // Ural Radio Engineering Journal. 2019. Vol. 3. № 1. – 2019. – Т. 3. – №. 1. – С. 53-71.
- Akima H. A new method of interpolation and smooth curve fitting based on local procedures // Journal of the ACM (JACM). – 1970. – Т. 17. – №. 4. – С. 589-602.

Особенности волноводных методов исследования металлodieлектрических структур

¹Фитаев И.Ш., ¹Старостенко В.В., ¹Мазин А.С., ¹Падалинский М.М., ¹Арсеничев С.П.,
¹Григорьев Е.В.

¹Крымский Федеральный университет

г. Симферополь, проспект. Академика Вернадского 4, 295007, Российская Федерация
fitaev.i@cfov.ru

Аннотация: Предлагается сравнительный анализ методов высокочастотных измерений оптических коэффициентов металлodieлектрических структур в волноводном тракте. Метод основан на приближении распределения электрической компоненты волны типа Н₁₀ к распределению электрического поля при распространении волны с открытым пространством. Высказывается обоснованность недопустимости применения метода полного перекрытия сечения волноводного тракта исследуемым материалом с достаточной степенью проводимости.

1. Введение

Волноводные методы исследования являются незаменимыми в области радиофизики и материаловедения для проведения многих научных исследований. Благодаря им возможно определение таких параметров материала как диоптрическая проницаемость и тангенс угла потерь [1], а также проводимость, отражение и поглощение. Однако, особо остро стоит вопрос корректности измерений для материалов, обладающих параметром проводимости [2]. Из-за индуктивных и емкостных связей исследуемый образец ведет себя как пассивный фильтр, что вносит погрешность в результат проведенных измерений. Для ухода от паразитных связей «образец-волновод» были созданы измерения в открытом пространстве. Однако, многие факторы, например, сложность калибровки, точность позиционирования накладывают ограничения на данный метод измерений. Поэтому альтернативы волноводным методам пока нет.

2. Моделирование

Проведено численное моделирование с целью анализа зависимости поверхностной плотности тока образца и распределения его напряженности от степени перекрытия волновода. Рассматривали модель волновода, сечением 72х34мм, поперечно заполненного слоем алюминия, толщиной 1мм [3]. При полном перекрытии волновода металлическим слоем наблюдается классическая картина распределения электрического поля при использовании короткозамыкающего поршня (рис. 1). Для открытого пространства аналогично.

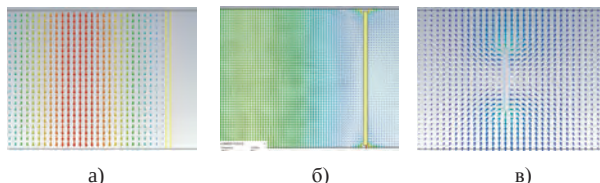


Рис. 1. Распределение электрического поля в пространстве а) бесконечная проводящая пластина; б) пластина площадью 95.7% площади волновода 2; в) пластина 10% от площади волновода

При моделировании бесконечной пластины в волноводе, в отличие от образца с конечным размером, изменение плотности тока на поверхности пластины от координат не наблюдается (рис. 2.).

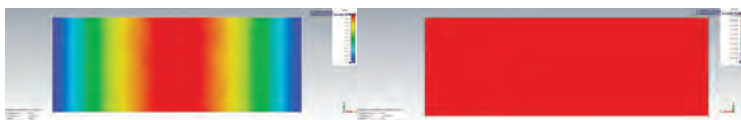


Рис. 2. Распределение плотности тока на поверхности образца при полном перекрытии волновода (слева) и на поверхности бесконечной пластины в открытом пространстве (справа)

Однако, при уходе от бесконечной пластины к заданным размерам образца (72х34), картина распределения поля определяется явлением скин эффекта (рис. 3. справа). При размещении образца в волноводе с зазором между стенкой и образцом в 0.5мм происходит своего рода наложение распределений плотности тока на образце и стенках волновода (рис 3. Слева). Имеется как центральная область максимума тока, так и максимумы на краях образца.

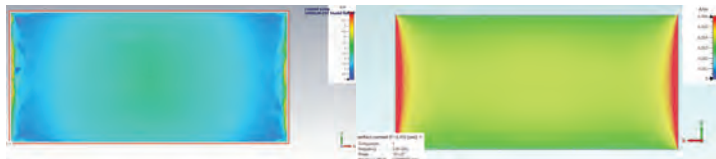


Рис. 3. Распределение плотности тока на поверхности образца при зазоре между образцом и стенкой волновода 0.5мм (слева) и на поверхности пластины 72×34 в открытом пространстве (справа)

Уйти от влияния стенок волновода позволяет существенное увеличение зазора путем уменьшения площади образца [4]. Как видно на рис.4. картину распределения токов на поверхности образца схожи как в случае размещения в волноводе, так и в открытом пространстве при падении плоской волны.

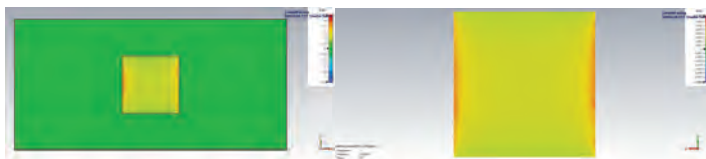


Рис. 4. Распределение плотности тока на поверхности образца 15×15 в волноводе 72×34мм (слева) и в открытом пространстве (справа)

3. Заключение

Показаны особенности волноводных методов измерений, предложена методика измерений параметров материалов с использованием 10 % заполнения площади волновода для максимального приближения картины распределения поверхностной плотности тока и напряжённости электрического поля к измерениям в открытом пространстве с минимизацией волноводных резонансных явлений.

Список литературы

1. Антонен В.И. Проводящие и отражающие свойства тонких металлических плёнок / Антонен И.В., Котов Л.Н., Некипелов С.В., Карпушов Е.Н. // Журнал технической физики. 2004. том 74, вып. 11. С. 102-106., 2004.
2. Пархоменко М.П. Волноводный метод измерений электромагнитных параметров материалов в СВЧ диапазоне и оценка погрешности измерений. Журнал радиоэлектроники , 2018 (9). ISSN 1684-1719
3. Singh H. Thickness invariant parameter retrieval techniques for permittivity and permeability measurement / Harbinder Singh, Balwinder Singh Sohi & Amit Gupta // Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, 2018, DOI: 10.1080/08327823.2018.1497426
4. I. Fitaev, Surface topologies of thin aluminum films and absorbing properties of metal dielectric structures in the microwave range./ Fitaev IS, Orlenson VB, Romanets YV, Mazinov AS. // ITM Web of Conferences, 2019, 30: 08013. doi.org/10.1051/itmconf/20193008013.

Исследование структуры погрешности при измерениях комплексных коэффициентов отражения и передачи СВЧ устройств на подложках

¹Бондаренко А. С., ²Савочкин А. К.

ФГУП ВНИИФТРИ

пос. Менделеево, Московская область, 141570, Российская Федерация

¹bondarenko@vniiftri.ru, ²alex.savochkin@gmail.com

Аннотация: Исследована структура погрешности измерений комплексных коэффициентов отражения и передачи многофункциональных СВЧ устройств на подложках. Подход к исследованию основан на анализе результатов многократных измерений как натурных образцов мер, так и полученных в специально разработанной программе, в которой реализована модель измерения в измерительном тракте с использованием копланарного волновода. Получены оценки влияния составляющих суммарной погрешности. Показаны способы повышения точности измерений комплексных коэффициентов отражения и передачи в планарном измерительном тракте.

1. Введение

Интегральные схемы, работающие в СВЧ диапазоне частот, широко используются для создания средств радиосвязи, радиолокации, радионавигации и др. Разработка и производство таких интегральных схем невозможны без измерений непосредственно на пластине. Метрологическое обеспечение измерений на пластине необходимо как фактор технологической независимости отечественного производства микроволновой электроники. Одна из сложностей решения задачи метрологического обеспечения таких измерений заключается в том, что метрологическая прослеживаемость к эталону комплексных коэффициентов отражения (ККО) и передачи (ККП) в России не обеспечивается. До 2019 года единственным в мире эталоном ККО и ККП на подложке был эталон NIST, разработанный совместно с производителями измерительного оборудования. В 2019 году европейский консорциум PlanarCal закончил аналогичную работу, выпустив соответствующие рекомендации и эталонную пластину. Однако санкции в отношении России вызывают необходимость самостоятельного создания эталона ККО и ККП. В рамках работы над решением этой задачи была аттестована методика измерений параметров СВЧ устройств на подложке, частью которой стало исследование структуры погрешности измерений ККО, ККП, а также производных величин, таких как КСВН и фазы отражения и передачи.

2. Основная часть

На точность измерения ККО и ККП в планарном тракте влияют свойства мер на пластине, измерительного тракта, и векторного анализатора цепей (ВАЦ). Поскольку измерительный процесс основан на предварительной калибровке (фактически градуировке) ВАЦ при помощи мер ККО и ККП, часть источников погрешности возникает ещё при калибровке и потом влияет на показатели точности всех измерений. Элементы измерительного тракта служат источниками погрешностей каждый раз при новом измерении. Планарный тракт существенно отличается от традиционных волноводных трактов тем, что в качестве линии передачи используется открытый волновод (обычно копланарный), и измерительная оснастка, состоящая из зондов и опорного стола.

Для теоретического представления измерительного тракта традиционно используется модель из нескольких четырёхполюсников, один из которых представляет идеальное измеряемое устройство, а остальные — искажающие адаптеры. Случаи, требующие представления через многополюсники с числом полюсов, отличным от 4, не исследовались. При этом для искажающего адаптера справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left(\frac{b_1 a'_1 - a_1 b'_1}{a_1 a'_1 - a_2 a'_1} \right) & S_{12} &= \left(\frac{b_1 a'_1 - a_1 b'_1}{a_2 a'_1 - a_1 a'_1} \right), \\ S_{21} &= \left(\frac{b_2 a'_1 - a_2 b'_1}{a_1 a'_1 - a_2 a'_1} \right) & S_{22} &= \left(\frac{b_2 a'_1 - a_2 b'_1}{a_2 a'_1 - a_1 a'_1} \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где S_{11} , S_{22} — ККО, а S_{21} , S_{12} — ККП, a , b — падающая и отражённая волны, a' , b' — паразитные падающая и отражённая волны соответственно. Также для искажающих адаптеров могут быть введены вектора ошибок: $\dot{e}_{00}$ и $\dot{e}_{33}$ — направленность; $\dot{e}_{11}$ и $\dot{e}_{22}$ — рассогласование источника сигнала; $\dot{E}_{LF}$ и $\dot{E}_{LR}$ — рассогласование нагрузки; $\dot{e}_{10}\dot{e}'_{01}$ и $\dot{e}'_{32}\dot{e}'_{23}$ — неравномерности тракта отраженного сигнала; $\dot{e}'_{10}\dot{e}'_{32}$ и $\dot{e}'_{01}\dot{e}'_{23}$ — неравномерность тракта передаваемого из порта в порт сигнала в модели ВАЦ, представленной на рис. 1.

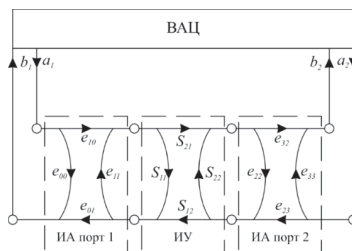


Рис. 1. Модель измерительного тракта для двухпортового векторного анализатора цепей

В результате анализа модели и результатов натурных измерений пластины с мерами на зондовой станции были выделены 4 основные составляющие структуры погрешности измерений.

Неисключённая систематическая погрешность (НСП), обусловленная точностью определения действительных метрологических характеристик мер, определялась математическим моделированием по методу Монте-Карло с использованием модели линии, описанной в [1], и модели калибровки ВАЦ, изложенной в [2]. Основная физическая причина этой погрешности — ограниченная точность определения действительных метрологических характеристик мер, в частности, их геометрических размеров.

НСП, обусловленная эффективными параметрами ВАЦ, оценивалась путём анализа результатов измерений мер Thru, Open и Short по методу, изложенному в [2]. Измерения каждой меры проводились 10 раз. Эта погрешность характеризует главным образом качество калибровки ВАЦ и служит количественной мерой оценки его инструментального совершенства. Физическая причина этой погрешности — паразитные отражения и просачивания сигнала в измерительном тракте.

Среднеквадратическое отклонение (СКО) результатов измерений ККО и ККП оценивалась анализом результатов многократных равноточных измерений одних и тех же измеряемых устройств. Эта погрешность характеризует точность измерений конкретным ВАЦ, и в основном вызвана шумами измерительного тракта, включая и компоненты ВАЦ.

СКО, вызванное точностью и повторяемостью зондов, определено анализом результатов измерений при многократных присоединениях зондов к контактным площадкам мер. Физическая основа этой погрешности — деформация металлизации мер, износ контактов зондов, и прецизионность механизмов зондовой станции в смысле воспроизводимости присоединения зондов к измеряемому устройству.

В качестве измеряемого устройства использовался согласованный и рассогласованный (с КСВН = 2) аттенуатор с коэффициентами передачи 0 и -40 дБ. В результате исследования были получены значения абсолютной погрешности измерений модуля ККО и ККП. Нормированные доли суммарной погрешности измерений ККО и ККП, усреднённые по частотному диапазону от 0,8 до 50 ГГц, представлены в таблице 1.

Таблица 1. Нормированные доли составляющих суммарной погрешности измерений

Исследуемый случай	Нормированная величина	НСП определения метрологических характеристик мер	НСП ВАЦ после калибровки планарными мерами	СКО результатов измерений ККО и ККП	Повторяемость присоединения зондов
КСВН = 1	$\delta S_{11} $	0,36326	0,52898	0,00970	0,09806
ККП = -40 дБ	$\delta S_{21} $	0,18602	0,26312	0,04133	0,50953
КСВН = 1	$\delta S_{11} $	0,25374	0,67414	0,00668	0,06544
ККП = 0 дБ	$\delta S_{21} $	0,34460	0,63684	0,00139	0,01717
КСВН = 2	$\delta S_{11} $	0,24467	0,68812	0,00640	0,06081
ККП = -40 дБ	$\delta S_{21} $	0,24481	0,34922	0,03976	0,36621
КСВН = 1	$\delta S_{11} $	0,23309	0,70839	0,00571	0,05282
ККП = 0 дБ	$\delta S_{21} $	0,29222	0,69075	0,00125	0,01578

Из таблицы видно, что наибольшее влияние на точность измерений оказывают эффективные параметры ВАЦ и НСП определения метрологических характеристик планарных мер. Повторяемость присоединения зондов в некоторых случаях существенно влияет на точность измерения исключительно ККП. Следовательно, для повышения точности измерений ККО и ККП в планарном тракте наиболее эффективно повышать точность определения метрологических характеристик мер [3]. В целом это сводится к точности измерения геометрических размеров мер на подложке. Полный анализ других целесообразных мер повышения точности выходит за рамки этого исследования.

3. Заключение

Исследованы показатели точности измерений ККО и ККП в планарном тракте. В рамках исследования аттестована методика измерений параметров СВЧ устройств на подложках. Представлено сравнение факторов, влияющих на точность измерения ККО и ККП в планарных трактах, в зависимости от характеристик измеряемого устройства. Представлены факторы, оказывающие наибольшее влияние на суммарную погрешность таких измерений.

Список литературы

1. Heinrich W. Quasi-TEM description of MMIC coplanar lines including conductor-loss effects //IEEE transactions on micro-wave theory and techniques. – 1993. – Т. 41. – №. 1. – С. 45-52.
2. Рекомендация МИ 3411-2013 «Анализаторы цепей векторные. Методика определения метрологических характеристик» – Новосибирск, 2013.
3. Губа В. Г. Классификация и анализ методов калибровки векторных анализаторов цепей / В. Г. Губа, А. А. Ладур, А. А. Савин // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2(24). – Ч. 1. – С. 149–155.

Измерение коэффициента шума МОИС МШУ СВЧ диапазона методами «горячего» и «холодного» источника

Ворожцов А. Л.

Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»
г. Омск, 644027, Космический пр-т, 24 а, Российская Федерация
alek.vorog@yandex.ru

Аннотация: Доклад посвящен сравнению результатов измерений коэффициента шума монолитной объёмной интегральной схемы малошумящего усилителя в диапазоне 0,9—18 ГГц методом Y-фактора («горячего» источника) на базе анализатора спектра сигналов и методом «холодного источника» на базе векторного анализатора цепей.

1. Введение

Технология создания современных малошумящих приемопередающих модулей постепенно отступает от концепции гибридных интегральных схем в корпусах микроэлектронных устройств и активно осваивает конструкции на базе монолитных объёмных интегральных схем (МОИС) с применением многослойных технологий LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic — низкотемпературная совместно обжигаемая керамика) [1]. Важным вопросом в процессах автоматизации проектирования МОИС встаёт проблема верификации синтеза моделей. Определение «ИСТИННЫХ» значений параметров изготовленных впоследствии макетов МОИС необходимо для корректировки моделей и значительного снижения количества дорогостоящих итераций между макетом и будущим устройством.

Целью работы было измерение коэффициента шума монолитной объёмной интегральной схемы малошумящего усилителя УРУ0918.

2. Теория

В настоящее время в отечественной радиоэлектронной промышленности широкое распространение получили методы измерения коэффициента шума относительно калиброванного источника шумов [2, 3]. В первую очередь, это метод Y-фактора, также известный как метод «горячего источника», реализованный на базе анализатора спектра и источника шума [4]. Второй по распространению — это метод «холодного» источника на базе векторного анализатора цепей и источника шума [5].

Калиброванные источники шума играют одну из ключевых ролей в измерении коэффициента шума методами «горячего» и «холодного» источника. В основе их конструкции лежит шумовой диод с согласующим аттенуатором на выходе. В момент, когда на диод подаётся напряжение обратного смещения, он переходит в состояние лавинного пробоя и формирует широкополосный шум, который добавляется к шуму, формируемому согласованной нагрузкой. Этот уровень дополнительного шума определяется как избыточный коэффициент шума ENR (excess noise ratio) и является одной из основных характеристик этих устройств. Как правило, источники шума производятся с ENR двух типов, принимающих значение 5—7 дБ и 15—19 дБ в рабочем диапазоне частот. Для каждого значения частоты приводится табличное значение ENR, определенное заводом-изготовителем источника шума.

Проблема повышения точности измерения коэффициента шума кроется в фундаментальности его физической природы и многообразия его источников [6]. На уровень шума влияют рассогласование и паразитные связи (паразитные емкости), резонансные явления и самовозбуждение, тепловые и дробовые шумы и т. д. Каждая измерительная система будет иметь свой шумовой профиль. Поэтому для повышения точности определения коэффициента шума МОИС МШУ УРУ0918 было принято решение об измерении коэффициента шума разными методами и сравнении результатов.

3. Эксперимент

Монолитная объёмная интегральная схема малошумящего усилителя УРУ0918 была создана в рамках одной из НИОКР АО «ЦКБА» [7] на базе кристалла малошумящего усилителя с распределенным усилением УРУ0918 и многослойного керамического LTCC модуля. Коэффициент усиления МОИС МШУ УРУ0918 в диапазоне 0,9—18 ГГц в нормальных условиях составляет $15 \pm 1,5$ дБ. Коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН в диапазоне 0,9—16 ГГц не более 1,5, в диапазоне 16—18 ГГц не более 2.

Схема измерений метода Y-фактора или «горячего» источника (кривая «Метод ГИ» на рис. 1) включала в себя контактное устройство с МОИС МШУ УРУ0918, фазостабильные кабельные сборки, анализатор спектра и сигналов FSW26 (про-во «Rohde & Schwarz»), источники шума 346СК01 с ENR 21 дБ (про-во «Keysight Technologies») и ГШМ2-20А-03 ENR 6 дБ (про-во НПФ «Микран»). Схема измерений метода «холодного» источника (кривая «Метод ХИ») аналогична, но анализатор спектра замещается векторным анализатором цепей Р4М-18/3-ИКП (про-во НПФ «Микран»).

Ниже приведены данные измерений коэффициента шума МОИС МШУ УРУ0918. Кривая «УРУ0918» — это данные измерений коэффициента шума непосредственно самого кристалла малошумящего усилителя УРУ0918, предоставленные производителем и полученные ещё на этапе его производства методом зондовых измерений на пластине.

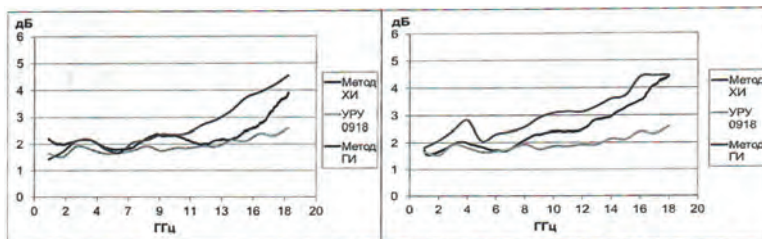


Рис. 1. Коэффициент шума моис МШУ УРУ0918, измеренный методами «горячего» и «холодного» источника при ENR < 7 дБ (слева) и ENR > 15 дБ (справа)

Анализ полученных зависимостей обращает внимание на следующие моменты. Во-первых, использование источников шума с избыточным шумовым коэффициентом более 15 дБ не даёт особенных различий в точности измерений между двумя методами. Во-вторых, применение источника шума с ENR менее 7 дБ повышает точность измерений на 1—2 дБ только для метода «холодного» источника и практически не влияет на метод Y-фактора («горячего» источника). Это может быть вызвано увеличением с ростом частоты доли шумовой составляющей, обусловленной рассогласованием в тракте. Векторная коррекция ошибок, доступная векторным анализаторам цепей и не доступная анализаторам спектра сигнала, даёт преимущества методу «холодного» источника, особо заметное на частотах свыше 10 ГГц.

3. Заключение

Повышение точности измерений коэффициента шума монолитных объёмных интегральных схем малошумящих усилителей требует комплексного подхода к организации рабочего места подобных измерений, выбору приборов и оснастки, учету рассогласования в тракте, особенно в СВЧ диапазоне. В нашей работе лучшие результаты были получены при реализации метода «холодного» источника на базе векторного анализатора цепей Р4М и источника шума ГШМ2 с избыточным шумовым коэффициентом не более 7 дБ и значением КСВН исследуемой МОИС не более 1,5.

Литература

1. Елесин В.В., Усачёв Н.А., Никифоров А.Ю., Телец В.А., Сотсков Д.И., Кузнецов А.Г., Чуков Г.В., Щепанов А.Н. Электронная компонентная база твердотельной СВЧ электроники: тенденции развития, современное состояние и проблемы // Межд. форум «Микроэлектроника-2018» 4-я Межд. Науч. конф. «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули»- Сборник тезисов Республика Крым, г. Алушта, 01–06 октября 2018 г. Изд-во Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2018. С.35-39.
2. С. Бельчиков. Коэффициент шума. Теория и практика измерений. М.: Компоненты и технологии № 4-5, 2008.
3. М. Соколов. Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновых диапазонах // Современная электроника, № 5-6, 2015.
4. Rohde & Schwarz. The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements. Application Note. 05.2012-1MA178_0E URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma178/1MA178_Orus_NoiseFigure.pdf (дата обращения: 20.03.2021).
5. Keysight Technologies. Высокоточные измерения коэффициента шума с использованием анализаторов цепей серии PNA-X. Рекомендации по применению. Номер публикации 5990-5800RURU URL: <https://keysight.com/ru/ru/assets/7018-02539/application-notes/5990-5800.pdf> (дата обращения: 20.03.2021).
6. Глазов Г.Н., Торевой А.В. Методы измерений на СВЧ: т. 2., кн. 1. Управляемые генераторы на СВЧ. Томск, 2015
7. Ворожцов А.Л., Петренко И.М., Юст П.А. Опыт применения технологии LTCC в реализации МШУ СВЧ диапазона в монолитном объёмном интегральном исполнении // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1-2. С. 27-28.

Разработка и схемотехническая реализация блока обработки информации прибора встроенного микроволнового контроля¹

Гимпилевич Ю. Б., Никифоров С. М., Овчаров П. П.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, ул. Университетская, 33, 299053, Российская Федерация
smnikiforov@sevsu.ru

Аннотация: Предлагается вариант схемотехнической реализации прибора встроенного микроволнового контроля, решающий задачу долговременного мониторинга параметров и своевременного обнаружения начавшейся деградации антенно-фидерного тракта необслуживаемого СВЧ-передатчика.

1. Введение

Происходящее в последние годы развитие сетей передачи данных и связанное с этим проникновение облачных технологий во все сферы нашей жизни привело к существенному возрастанию тяжести последствий выхода из строя антенно-фидерного тракта (далее – АФТ) магистрального передатчика (в том числе – спутникового) системы передачи данных. Вследствие этого особенно актуальным становится своевременное обнаружение начавшейся деградации АФТ, из чего вытекает задача разработки автоматических малогабаритных и низкобюджетных встраиваемых приборов непрерывного долговременного контроля состояния микроволновых трактов. В данной работе предложена одна из возможных схемотехнических реализаций подобных приборов.

2. Основная часть

Выполненная разработка является развитием идей и подходов, описанных в [1]. Основные нововведения: расширение контролируемой полосы частот, автономность выполнения всех операций математической обработки результатов измерений, периодическая коррекция дрейфа нуля измерительного тракта в процессе работы прибора, расширенный диапазон напряжений питания (DC 9...36 В), наличие индикатора для отображения результатов измерений. За исключением расширения полосы частот, все указанные новшества аппаратно обеспечивает блок обработки информации (далее – БОИ), основным узлом которого является модуль аналого-цифровой обработки (далее – модуль АЦО) – см. структурную схему прибора на рис. 1.

Для выполнения математических вычислений значительной сложности и отображения результатов, в БОИ были применены одноплатный компьютер (Raspberry Pi 3 В) и ЖК-индикатор (MT-16S2D-2YLG, производства «МЭЛТ»). Возможно также подключение к БОИ стандартных интерфейсов ввода/вывода: HDMI-монитора, клавиатуры, мыши, локальной сети Ethernet.

ВЧ-коммутатор на входе модуля АЦО обеспечивает 3 варианта подключения сигнального входа квадратурного детектора: к зонду 1, к зонду 2, и к 50-оммной нагрузке (встроена в ВЧ-коммутатор). Такой подход позволяет обеспечить, во-первых, идентичность параметров измерительного тракта для сигналов от обоих измерительных зондов, а, во-вторых, измерить и скомпенсировать дрейф нуля, возникающий в элементах тракта. В качестве ВЧ коммутатора была использована микросхема SKY13414-485LF (фирмы Skyworks), имеющая встроенную 50-оммную нагрузку и позволяющая осуществлять коммутацию сигнала в диапазоне частот от 0,1 ГГц до 3,8 ГГц [2].

Квадратурный детектор использован такой же, как и в [1] – ADL5382ACPZ [3], однако ФНЧ на его выходе был существенно модифицирован, в связи с исключением из схемы активного фильтра, в прошлой работе выполненного на операционных усилителях.

Значительно переработан также участок тракта «Усилитель – АЦП – МК». Ранее использовались встроенные в МК АЦП, а усилитель с фиксированным усилением был реализован на отдельных ИМС. В настоящей разработке использован дифференциальный 24-битный сигма-дельта АЦП ADS1261BIRNB (Texas Instruments), с несколькими мультиплексированными входными каналами и встроенным маломощным дифференциальным усилителем с программно-переключаемым коэффициентом усиления [4], что позволяет расширить динамический диапазон измеряемых сигналов.

Микроконтроллер использован тот же, что и ранее: K1986BE92Q1 [5] (Миландр), схема его включения незначительно переработана в соответствии с решаемыми им задачами: опрос АЦП, обмен данными с одноплатной ЭВМ и управление ЖК-индикатором.

¹ Работа выполнена при поддержке внутреннего гранта ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет», идентификатор 24/06-31.

На основании описанных выше подходов и принципов была разработана четырехслойная печатная плата модуля АЦО. Размер платы: 65х60мм. 3D-модель платы представлена на рис. 2.

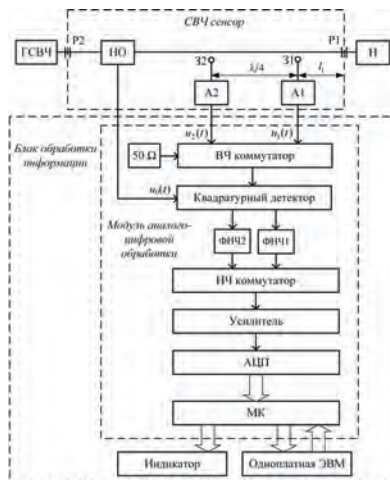


Рис. 1. Прибор встроенного микроволнового контроля.
Структурная схема.

Сокращениями на рисунке обозначены: ГСВЧ – генератор СВЧ, НО – направленный ответвитель, Н – нагрузка СВЧ-тракта, А1, А2 – аттенуаторы, ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтры нижних частот выхода квадратурного детектора, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, МК – микроконтроллер



а)



б)

Рис. 2. 3D-модель разработанной платы модуля АЦО: а) верхняя сторона; б) нижняя сторона

3. Заключение

Предложена новая аппаратная структура прибора встроенного микроволнового контроля, отличающаяся общим для сигналов двух зондов детекторным трактом, наличием системы периодической коррекции дрейфа нуля и средствами математической обработки и отображения информации. Предполагается, что такая реализация прибора позволит повысить точность измерения параметров СВЧ-тракта в условиях долговременной работы без регулярного технического обслуживания.

Выполнена разработка принципиальной схемы и печатной платы одного из основных узлов прибора: модуля аналого-цифровой обработки.

Список литературы

1. Гимпиевич Ю.Б., Никифоров С.М., Скорик И.В. Прибор встроенного контроля комплексных параметров микроволновых трактов и его схематехническая реализация В сб. : 30-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2020 (Севастополь, 6—12 сент. 2020 г.). 2020, № 1-2. С. 351-352.
2. Analog Devices, 700 MHz to 2.7 GHz Quadrature Demodulator // Data Sheet, Rev. A. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5382.pdf> (дата обращения: 20.05.2021).
3. Skyworks, SKY13414-485LF: 0.1 to 3.8 GHz SP4T Antenna Switch // Data Sheet, November 17, 2016. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/Documents/Products/701-800/SKY13414_485LF_201689J.pdf (дата обращения: 20.05.2021).
4. Texas Instruments, ADS126x Precision, 5-channel and 10-channel, 40-kSPS, 24-bit, delta-sigma ADCs with PGA and monitors // Data Sheet, March 2018-revised January 2019. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1261.pdf> (дата обращения: 20.05.2021).
5. АО «ПСК Миландр», Микросхема 32-разрядного однокристального микро-ЭВМ с памятью Flash-типа, K1986BE9ху, K1986BE9хуК K1986BE92QI, K1986BE92QC, K1986BE91H4, K1986BE94H4 // Спецификация, Версия 3.20.2 от 06.05.2021. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ic.milandr.ru/upload/iblock/2b2/%D0%9A1986%D0%92%D0%959X.pdf> (дата обращения: 20.05.2021).

Разработка и моделирование СВЧ сенсора, построенного на основе симметричной полосковой линии¹

Гимпилевич Ю. Б., Афонин И. Л., Тыщук Ю. Н., Дидус В. Т.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, ул. Университетская, 33, 299053, Российская Федерация
yntyshchuk@sevsu.ru

Аннотация: Предлагается конструкция СВЧ сенсора для прибора встроенного контроля параметров микроволновых трактов. Сенсор выполнен на основе симметричной полосковой линии, состоит из трёх частей: многозвенного направленного ответвителя и двух ненаправленных измерительных зондов. Сенсор предназначен для работы в диапазоне частот 1 — 2 ГГц.

1. Введение

В современном мире микроволновая техника широко используется в народном хозяйстве. На её основе строятся: системы космического телевидения, радиосвязи, радиолокации и навигации; приборы микроволнового встроенного контроля параметров технологических процессов и окружающей среды; медицинское оборудование и многое другое. Для тестирования параметров и настройки этих систем на стадиях проектирования, изготовления и эксплуатации используют измерители комплексных параметров (коэффициентов отражения и передачи) узлов микроволнового тракта. В настоящее время для измерения комплексных параметров микроволновых узлов широкое применение находят так называемые векторные анализаторы цепей, которые серийно выпускаются в развитых странах (США, Германия, Япония, Россия, Китай, Великобритания и др.). Эти приборы обладают большой широкополосностью, многофункциональностью и высокими метрологическими характеристиками. Однако существенным недостатком этих приборов является их высокая стоимость, которая может достигать нескольких десятков миллионов рублей. Актуальной задачей является создание дешёвых и технологичных приборов встроенного контроля, позволяющих измерять комплексные параметры микроволновых трактов [1 — 8]. Одним из основных блоков подобных измерителей является СВЧ сенсор, который встраивается в передающий тракт, отводит от него часть мощности и формирует измерительные сигналы. Авторами проводилась работа по созданию такого блока [9], который работал на частоте 1,5 ГГц. В данной работе приводятся результаты разработки широкополосного СВЧ сенсора, работающего в полосе частот 1 — 2 ГГц.

2. Основная часть

В работе [9] приводятся результаты разработки СВЧ сенсора для прибора встроенного контроля параметров микроволновых трактов. Данный сенсор выполнен в полосковом виде на печатной плате толщиной 1 мм (материал диэлектрика — FR4). Данный сенсор состоит из четырёх основных элементов: направленного ответвителя, делителя мощности, двух ненаправленных измерительных зондов. Основным недостатком сенсора [9] является то, что он предназначен для работы на одной частоте 1,5 ГГц. На базе разработанной модели авторами создана структура нового СВЧ сенсора, работающего в полосе частот 1 — 2 ГГц. Основными отличиями новой структуры СВЧ сенсора являются следующие:

- исключение делителя мощности (при этом модернизирована архитектура прибора встроенного контроля);
- использование многозвенного направленного ответвителя, позволяющего расширить его полосу рабочих частот.

Топология разработанного СВЧ сенсора показан на рис. 1а. Сенсор выполнен на основе симметричной полосковой линии с общей толщиной диэлектрика (FR4) 3 мм. На рис. 1а обозначены следующие входные и выходные порты: 1 — вход основного СВЧ тракта, 2 — выход основного СВЧ тракта, 3 — выход направленного ответвителя (НО), 4 — выход НО, соединённый с согласованной нагрузкой, 5 и 6 — выходы ненаправленных измерительных зондов.

На рис. 1б показаны S-параметры разработанного сенсора. Переходное ослабление НО изменяется в пределах от –12 дБ до –11 дБ. Направленность НО не хуже 20 дБ.

¹ Работа выполнена при поддержке внутреннего гранта ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет», идентификатор 24/06-31.

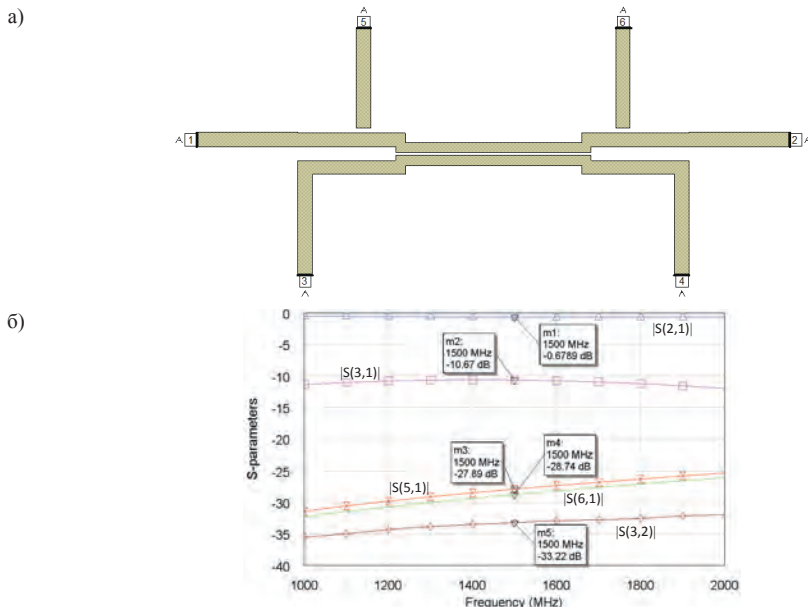


Рис. 1. СВЧ сенсор: а) топология; б) S-параметры

3. Заключение

Разработана конструкция СВЧ сенсора, предназначенная для прибора встроенного контроля параметров микроволновых трактов, работающего в полосе частот 1—2 ГГц. Сенсор построен на основе симметричной полосковой линии и состоит из трёх элементов: многозвенного направленного ответвителя и двух ненаправленных измерительных зондов. Ослабление, вносимое сенсором в линию передачи около 0,7 дБ. Это связано с большим значением переходного ослабления — минус 10 дБ. Направленность ответвителя не хуже 20 дБ.

Список литературы

- Gimpilevich Y., Tyschuk Y., Vertegel V. Mathematical model of the measuring procedure of an automatic device for built-in monitoring of microwave path parameters // 7th All-Russian Microwave Conference, Moscow, 25 — 27 November, 2020. P. 304—306.
- Gimpilevich Y., Tyschuk Y. Calibration procedure for a quadrature meter of microwave path parameters // 7th All-Russian Microwave Conference, Moscow, 25 — 27 November, 2020. P. 313—315.
- Gimpilevich Y., Zebek Z. Estimation of the quadrature error method of measuring parameters microwave paths // 7th All-Russian Microwave Conference, Moscow, 25 — 27 November, 2020. P. 307—309.
- Гимпилевич Ю. Б., Никифоров С. М., Скорик И. В. Прибор встроенного контроля комплексных параметров микроволновых трактов и его схемотехническая реализация // Материалы 30-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 6-12 сентября 2020 г. — С. 349 — 350.
- Гимпилевич Ю. Б., Зибек С. Е. Квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполосников // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2019. Т 22, № 1. — С. 29—38.
- Патент 2683804 РФ, МПК G01R 27/28. Способ определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения микроволнового двухполосника / Гимпилевич Ю. Б., Зибек С. Е. Заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет». — № 2018108378; заявл. 06.03.2018; опубл. 02.04.19, Бюл. № 10. — 18 с.
- Гимпилевич Ю. Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов. — Севастополь: изд-во СевНТУ, 2009. — 293 с.
- Гимпилевич Ю. Б. Зибек С. Е. Вертегел В. В. Овчаров П. П. Оценка случайной составляющей результирующей погрешности квадратурного способа измерения параметров микроволновых трактов // Материалы 30-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 6-12 сентября 2020 г. — С. 353 — 354.
- Гимпилевич Ю. Б. Афонин И. Л. Тышук Ю. Н. Разработка, моделирование и экспериментальное исследование датчика полных сопротивлений в полосковом исполнении // Материалы 30-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 6-12 сентября 2020 г. — С. 351 — 352.

Разработка и моделирование широкополосного коаксиального СВЧ сенсора для прибора встроенного микроволнового контроля¹

Гимпилевич Ю. Б., Вертегел В. В., Тыщук Ю. Н., Травкина М. Д.

Севастопольский государственный университет

г. Севастополь, ул. Университетская, 33, 299053, Российская Федерация
yntyshchuk@sevsu.ru

Аннотация: Предлагается конструкция коаксиального СВЧ сенсора для прибора встроенного контроля параметров микроволновых трактов, построенного на основе квадратурного детектора. Сенсор, состоит из трёх частей: направленного ответвителя и двух ненаправленных измерительных зондов. Разработанный СВЧ сенсор предназначен для работы в диапазоне частот 1—2 ГГц.

1. Введение

В настоящее время достаточно востребованы приборы встроенного микроволнового контроля. Для этого находят применение измерительные устройства, построенные на основе методов прямого детектирования с использованием квадратичных СВЧ диодов. Принцип действия этих устройств основан на анализе амплитудного распределения электромагнитной волны в линии передачи. Такие устройства обладают малыми габаритами и массой, что позволяет встраивать их в требуемом количестве в различных участках микроволнового тракта без существенного влияния на массогабаритные характеристики последнего. Недостатком таких устройств является невысокая точность измерений, поскольку применяемые для амплитудного детектирования СВЧ диоды имеют малый динамический диапазон квадратичного детектирования (порядка 30—40 дБ). Это приводит к существенной погрешности измерения, а также к резкому уменьшению точности (и даже невозможности проведения измерений) при изменении мощности в СВЧ линии передачи в широких пределах. Создание автоматических приборов встроенного контроля, обеспечивающих измерение комплексных параметров СВЧ трактов радиоэлектронных систем и комплексов в реальных условиях эксплуатации, которые свободны от указанных выше недостатков, является важной и актуальной народнохозяйственной задачей [1—8]. Одним из основных элементов подобных приборов является СВЧ сенсор. В работе [9] авторами приводится модель сенсора, выполненного в полосковом исполнении. Однако, для мощных СВЧ такой подход мало применим. В данной работе предлагается СВЧ сенсор, выполненный на основе коаксиальной линии с воздушным заполнением, работающий в диапазоне частот 1—2 ГГц.

2. Основная часть

Разработанный коаксиальный СВЧ сенсор состоит из коаксиальной линии с воздушным заполнением, у которой в зазор между внешним и внутренним проводниками внесены направленный ответвитель (НО) и два ненаправленных измерительных зонда. Длина коаксиального сенсора равна 100 мм. Разработанный сенсор предназначен для работы в диапазоне частот 1—2 ГГц.

Внутренний проводник коаксиальной линии имеет диаметр 3 мм, внешний — 7 мм. К концам коаксиального сенсора крепятся разъёмы N-типа.

Направленный ответвитель выполнен в виде отрезка провода диаметром 1 мм и длиной 50 мм, погружённого в пространство в зазор между внутренними и внешними проводниками на 0,5 мм.

Ненаправленные измерительные зонды выполнены в виде провода диаметром 1 мм и длиной 1,5 мм. На конце каждого зонда размещается металлический диск диаметром 3 мм. Данный диск необходим для обеспечения более устойчивых характеристик ненаправленных зондов в рабочем диапазоне частот.

На рис. 1а показан внешний вид модели коаксиального сенсора. На рис. 1б показаны S-параметры сенсора.

Ослабление в основном тракте передачи СВЧ мощности составляет 0,5 дБ. Это связано с большим значением переходного ослабления — 10 дБ, которое необходимо для нормальной работы модели прибора встроенного контроля.

¹ Работа выполнена при поддержке внутреннего гранта ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет», идентификатор 24/06-31.

a)



б)

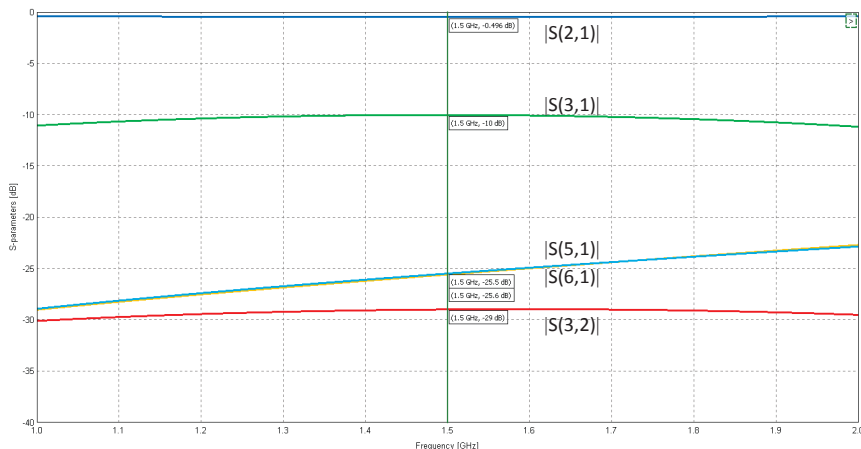


Рис. 1. Модель коаксиального СВЧ сенсора (а) и его S-параметры (б)

3. Заключение

Разработана конструкция коаксиального СВЧ сенсора, предназначенная для прибора встроенного контроля параметров микроволновых трактов, работающего в полосе частот 1 — 2 ГГц. Сенсор построен на основе коаксиальной линии с воздушным заполнением, длиной 100 мм. В состав сенсора входят направленный ответвитель и два ненаправленных измерительных зонда. Переходное ослабление НО изменяется в пределах 10 — 11 дБ. Направленность — 28—29 дБ. НО и измерительные зонды выполнены из провода диаметром 1 мм.

Список литературы

1. Gimpilevich Y., Tyschuk Y., Vertegel V. Mathematical model of the measuring procedure of an automatic device for built-in monitoring of microwave path parameters // 7th All-Russian Microwave Conference, Moscow, 25 — 27 November, 2020. P. 304—306.
2. Gimpilevich Y., Tyschuk Y. Calibration procedure for a quadrature meter of microwave path parameters // 7th All-Russian Microwave Conference, Moscow, 25 — 27 November, 2020. P. 313—315.
3. Gimpilevich Y., Zebek Z. Estimation of the quadrature error method of measuring parameters microwave paths // 7th All-Russian Microwave Conference, Moscow, 25 — 27 November, 2020. P. 307—309.
4. Гимпиевич Ю. Б., Никифоров С. М., Скорик И. В. Прибор встроенного контроля комплексных параметров микроволновых трактов и его схемотехническая реализация // Материалы 30-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 6-12 сентября 2020 г. — С. 349 — 350.
5. Гимпиевич Ю. Б., Зебек С. Е. Квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполосников // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2019. Т 22, № 1. — С. 29—38.
6. Патент 2683804 РФ, МПК G01R 27/28. Способ определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения микроволнового двухполосника / Гимпиевич Ю. Б., Зебек С. Е. Заявитель и патентообладатель ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет». — № 2018108378; заявл. 06.03.2018; опубл. 02.04.19, Бюл. № 10. — 18 с.
7. Гимпиевич Ю. Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов. — Севастополь: изд-во СевНТУ, 2009. — 293 С.
8. Гимпиевич Ю. Б. Зебек С. Е. Вертегел В. В. Овчаров П. П. Оценка случайной составляющей результирующей погрешности квадратурного способа измерения параметров микроволновых трактов // Материалы 30-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 6-12 сентября 2020 г. — С. 353 — 354.
9. Гимпиевич Ю. Б. Афонин И. Л. Тыщук Ю. Н. Разработка, моделирование и экспериментальное исследование датчика полных сопротивлений в полосковом исполнении // Материалы 30-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 6-12 сентября 2020 г. — С. 351 — 352.

Схемы измерений в подповерхностной резонансной томографии с датчиками на отрезках двухпроводной линии¹

¹ Гайкович К. П., ² Смирнов А. И.

¹ Институт физики микроструктур РАН
г. Нижний Новгород, ГСП-105, 603950, Российская Федерация
gaikovich@mail.ru

² Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается различные схемы измерений для реализации ближнепольной СВЧ томографии подповерхностной структуры диэлектрических неоднородностей, основанные на использовании резонансных датчиков с зондирующими элементами, представляющими собой отрезки двухпроводной линии. Для этих схем получены интегральные уравнения решения соответствующих обратных задач в рамках квазистатического приближения. В докладе представлены результаты численного моделирования предложенных методов, демонстрирующие эффективность разработанных алгоритмов.

1. Введение

В последние годы были развиты методы ближнепольной электромагнитной диагностики подповерхностных диэлектрических неоднородностей, основанные на решении обратных задач ближнепольного рассеяния в различных постановках и схемах измерений с применением различных электрически малых датчиков [1-5]. В опубликованных статьях экспериментально продемонстрировано главное преимущество ближнепольного подхода — возможность достижения субволновой разрешающей способности, что особенно важно при исследовании сильно поглощающих сред. Одним из предлагаемых подходов является рассматриваемый в данной работе метод резонансной ближнепольной СВЧ томографии по данным измерений импеданса, вносимого подповерхностными неоднородностями в резонансную систему с применением датчиков с зондирующими элементами на основе отрезков двухпроводной линии [4]. Предлагаются различные схемы измерений для реализации указанной томографии, и рассматриваются соответствующие обратные задачи.

2. Теория

Постановка обратной задачи ближнепольного рассеяния основана на данных измерений резонансных характеристик двухпроводных датчиков, которые сканируют в двумерной области поверхности исследуемой однородной среды с комплексной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = \varepsilon_0$, содержащей трехмерную неоднородность $\varepsilon_1(\mathbf{r}) = \varepsilon_1'(\mathbf{r}) + i\varepsilon_1''(\mathbf{r})$, при различном расстоянии между проводниками d , от которой зависит глубина проникновения зондирующего ближнего поля. Распределение комплексной диэлектрической проницаемости такой среды представляется в виде суммы $\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon_0 + \varepsilon_1(\mathbf{r})$. В рамках квазистатического приближения, справедливого при выполнении условия малости размера зонда к длине волны, получено интегральное уравнение, связывающее измеряемые вариации вносимой в импеданс резонансной системы комплексной емкости с распределением подповерхностной неоднородности комплексной диэлектрической проницаемости [4]:

$$c_1(x', y', z, d) = \int_V \varepsilon_1(\mathbf{r}) K(x - x', y - y', z, z', d) d\mathbf{r}, \quad (1)$$

где ядро уравнения $K = 1/4\pi\Delta U^2 |E_0(x - x', y - y', z, z', d)|^2$, ΔU — разность потенциалов между проводниками, E_0 — напряженность зондирующего электрического поля при $\varepsilon_1 = 0$.

Поскольку ядро трехмерного интегрального уравнения (1) зависит от разности поперечных координат, его можно свести к многократному решению одномерного интегрального уравнения Фредгольма 1-го рода путем двумерного преобразования Фурье:

$$c_1(k_x, k_y, z', d) = \int_z \varepsilon_1(k_x, k_y, z) K(k_x, k_y, z', z, d) dz \quad (2)$$

для каждой пары компонент k_x, k_y поперечного спектра по данным сканирования в двумерной области x – y системой резонансных датчиков с различной глубиной проникновения ближнего поля в исследуемую среду. Это позволяет преодолеть ограничения разрешающей способности при решении

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00782.

трехмерных уравнений с большой дискретизацией. Алгоритмы решения этой некорректной обратной задачи для уравнения Фредгольма 1-го рода (2) могут быть основаны на методе обобщенной невязки для комплекснозначных функций [2]. Из результата решения $\varepsilon_1(k_x, k_y, z)$ обратной задачи (2) в k -пространстве искомая трехмерная структура возмущения комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_1(x, y, z)$ получается аналогично путем двумерного обратного преобразования Фурье:

$$\varepsilon_1(x, y, z) = \iint \varepsilon_1(k_x, k_y, z) \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y. \quad (3)$$

а) Сканирование с фиксированным направлением проводов датчика.

Наиболее простой схемой реализации предложенного метода является сканирование с неизменной ориентацией датчика. Ядро уравнения (1) было получено в явном виде в [5]. Недостатком описанной схемы измерений является тот факт, что асимметрия датчика в плоскости x - y приводит к асимметрии ядра решаемого уравнения и, как следствие, к различию чувствительности и разрешающей способности метода для направлений вдоль и поперек относительно проводов датчика.

б) Сканирование в двух взаимно перпендикулярных направлениях проводов датчика.

Исправить этот недостаток можно путем синтеза симметричной апертуры путем дополнительного сканирования со сменой направления проводов датчика на перпендикулярное (или использованием коммутации между двумя скрещенными датчиками). Тогда, для суммы таких измерений в каждой точке, получается интегральное уравнение

$$c_1 = c_{\perp\perp} + c_{\parallel\parallel} = \int_{z'} \varepsilon_1(k_x, k_y, z') K_2(k_x, k_y, z', z, d) dz', \quad (4)$$

с симметричным по k_x и k_y ядром:

$$K_2 = K_{\perp}(k_x, k_y, z', z, d) + K_{\parallel}(k_x, k_y, z', z, d) \quad (5)$$

где $K_{\perp}$ равно K из (2), а для определения $K_{\parallel}$ используется его преобразование поворотом системы координат.

в) Сканирование с датчиком на скрещенных двухпроводных линиях.

Возможна и третья схема измерений на основе 4-проводных датчиков, состоящих из пары скрещенных отрезков двухпроводной линии, в которых зондирующее поле обоих датчиков включается одновременно, а принимаемый ими сигнал поступает на общую приемную резонансную систему. Тогда ядро соответствующего интегрального уравнения

$$c_1(k_x, k_y, z, d) = \int_{z'} \varepsilon_1(k_x, k_y, z') K_3(k_x, k_y, z', z, d) dz' \quad (6)$$

определяется суммарным зондирующим полем из уравнения (1), в котором складываются компоненты вектора поля, так что ядро нового уравнения в декартовых координатах определяется как

$$K_3 = \frac{1}{4\pi\Delta U^2} |\mathbf{E}_0|^2 = \frac{1}{4\pi\Delta U^2} [(\mathbf{E}_{0x\perp} + \mathbf{E}_{0x\parallel})^2 + (\mathbf{E}_{0y\perp} + \mathbf{E}_{0y\parallel})^2 + (\mathbf{E}_{0z\perp} + \mathbf{E}_{0z\parallel})^2]. \quad (7)$$

3. Заключение

Рассмотрены три схемы ближнепольного СВЧ зондирования с использованием резонансных датчиков на основе двухпроводной линии. В рамках квазистатического приближения для этих схем получены интегральные уравнения обратной задачи восстановления трехмерной структуры подповерхностных неоднородностей комплексной диэлектрической проницаемости.

Список литературы

1. Gaikovich K.P. Subsurface Near-Field Scanning Tomography // Physical Review Letters. 2007. V.98. No.18. P.183902.
2. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. // Pseudopulse near-field subsurface tomography // Physical Review Letters. 2012. V.108. No.16. P. 163902.
3. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Badeev V.A. Subsurface near-field microwave holography // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2016. V.9. Issue 1. P. 74-82.
4. Gaikovich K.P., Gaikovich P.K., Maksimovitch Ye.S., Smirnov A.I., Sumin M.I. Dual regularization in non-linear inverse scattering problems // Inverse Problems in Science and Engineering. 2016. V. 24. No. 7. P. 1215–1239.
5. Гайкович К.П., Смирнов А.И. Обратные задачи подповерхностной СВЧ томографии, основанной на применении датчиков на отрезках двухпроводной линии. В сб. : Труды XIV Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» (23-25 ноября 2020 г., Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН). С. 54-60.

Комплексный подход к проектированию системы обнаружения отказов и реконфигурации

¹ Паршина Е. С., ¹ Соколова Ю. С.

¹ АО «НПП «Радар ммс»

г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, Российская Федерация
parshina_es@radar-mms.com

Аннотация: Предлагается комплексный подход к проектированию системы обнаружения отказов и реконфигурации. Проектирование системы обнаружения отказов и реконфигурации осуществляется на соответствующем этапе проектирования радиоэлектронного комплекса путем последовательного выполнения этапов, на которых производится анализ системы, выбор и разработка модели отказов и алгоритмов функционирования, определение программно-аппаратного состава системы, создание имитатора прогнозирования и реконфигурации, а также последующая корректировка и доработка системы.

1. Введение

Большинство современных систем представляют собой сложный аппаратно-программный комплекс, отказ элементов которого может существенно сказаться на надежности всей системы в целом. Система обнаружения отказов и реконфигурации[1], позволяет повысить надежность системы путем поиска и прогнозирования отказов, реконфигурации устройства с целью восстановления его параметров в режиме реального времени.

В работе предлагается комплексный подход к проектированию системы обнаружения отказов и реконфигурации для интегрирования в состав систем различного назначения.

2. Проектирование системы обнаружения отказов и реконфигурации

Предлагаемый подход к проектированию системы обнаружения отказов и реконфигурации основан с учетом принципа универсальности для осуществления возможности использования системы в составе радиоэлектронных комплексов различного назначения.

Для удобства интеграции систем и обеспечения полного доступа к необходимому объему телеметрических данных проектирование системы предпочтительнее осуществлять параллельно и неразрывно с процессом разработки радиоэлектронного комплекса, в составе которого будет функционировать система обнаружения отказов и реконфигурации.

Предлагаемый подход к проектированию системы основан на последовательном выполнении этапов проектирования, представленных на рисунке 1.

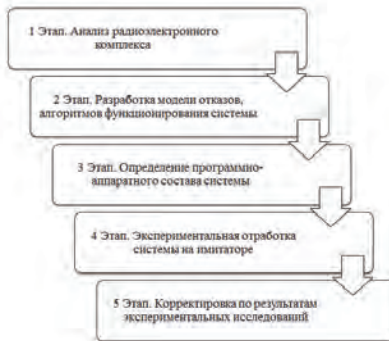


Рисунок 1. Этапы проектирования системы обнаружения отказов и реконфигурации

На первом этапе осуществляется анализ радиоэлектронного комплекса для определения необходимого состава и объема телеметрических данных, достаточных для анализа работоспособности системы и принятия решений о реконфигурации системы; анализ технических параметров радиоэлектронного комплекса с целью оценки возможности их восстановления.

На втором этапе осуществляется анализ и разработка модели прогнозирования отказов, разработка алгоритмов функционирования системы обнаружения отказов и реконфигурации. Данные, по-

лученные на первом этапе в ходе анализа радиоэлектронного комплекса, являются исходной информацией, используемой при создании моделей. На втором этапе применяются все современные методы и средства моделирования, в частности концепция «цифровых двойников» [2, 3]. Алгоритм прогнозирования работоспособности разрабатывается с учетом модели прогнозирования отказов, которая может строиться на основе существующих методов прогнозирования [4, 5, 6]: статистической модели, метода анализа деревьев неисправностей, метода подобия, метода Марковского анализа. Подходящим из вышеприведенных методов является метод деревьев неисправностей. Однако наиболее информативной является модель отказов на основе комбинирования методов прогнозирования, для создания которой необходимы временные ресурсы и специальная математическая подготовка на начальных этапах создания. Полученные модели используются для разработки алгоритмов функционирования системы обнаружения и реконфигурации отказов. Далее определяется глубина поиска отказов с определением уровней и составление структурной схемы надежности для системы обнаружения и реконфигурации отказов.

Третий этап характеризуется определением программно-аппаратного состава системы обнаружения отказов и реконфигурации в соответствии с необходимой глубиной поиска отказа. На данном этапе происходит документация, выбор с учетом требований надежности материалов и элементной базы.

Четвертый этап сопровождается созданием имитационной модели системы обнаружения отказов и реконфигурации на основе отладочных плат и набора датчиков, имитирующих составные части устройства. Такая модель позволяет оценивать и контролировать состояния устройства в целом, а также каждую составную часть, тем самым обеспечивается выполнение требований по определению отказов на требуемой глубине поиска неисправностей. Имитационная модель позволяет имитировать отказы с помощью физического воздействия на датчики и связи для набора необходимых статистических данных об устройстве и его составных частях. Таким образом, в модель закладываются все возможные состояния и нормируемые показатели для необходимого и своевременного определения отказов, мест возникновения отказов, а также причин, повлекших отказ.

На пятом этапе происходит корректировка состава системы и моделей, полученных на втором этапе, уточнение требуемых параметров системы обнаружения отказов и реконфигурации, доработка алгоритмов функционирования и детализация задач на уровне оператора.

4. Заключение

В работе предложен подход к проектированию системы обнаружения отказов и реконфигурации, заключающийся в последовательном выполнении этапов проектирования: 1) анализ радиоэлектронного комплекса, 2) разработка модели отказов, алгоритмов функционирования системы, 3) определение программно-аппаратного состава системы, 4) экспериментальная отработка системы на имитаторе, 5) корректировка по результатам экспериментальных исследований.

При соблюдении вышеперечисленных этапов в условиях ограниченного времени разработаны алгоритмы, позволяющие решать задачи по прогнозированию неисправностей устройств и их составных частей, реализованы функции реконфигурации в реальном времени и контроль состояния на заданном уровне поиска отказов.

Система обнаружения отказов и реконфигурации может быть интегрирована в различные устройства и системы промышленной, военной и гражданской отрасли.

Список литературы

1. Соколова Ю. С., Паршина Е. С., Чередеев К. Ю. Система обнаружения отказов и реконфигурации бортовой радиоэлектронной системы с активной фазированной антенной решеткой. В сб.: VII Международная научно-практическая конф. «Академические Жуковские чтения» (Воронеж, 20–21 ноября 2019 г.). 2019. С. 236 – 239.
2. Бирев Л. Э., Белкин И. О. Цифровой двойник // Инновации. Наука. Образование. 2021. №26. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://drive.google.com/file/d/17sUSzVyyqVXfcsCcuTCBsnzql8wWFzMcK/view?usp=sharing> (дата обращения: 16.04.2021).
3. Петров А. В. Имитационное моделирование как основа технологии цифровых двойников // Вестник Иркутского государственного технического университета. 2018. Том 22, № 10. С. 56 – 66.
4. Викторова В. С., Степанянц А. С. Модели и методы расчета надежности технических систем. Изд. 2-е, испр. Москва: Ленанд, 2016. 256 с.
5. Конесев С.Г., Хазиева Р.Т. Методы оценки показателей надежности сложных компонентов и систем// Современные проблемы науки и образования. 2015. №1. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=17558> (дата обращения: 11.04.2021).
6. Ahmed W., Hasan O., Pervez U., Qadir J. Reliability Modeling and Analysis of Communication Networks. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://arxiv.org/pdf/1612.08910.pdf> (дата обращения: 17.04.2021).

Особенности разработки радиолокатора профиля ветра в диапазоне 1680 МГц

¹ Иванов В.Э., ² Кудинов С.И., ³ Букрин И.В., ⁴ Ширшов Н.В.,

¹⁻³ ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина» (УрФУ),
г. Екатеринбург, 620009, Российская Федерация
v.e.ivanov@yandex.ru

⁴ АО «Центр эксплуатации объектов наземной космической инфраструктуры» (ЦЭНКИ)
г. Москва
N.Shirshov@russian.space

Аннотация: В настоящее время для исследования метеорологических параметров атмосферы, оперативных прогнозов погоды широко используются радиолокационные системы различного назначения, обеспечивающие получение данных неконтактными измерениями. В работе оценивается возможность создания радиолокатора параметров ветра приземной атмосферы на основе модернизации серийного отечественного аэрологического радиолокатора.

1. Введение

Одной из важнейших характеристик атмосферы является ветер, сложный по структуре, динамичный, изменяющий пространственные параметры в большом масштабе за короткий интервал времени. В настоящее время в радиолокационной метеорологии сформировалось направление, связанное с разработкой методов и средств дистанционного измерения вертикального профиля ветра в атмосфере путем определения доплеровского смещения частоты отражённого сигнала от метеорологических неоднородностей. Основным техническим средством этого направления являются специализированные радиолокаторы профиля ветра (РПВ), в зарубежной литературе называемые профайлерами [1-5]. В СССР были созданы опытные образцы профайлеров, работающие в различных диапазонах частот, однако широкого практического применения они не получили [2]. На аэрологической сети Росгидромета РФ и МО РФ для зондирования атмосферы с помощью радиозондов широко используются аэрологические радиолокаторы, работающие в дециметровом диапазоне волн, которые при соответствующей модернизации принципиально могут быть использованы для определения параметров приземного ветра без запуска радиозондов. В статье обсуждается возможность модернизации аэрологической РЛС для работы в режиме РПВ.

2. Формирования отраженных сигналов от метеорологических неоднородностей

Для измерения профиля ветра в любых погодных условиях РЛС должна обеспечивать регистрацию отраженных сигналов не только от крупных неоднородностей - осадков, облаков, аэрозолей, но и, в ясную погоду, от флуктуаций диэлектрической проницаемости атмосферы, связанных с турбулентными неоднородностями. Известно, что такого вида рассеяние наиболее интенсивно формируется на периодических неоднородностях, имеющих масштаб равный половине длины зондирующего излучения (рассеяние Брэгга). Физика формирования метеорологических неоднородностей такова, что их эффективный размер увеличивается с высотой исследуемого пространства. Рабочая длина волны рассматриваемой аэрологической РЛС составляет $\lambda = 17,9$ см, следовательно, масштаб метеорологических неоднородностей должен составлять около 9 см. Необходимо отметить, что в мировой практике наибольшее применение получили профайлеры, работающие в диапазоне 900-1300 МГц [1]. Однако выделение такой же полосы частот в РФ не представляется возможным.

В радиолокационной метеорологии для оценки отражающих свойств метеорообразований используют удельную радиолокационную отражаемость единицы объема – η . Для оценки уровня отражений от метеорологических неоднородностей разной физической природы (дождь, снег, облака и т.д.) используется величина радиолокационной отражаемости Z , мм⁶/м³. С целью определения уровня минимальных отражений от ясного неба (ОЯН) вводится структурная характеристика флуктуаций коэффициента преломления воздуха C_n^2 , м²/3. В зависимости от метеороусловий радиолокационная отражаемость, связанная с турбулентными неоднородностями, изменяется в значительных пределах от сильного уровня $C_n^2 = 10^{-14}$ до слабого $C_n^2 = 10^{-16}$, м²/3.

Основное уравнение, определяющее зависимость мощности принятого отраженного сигнала $P_{отр}(R)$ от основных технических параметров радиолокационной системы и свойств отражающего метеорологического объекта, имеет вид [5]:

$$P_{omp}(R) = G L_{\Sigma} P_3 R^{-2} \eta \exp \left\{ - \int_0^R \alpha(R) dR \right\}, \quad (1)$$

где P_3 – мощность зондирующего сигнала; G – коэффициент усиления антенной системы; L_{Σ} – потери сигнала, связанные с распространением в СВЧ тракте РЛС; R – расстояние от РЛС до рассеивающего объема; η – удельная радиолокационная отражаемость; $\alpha(R)$ – затухание сигнала в атмосфере.

Для определения параметров вертикального профиля ветра РЛС осуществляет зондирование атмосферы мощными когерентными радиоимпульсами. Отраженный сигнал, порожденный одним коротким зондирующим радиоимпульсом, представляет собой статическую картину отражений от неподвижных неоднородностей в объеме. При облучении отражающего объема последовательностью радиоимпульсов РЛС может принимать и накапливать энергию отраженного сигнала в течение определенного времени, характеризующегося статистической устойчивостью параметров движения отражающих неоднородностей в атмосфере. Движения большого количества неоднородностей в отражающем объеме вызывает статистическое доплеровское смещение частоты отраженного сигнала относительно частоты зондирующего сигнала. В результате накопления энергии и обработки сигнала в течение интервала статистической устойчивости на выходе когерентной РЛС может быть построен спектр доплеровского сигнала в направлении линии зондирования. Накопление энергии сигнала от исследуемого отражающего объема в течение определённого времени позволяет с помощью цифровой обработки построить спектр и оценить среднюю скорость движения метеорологических неоднородностей. [6, 7].

Структурная схема модернизируемой РЛС содержит фазированную антенную решетку с антенным приводом, блок когерентного приемопередатчика, блок цифровой обработки радиолокационной и телеметрической информации, АРМ оператора РЛС. Чувствительность аналоговой части приемного устройства при полосе пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ) 1,0–4,0 МГц составляет минус 132–136 дБ/Вт. Импульсная мощность передатчика составляет не менее 1,0 кВт. Период следования зондирующих импульсов равен $T_c = 50$ –75 мкс. Антенный привод обеспечивает наведение ДН ФАР по углу места ϵ в пределах 0–180 градусов, по азимуту β в пределах 0±360 градусов с точностью 0,16 градуса [8, 9].

3. Заключение

Проведённые оценки показывают, что технические характеристики когерентной аэрологической РЛС, после соответствующей модернизации системы цифровой обработки радиолокационной информации, могут отвечать требованиям необходимым для осуществления измерений параметров ветра в условиях ОЯН в диапазоне высот 300–4000 метров.

Следует подчеркнуть, что базовый режим работы аэрологической РЛС может быть существенно усовершенствован за счёт цифровой обработки принимаемого сигнала радиозонда. Это будет способствовать повышению качества и надёжности работы системы аэрологического радиозондирования атмосферы.

Список литературы

1. OPERATIONAL ASPECTS OF WIND PROFILER RADARS, INSTRUMENTS AND OBSERVING METHODS. WORLD METEOROLOGICAL ORGANIZATION, REPORT No. 79. WMO/TD No. 1196. 2003.
2. Кашеев Б. Л., Прошкин Е. Г., Лагутин М. Ф. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли. Харьков: Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ. 2002.
3. Ефремов В.С., Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С. и др. Поляризационный доплеровский метеорологический радиолокатор С-диапазона со сжатием импульсов // Журнал радиоэлектроники. – 2009. № 10. С.321–325.
4. Стерлядкин В.В., Кононов М.А. Расчет потенциала и оценка возможностей ветровой метеорологической РЛС мм диапазона длин волн. Научный вестник МГТУГА №158 / Серия Радиофизика и радиотехника. М.: МГТУГА, 2010. С. 52–59.
5. Горелик А.Г., Коломиец С.Ф., Шукун Г.Г. Информационные возможности ветровых профайлеров при зондировании атмосферы // Метеорология. Ученые записки, № 18, МГАПИ, 2004.
6. Литвин-Попович А.И., Олейников В.Н. Повышение эффективности цифровой обработки сигналов РЛС вертикального зондирования атмосферы. Прикладная радиоэлектроника, 2008, 7(4), с. 400–403.
7. Литвин-Попович А.И., Щекун С.Р. Использование априорной информации при обработке сигналов в метеорологических РЛС // Технологический аудит и резервы производства, 2013. №3/1(11), С. 24 – 28.
8. Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы // Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2004.
9. Иванов В.Э. Многорежимный аэрологический комплекс. Патент RU № 2710965. Опубликовано 2020.01.14.

Радиолокатор системы аэрологического радиозондирования атмосферы на базе SDR приемопередатчика

¹Плохих О. В., ²Гусев А. В.

Уральский Федеральный Университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

¹o.v.plohih@urfu.ru

²a.v.gusev@urfu.ru

Аннотация: Для получения информации о состоянии атмосферы широко используются метеорологические радиолокационные системы различного типа. В работе рассматриваются вопросы разработки блока цифровой обработки многофункционального радиолокатора системы зондирования атмосферы на основе технологии SDR (программно-определяемая радиосистема)

1. Введение

Цифровые методы и технологии уже давно проникли в различные области науки и техники, активно применяются в народном хозяйстве, в быту, а также для управления экономическими, социальными и политическими процессами. Серьезным подспорьем в деле цифрового захвата и удержания этих рубежей является активное развитие технологий и производства цифровой радиоэлектронной элементной базы. Остается лишь усмехнуться на неуклюжие фразы политиков о «цифровизации», «социальной дистанции» и осваивать новую технику. Применительно к радиолокации интересна технология SDR (Software defined radio – программно-определяемая радиосистема). Помимо структурных изменений в самом радиолокаторе появляется возможность программной перестройки радиосистемы, совмещая, таким образом, несколько систем разного типа в одном изделии.

Получение точной и оперативной информации о состоянии атмосферы является необходимым условием составления синоптических, авиационных и иных прогнозов, необходимых во многих сферах человеческой деятельности. Одним из основополагающих видов гидрометеорологических измерений являются производимые в свободной атмосфере аэрологические измерения. Среди них наиболее важное и значимое место занимает радиозондирование атмосферы, осуществляемое с помощью радиозондов, поднимаемых в свободной атмосфере газонаполненной оболочкой [1]. В настоящее время наиболее распространенными являются радиолокационные и радионавигационные системы зондирования. Так же следует упомянуть о бесконтактных средствах дистанционного зондирования нижних слоев атмосферы, таких как радиолокаторы параметров ветра [2].

2. Блок цифровой обработки радиолокатора

Цифровые технологии уже давно применяются в радиолокации. За последние 25 лет в России было разработано несколько радиолокаторов, применяющих цифровые методы обработки и управления. Первым проектом такого рода стал малогабаритный радиолокационный комплекс температурно-ветрового зондирования атмосферы «Бриз» с механическим наведением антенны и электронным сканированием, затем его последователь аэрологический радиолокационный вычислительный комплекс (АРВК) «Вектор-М» и альтернативный АРВК «МАРЛ-А» с активной фазированной антенной решёткой (АФАР) и электронным управлением лучом [3]. В АРВК «Бриз» и «Вектор-М» цифровая обработка сигналов и управление антенной выполняется отдельными функциональными модулями, объединёнными общей кросс-платой и подключенными к управляющему компьютеру по интерфейсу типа RS-485 или CAN. Состав этих модулей следующий: модуль измерения дальности, модуль управления приводом, модуль телеметрии, модуль определения угла рассогласования, модуль измерения углов, модуль управления приёмопередатчиком.

Современная элементная база позволяет реализовать большую часть цифровых модулей в одном, ключевыми компонентами которого являются подсистема обработки сигналов на несущей или промежуточной частоте, включая частотное и аналогово цифровое преобразование, предварительное прореживание и фильтрацию, и цифрового вычислителя, выполняющего обработку полученного квадратурного цифрового сигнала, формирующего сигналы управления другими модулями и блоками радиолокатора и передающего полученную информацию в управляющий компьютер для дальнейшей обработки и сохранения результатов. В приемном тракте интегральных микросхем SDR-систем входной сигнал обычно переносится на нулевую частоту и выделяется квадратурный полосовой сигнал. Разница между ними заключается в том, что выполняется сначала, преобразование частоты

ты или аналогово-цифровое преобразование (АЦП). Более продвинутые системы сначала осуществляют преобразование АЦП, а уже потом квадратурное цифровое преобразование частоты с помощью числовых опорных генераторов. Другие приемники сначала выполняют квадратурное преобразование частоты, а потом оцифровывают сигнал.

Для блока ЦОС был выбран цифровой SDR трансивер фирмы Analog Devices AD9361. Эта микросхема содержит 2 приемных и 2 передающих квадратурных канала. Разрядность АЦП и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) равна 12. Рабочий диапазон приемного тракта от 70 МГц до 6 ГГц. Ширина полосы канала регулируется в диапазоне от 200 кГц до 56 МГц. Есть аппаратные цифровые фильтры с программируемыми коэффициентами, функция прореживания выходного сигнала. Реализована система автоматической и ручной регулировки усиления. Для преобразования частоты используются встроенные программируемые частотные генераторы с фазовой автоподстройкой частоты. Передача отсчетов сигналов реализована по параллельным интерфейсам. Прием (передача) и обработка отсчетов квадратурных сигналов с частотами дискретизации 10 МГц и более являются непростой задачей для большинства цифровых сигнальных процессоров (ЦСП). Поэтому для последующей обработки обычно применяют высокопроизводительные многоядерные ЦСП платформы, либо программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), часто в паре ЦСП или процессором другой архитектуры. Поскольку в данной работе использовались готовые модули оценочных комплектов, то в пару к модулю на основе AD9361 была выбрана плата ZedBoard фирмы Xilinx на базе микросхемы Zynq XC7Z020-CLG484, реализующей концепцию цифровой системы на кристалле. В её составе двухъядерная процессорная вычислительная система APM9, мультиплексируемые интерфейсы ввода-вывода, в том числе 10 Гб Ethernet, и блок программируемой логики. Взаимодействие с управляющим компьютером выполняется через Ethernet, пропускная способность которого позволяет передавать не только значения измеренных параметров, но отсчеты сигналов каналов дальности, телеметрии и спектра для визуализации и обработки.

Одной из проблем реализации такого подхода является высокая сложность используемой элементной базы, что существенно затрудняет её освоение и применение. Ситуацию немного улучшается тем, что производители предлагают разработчикам исходные коды управляющего программного обеспечения, библиотеки и примеры программ, помогающие ускорить освоение аппаратуры и уменьшить количество полностью самостоятельно разрабатываемого кода. Кроме этого, можно найти в открытом доступе исходники библиотек, реализующих типовые алгоритмы, протоколы и интерфейсы на данной платформе.

3. Заключение

Технология SDR позволяет не только улучшить некоторые параметры радиолокационной системы аэрологического зондирования, но и реализовать новые функции не меняя аппаратуры. Одним из таких усовершенствований может быть реализация когерентного режима обработки сигнала суперрегенеративного передатчика-ответчика аэрологического радиозонда. Это позволит измерять не только координаты радиозонда, но и его радиальную скорость. Кроме этого, можно добавить режим работы с навигационным радиозондом, объединив таким образом радиолокационную и радионавигационную системы радиозондирования [3].

Еще одним важным направлением увеличения функциональности следует считать реализацию на базе этой аппаратуры радиолокатора профиля ветра (РПВ) [4]. Это метод дистанционного измерения вертикального профиля ветра в атмосфере путем определения доплеровского смещения частоты отраженного сигнала от метеорологических неоднородностей. На частоте 1680 МГц такой РПВ будет способен измерять профили ветра в диапазоне высот от 0 до 4-5 км.

Список литературы

1. Иванов В.Э. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / В.Э. Иванов, М.Б. Фридзон, С.П. Есаян; под ред. В.Э. Иванова. – Екатеринбург: УрО РАН, 2004. – 596 с.
2. Кашеев Б. Л., Прошкин Е. Г., Лагутин М. Ф. (ред.) Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли. Харьков: Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. 426 с.
3. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 9. С. 3–49.
4. Применение аэрологического радиолокатора для определения профиля ветра в приземной атмосфере / И.В. Букрин, А. В. Гусев, С. И. Кудинов, В. Э. Иванов, О. В. Плохих, С. Н. Шабунин // Ural Radio Engineering Journal. 2021, Т. 5, № 1. С. 32-48.

Определение электрофизических параметров почвы по искажению импульса, формируемого однопроводной линией

¹Колесов Г.Н., ¹Андрианов В.Г.

¹ Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов 410012, ул. Астраханская, 83, Российская Федерация

Аннотация: Получена зависимость между выбросами эюры разряда однопроводной линии и градиентом диэлектрической проницаемости, от которого зависит амплитуда выбросов. Определено соответствие между моментами времени, в которых возникают выбросы эюры разряда линии и координатами соответствующих точек линии.

1. Введение

Из теории длинных линий передач и теории антенн известно о зависимости первичных параметров (C_0 , L_0 , R_0 и G_0) линий «от поверхности земли» [1], [2], [3], [4]. Особенно это проявляется в однопроводных линиях, и т.н. антеннах Бевериджа. В связи с этим предложен метод определения электрофизических параметров земной поверхности по распространению электромагнитной волны с прямоугольным фронтом [7].

Рассматриваемый метод основан на принципе формирования импульсов наносекундной длительности посредством системы с распределенными параметрами, в которых присутствует неоднородность. Сущность метода заключается в интерпретации формы импульса, создаваемого неоднородной линией «провод-земля» [8]. Неоднородность данной линии обусловлена неоднородностью диэлектрической и магнитной проницаемостями исследуемой среды, а также ее удельной электропроводностью [10]. Перечисленные факторы сказываются на распространении электромагнитного поля в линии [9]. Следствием этого является искажение формы вершины импульса, формируемого линией [5], [6].

Согласно [8], [10] значение диэлектрической проницаемости почвы в каждой координате точки однопроводной линии можно найти по формуле

$$\varepsilon(t) = \frac{U(t)/\langle U \rangle}{2 - U(t)/\langle U \rangle} \frac{\mu_0}{\varepsilon_0 R_H^2}, \quad (1)$$

где $U(t)$ - значение напряжения вершины импульса в момент времени t , $\langle U \rangle$ - среднее значение напряжения всех точек вершины импульса, R_H - сопротивление нагрузки однопроводной линии.

Выражение, связывающее геометрию линии и скорость протекания переходного процесса в ней

$$V = \frac{2l}{\tau}, \quad (2)$$

где V - скорость распространения электромагнитной энергии в линии, l - длина линии, τ - длительность импульса, формируемого линией при ее разряде [7].

Движение фронта электромагнитной энергии в координате линии в определенный момент времени можно выразить следующей зависимостью:

$$x = Vt. \quad (3)$$

Подставляя в выражение (2) формулу (3), получим выражение, связывающее координату линии и момент времени, в который возникает некоторое значение напряжения эюры разряда линии:

$$x = \frac{2l}{\tau} t. \quad (4)$$

Зная, что значения диэлектрической проницаемости линии зависят от координаты линии, а значения напряжений эюры разряда линии зависят от времени, можно связать перечисленные величины с помощью полученного выражения.

2. Результаты исследований

В ходе эксперимента по исследованию формирующих свойств однопроводной линии, расположенной над поверхностью с резкими переходами пластов почвы (рис. 1а), была получена эюра разряда линии на сопротивление, значение которого близко к режиму разряда линии на согласованную нагрузку (рис. 1б) [8]. Согласно выражению (1) были найдены значения диэлектрических проницаемостей (рис. 1в) относительно формы вершины импульса (рис. 1б), а также посредством формулы (3) определена взаимосвязь между моментами времени импульса и координатами линии точек однопроводной линии.

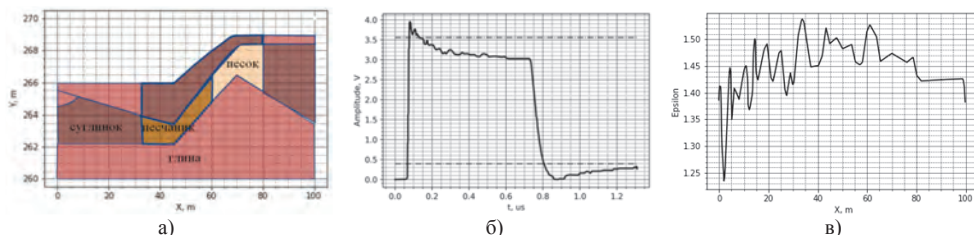


Рис. 1. Результаты экспериментов по исследованию формирующих свойств однопроводной линии: а) профиль исследуемой многослойной структуры, б) импульс, формируемый однопроводной линией в режиме, близком к режиму разряда на согласованную нагрузку, в) зависимость градиента диэлектрической проницаемости от координаты линии

3. Заключение

Исследование посвящено актуальной теме разработки и модернизации геофизических методов, применяемых для определения электрофизических параметров почв. Сравнивая найденные значения градиента диэлектрической проницаемости (рис. 1в) с профилем исследуемой многослойной структуры (рис. 1а) отмечаются резкие изменения градиента диэлектрической проницаемости в координатах перехода пластов почвы. Метод определяет границы пластов различных литологий. Вне рассмотрения остались вопросы, связанные с экспериментально найденными значениями градиента диэлектрической проницаемости. Полученные значения следует рассматривать с учетом двуслойной модели диэлектрика воздух-почва. Исследование имеет перспективы развития и внедрения в качестве геофизического метода определения границ залегания пластов.

Благодарности

Авторы работы выражают глубокую благодарность д. ф.-м. н., профессору М.В. Давидовичу и к. ф.-м. н., доценту М.М. Слепченкову за помощь, советы и замечания, касающиеся выполняемой работы.

Список литературы

1. Надененко С.И. Антенны. – М.: Связьиздат, 1959.
2. Мейнке Х., Гундлах Ф. Радиотехнический справочник. Том. I. — М.-Л.: Энергоиздат, 1961.
3. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Иоссель, Э.С. Качанов, М.Г. Струнский. Расчет электрической емкости. – Л.: Энергоатомиздат, 1981.
5. Кожевников Н. О. Применение теории длинных линий для исследования собственной переходной характеристики незаземленной горизонтальной петли. // Геология и геофизика, 2009, т. 50, №3, с. 300-316.
6. Кожевников Н. О. Тестирование измерительной системы для малоглубинной импульсной индуктивной электроразведки с помощью замкнутой петли. // XV Международный научный конгресс «Интерэкспо Гео-Сибирь». Сборник материалов в 9 т.. Новосибирск СГУГиТ 2019г.
7. Демирчян, К. С. Теоретические основы электротехники в 3 т. Т 1 / Демирчян К.С., Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. 4-е изд. 2003.
8. Андрианов В.Г., Шигаев В.Ю., Тимофеев В.В., Хохлов А.Е., Колесов Г.Н. Определение первичных параметров однопроводной линии // Вопросы прикладной физики: межвуз. науч. сб. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2020. Вып. 27 с. 85-88.
9. Шимони К. Теоретическая электротехника / перевод с немецкого Под редакцией проф. К. М. Поливанова издательство «Мир» Москва 1964.
10. Андрианов В. Г., Колесов Г. Н. Теоретическое определение зависимости амплитуды выброса на вершине импульса от емкости неоднородности в коаксиальной волноведущей системе // Вопросы прикладной физики: межвуз. науч. сб. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2020. Вып. 27 с. 45-47.

Разработка настраиваемого волноводного полосно-пропускающего фильтра системы контроля состава воздушной среды

Широков И. Б., Евдокимов П. А., Широкова Е. И.

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.org

Аннотация: Данная работа является частью проекта по созданию измерительного устройства для контроля содержания вредных газов в воздухе с применением микроволнового канала связи. В статье представлена разработка настраиваемого полосно-пропускающего фильтра, который является элементом волноводного тракта проектируемого устройства. Проектирование фильтра осуществляется в программном пакете ANSYS HFSS.

1. Введение

В работах [1-7] был описан метод контроля изменения состава воздушной среды и приведены конструктивные схемы устройства для реализации разработанного метода. В основе метода лежит измерение набега фазы микроволнового сигнала при его прохождении через контролируемую воздушную смесь. По данным, полученным в результате фазометрических измерений с учетом метеорологических условий, определяют изменение диэлектрической проницаемости воздуха, таким образом, регистрируют изменение состава воздушной среды.

Конструктивно устройство, позволяющее реализовать контроль за изменением состава воздуха состоит из измерительной станции и блока ретранслятора. Одним из элементов волноводного тракта блока ретранслятора является Y-циркулятор, который позволяет организовать развязку первично принятого и вторично излученного измерительных микроволновых сигналов. При этом для предотвращения самовозбуждения всего усилительного тракта за счет не идеальности Y-циркулятора, выход последнего соединяют с полосно-пропускающим волноводным фильтром, настраиваемым на рабочую полосу Y-циркулятора.

Таким образом, разработка и создание фильтра является важной задачей при проектировании блока ретранслятора.

2. Разработка настраиваемого волноводного фильтра

Для создания волноводного тракта проектируемого устройства с рабочей частотой измерительного сигнала $f = 9,4$ ГГц был выбран прямоугольный волновод со стандартным сечением 23×10 мм. Разработанный в программе ANSYS HFSS фильтр представлен на рис. 1.

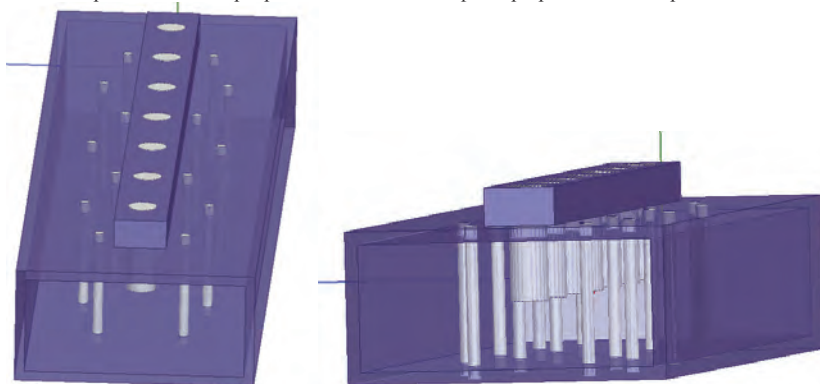


Рис. 1. Разработанный в программе ANSYS HFSS настраиваемый полосно-пропускающий фильтр

Фильтр, реализованный на таком волноводе, позволяет работать в частотном диапазоне от 8,4 до 12,4 ГГц. В качестве регулируемых элементов для настройки фильтра используются 7 штырей,

расположенные вдоль волновода, которые выполняют роль емкостной неоднородности [8]. Также разработанный фильтр имеет внутри 14 припаянных серебряных стержней, которые носят индуктивный характер. Материалом для волноводного фильтра была выбрана латунь.

3. Заключение

В рамках данной работы представлена разработка волноводного полосно-пропускающего фильтра с возможностью настройки в широком диапазоне частот. Разработанный фильтр является одним из основных элементов волноводного тракта проектируемого устройства для контроля изменения состава воздуха.

Благодарности

Исследование проводится при поддержке Фонда содействия инновациям по договору № 595ГУЦЭС8-D3/62032 от 15.10.2020.

Список литературы

1. Широков И. Б. Контроль содержания вредных газов в воздухе с использованием микроволнового канала связи / И. Б. Широков, П. А. Евдокимов, Е. И. Широкова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2020. – Т. 3. – № 4. – С. 389-398.
2. Широков И. Б. Система контроля изменения состава воздушной среды / И. Б. Широков, П. А. Евдокимов, Е. И. Широкова // Системы контроля окружающей среды. – 2021. – № 1. – С. 68-78.
3. Евдокимов П. А. Экологический контроль атмосферы вблизи транспортных магистралей и промышленных предприятий городов / П. А. Евдокимов, Е. И. Широкова, М. И. Соколова, И. Б. Широков // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – № 1-2. – С. 392-393.
4. I. B. Shirokov. System for Monitoring the State of Atmosphere near Industrial Facilities and City Highways / I. B. Shirokov, P. A. Evdokimov, E. I. Shirokova // Proceedings - 2020 7th All-Russian Microwave Conference, RMC 2020 : 7, – Moscow, 2020. – P. 298-303.
5. Evdokimov P. A. Urban Ecological Monitoring / P. A. Evdokimov, I. B. Shirokov, E. I. Shirokova // 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), – St. Petersburg, Moscow, 2021. – P. 1829-1834.
6. Широков И. Б., Евдокимов П. А., Широкова Е. И. Способ определения изменения содержания вредных газов в воздухе: пат. 2735058, Рос. Федерация. Заявл. 16.06.2020; опубл. 27.10.2020. Бюл. № 30. 9 с.
7. Широков И. Б., Евдокимов П. А., Широкова Е. И. Способ контроля изменения состава воздушной среды: пат. 2747263, Рос. Федерация. Заявл. 11.11.2020; опубл. 04.05.2021, Бюл. № 13. 12 с.
8. Гололобов Д. В., Кирильчук В. Б. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства. – Минск, БГУИР, 2005. – 311 с.

Учет нелинейности модуляционной характеристики в математической модели автодина с частотной модуляцией

¹ Носков В. Я., ² Богатырев Е. В., ¹ Игнатков К. А., ¹ Шайдунов К. Д.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация
bogatyrev-sfu@mail.ru

Аннотация: Разработана математическая модель автодинной системы ближней радиолокации с частотной модуляцией излучения, которая учитывает как нелинейность модуляционной характеристики реального СВЧ генератора, так и особенности формирования автодинных сигналов. Получены общие выражения для расчёта автодинных сигналов одноконтурного генератора с произвольным законом модуляции частоты и в общем случае произвольного времени запаздывания отражённого излучения. При этом учитываются случаи, когда время запаздывания отражённого излучения значительно меньше продолжительности периода модуляции, а также длительности периода автодинного сигнала.

1. Введение

В автодинных системах ближней радиолокации (СБРЛ), функционирующих в условиях сложной радиолокационной обстановки, широко используется линейная частотная модуляция (ЛЧМ) [1—4]. Однако реальные СВЧ генераторы, как правило, имеют нелинейность модуляционной характеристики (МХ). Для определения требований к допустимой величине этой нелинейности необходима математическая модель автодинного генератора, учитывающая ее влияние на формирование автодинного сигнала. Решение данной задачи в известной нам литературе не рассматривалось. Необходимость ее решения особенно возрастает в условиях применения больших значений девиации частоты излучения для достижения предельной разрешающей способности СБРЛ с ЧМ по дальности.

Цель работы – восполнить указанный пробел и для выполнения последующих исследований разработать математическую модель АД с ЧМ, учитывающую как нелинейность МХ, так и особенности формирования автодинного отклика генераторов СВЧ и КВЧ диапазонов.

2. Основные выражения

Для анализа влияния нелинейности МХ генератора на формирование автодинного сигнала воспользуемся результатами разработки математической модели одноконтурного автодинного генератора с ЧМ изменением смещения на варикапе, полученными в работе [5]. Здесь для случая отсутствия шумов запишем выражения (4) – (6) из [5] для относительных автодинных изменений амплитуды $a(t, \tau) = (A - A_0) / A_0$ и частоты $\chi(t, \tau) = (\omega - \omega_0) / \omega_0$ колебаний генератора в виде:

$$a(t, \tau) = -m_{ам} f_{мод}(t) + \Gamma K_a \cos[\delta(t, \tau) - \psi], \quad (1)$$

$$\chi(t, \tau) = -m_{чм} f_{мод}(t) - \Gamma L_a \sin[\delta(t, \tau) + \theta], \quad (2)$$

где A , A_0 и ω , ω_0 – текущие и стационарные значения амплитуды и частоты колебаний генератора; $m_{ам} = (\Delta A_m^{ам} / A_0)$, $m_{чм} = \Delta \omega_m^{чм} / \omega_0$ – коэффициенты амплитудной и частотной модуляции колебаний; $\Delta A_m^{ам}$, $\Delta \omega_m^{чм}$ – наибольшие отклонения амплитуды и частоты от стационарных значений при модуляции частоты; $f_{мод}(t)$ – нормированная модулирующая функция, имеющая период $T_{мод} = 2\pi / \Omega_{мод}$; Γ – приведённый к выходу генератора коэффициент отражения; K_a , L_a – коэффициенты автодинного усиления и девиации частоты [5]; ψ , θ – углы фазового смещения автодинных изменений; $\delta(t, \tau)$ – набег фазы отраженного излучения за время τ запаздывания отраженного излучения.

Для большинства практических случаев, когда выполняются условия $\tau \ll T_{мод}$ и $\tau \ll T_c$ (здесь T_c – период автодинного сигнала), анализ особенностей формирования автодинного отклика в генераторе с ЧМ можно проводить, полагая $\delta(t, \tau) = \omega \tau$ [5]. Тогда с учетом (2) и используя метод последовательных приближений k -го порядка получим выражение для фазовой характеристики автодина (ФХА) в виде:

$$\delta(t, \tau_n) = (2\pi \tau_n)_{(0)} + \pi B_{чм} f_{мод}(t) - C_{ос} \sin[(2\pi \tau_n)_{(1)}] + \pi B_{чм} f_{мод}(t) + \theta - \dots$$

$$-C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k-1)} + \pi B_{чм} f_{мод}(t) + \theta - C_{oc} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \pi B_{чм} f_{мод}(t) + \theta] \dots], \quad (3)$$

где $\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi$ – нормированное время запаздывания; $B_{чм} = \omega_0 m_{чм} \tau / \pi$ – параметр частотной модуляции; $C_{oc} = GL_a \omega_0 \tau$ – параметр обратной связи автодинной системы генератор – объект локации [6].

В дальнейшем будем рассматривать выражение для нормированного автодинного отклика $a_n(t, \tau_n)$ по изменению амплитуды колебаний генератора без учета первого слагаемого в (1):

$$a_n(t, \tau_n) = a(t, \tau) / \Gamma K_a = \cos[\delta(t, \tau_n) - \psi]. \quad (4)$$

Следуя [2], представим математическую модель МХ в виде суммы линейной $f_{лин}(t_n)$ и нелинейной $f_{нл}(t_n)$ функций

$$f_{мод}(t_n) = f_{лин}(t_n) + f_{нл}(t_n). \quad (5)$$

Для расчета сигнальных характеристик автодинных СБРЛ с ЛЧМ по несимметричному пилообразному закону и оценки влияния нелинейности МХ на их формирование воспользуемся аппроксимацией МХ разрывными функциями. В качестве линейной зависимости $f_{лин}(t_n)$ будем использовать функцию вида [5]:

$$f_{лин}(t_n) = (2/\pi) \arctg \{ \operatorname{tg}[(2\pi t_n + \pi)/2] \}. \quad (6)$$

При этом нелинейность МХ в (7) учтем с помощью полупериода функции квадрата косинуса:

$$f_{нл}(t_n) = 2\nu_n \{ 2\cos^2[(\pi/4)f_{лин}(t_n)] - 1 \}, \quad (7)$$

где ν_n – коэффициент нелинейности модуляционной характеристики; $t_n = t/T_{мод} = \Omega_{мод} t / 2\pi$ – нормированное время модулирующей функции.

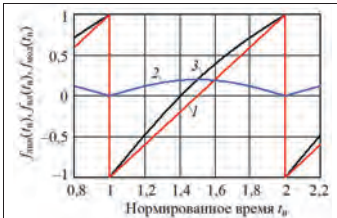


Рис. 1. Временные диаграммы линейной (кривая 1), нелинейной (кривая 2) и результирующей (кривая 3) модулирующих функций.

Как видно из (5), в данном случае расчет автодинного сигнала согласно (4) и (5) с учетом (3) сводится к учету двойной модуляции частоты.

На рис. 1 приведены временные диаграммы линейной $f_{лин}(t_n)$ (кривая 1), нелинейной $f_{нл}(t_n)$ (кривая 2) и результирующей или суммарной $f_{мод}(t_n)$ (кривая 3) функций модуляции, рассчитанные согласно (6), (7) и (5) соответственно. Максимальное значение функции $f_{нл}(t_n)$ соответствует наибольшему отклонению $f_{мод}(t_n)$ от линейной зависимости. Половина этого отклонения численно равно коэффициенту ν_n нелинейности модуляционной характеристики. В данном случае коэффициент нелинейности составляет величину $\nu_n = 10\%$.

3. Заключение

Разработана математическая модель автодина с ЧМ, учитывающая нелинейность модуляционной характеристики. Получены общие выражения для расчёта автодинных сигналов одноконтурного генератора с произвольным законом модуляции частоты в общем случае произвольного времени τ запаздывания отражённого излучения. Эти уравнения конкретизированы на случай практического использования большинства СБРЛ с ЧМ, когда выполняются условия $\tau \ll T_{мод}$ и $\tau \ll T_c$. Таким образом, разработанная математическая модель АД является более общей, чем модели, полученные в предшествующих работах.

Список литературы

1. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1985. Vol. 31, № 8. P. 613–624.
2. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.
3. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. Vol. 69, № 5. P. 451–458.
4. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32–86.
5. Носков В.Я., Васильев А.С., Ермак Г.П., Игнатков К.А., Чупахин А.П. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60. № 3. С. 154–165.
6. Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скриполь Ан. В. Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов. Саратов: Изд. Саратовского университета; 2003. 308 с.

Автодинный отклик частотно-модулированного СВЧ генератора при наличии нелинейности модуляционной характеристики

¹ Носков В. Я., ² Богатырев Е. В., ¹ Игнатков К. А., ¹ Шайдунов К. Д.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты исследований автодина (АД) с частотной модуляцией (ЧМ), в котором присутствует нелинейность модуляционной характеристики СВЧ генератора. Приведены основные соотношения для расчета автодинного отклика одноконтурного генератора для случаев линейного закона модуляции частоты, а также наличия ее нелинейности. Выполнены вычисления сигнальных характеристик и их спектров для различных условий работы АД с ЧМ. Установлена достаточно высокая степень влияния нелинейности модуляционной характеристики на формирование сигналов АД.

1. Введение

В настоящее время для решения ряда задач ближней радиолокации находят широкое применение автодины (АД) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [1—4]. Однако имеющаяся при ЧМ нелинейность модуляционной характеристики (МХ) реальных СВЧ генераторов, безусловно, накладывает свои условия на формирование автодинного отклика, но на сегодня данный вопрос в известной нам литературе не обсуждался. Необходимость решения данной задачи связана с поиском новых режимов и технических решений, обеспечивающих дальнейшее улучшение качественных показателей и расширение области применения АД в перспективных системах ближней радиолокации СВЧ и КВЧ диапазонов. Цель работы – восполнить указанный пробел, выполнив исследования влияния нелинейности МХ на формирование автодинного отклика в АД с ЧМ.

2. Основные соотношения для анализа

Для исследования влияния нелинейности МХ на формирование автодинного отклика в АД с ЧМ воспользуемся математической моделью СВЧ генератора, находящегося под воздействием собственного отраженного от объекта локации излучения, полученной в нашем предыдущем докладе¹. В основу этой модели положено казалось бы простое выражение для нормированного автодинного отклика $a_n(t_n)$ по изменению амплитуды колебаний генератора:

$$a_n(t_n) = \cos[\delta(t_n) - \psi], \quad (1)$$

где $\delta(t, \tau)$ – набег фазы отраженного излучения за время τ запаздывания отраженного излучения:

$$\delta(t_n) = (2\pi\tau_n)_{(0)} + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t_n) - C_{\text{ос}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t_n) + \theta - \dots - C_{\text{ос}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k-1)} + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t_n) + \theta - C_{\text{ос}} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \pi B_{\text{чм}} f_{\text{мод}}(t_n) + \theta] \dots], \quad (2)$$

$\tau_n = \omega_0 \tau / 2\pi$ – нормированное время запаздывания; $B_{\text{чм}} = \omega_0 m_{\text{чм}} \tau / \pi$ – параметр ЧМ; $C_{\text{ос}} = \Gamma L_a \omega_0 \tau$ – параметр обратной связи автодинной системы генератор – объект локации [6]; ψ, θ – углы фазового смещения автодинных изменений амплитуды и частоты; ω_0 – центральная частота СВЧ генератора; $m_{\text{чм}} = \Delta\omega_m^{\text{чм}} / \omega_0$ – коэффициент частотной модуляции колебаний; $\Delta\omega_m^{\text{чм}}$ – наибольшие отклонения частоты от частоты ω_0 ; L_a – коэффициент автодинной девиации частоты; $f_{\text{мод}}(t_n) = f_{\text{лин}}(t_n) + f_{\text{нл}}(t_n)$ – нормированная модулирующая функция; $f_{\text{лин}}(t_n), f_{\text{нл}}(t_n)$ – линейная несимметричная пилообразная и нелинейная составляющие модулирующей функции:

$$f_{\text{лин}}(t_n) = (2/\pi) \arctg\{\text{tg}[(2\pi t_n + \pi)/2]\}, \quad (3)$$

$$f_{\text{нл}}(t_n) = 2\nu_n \{2 \cos^2[(\pi/4) f_{\text{лин}}(t_n)] - 1\}; \quad (4)$$

$t_n = t / T_{\text{мод}}$ – нормированное время модулирующей функции и $T_{\text{мод}} = 2\pi / \Omega_{\text{мод}}$ – ее период; ν_n – коэффициент нелинейности МХ; $t_n = t / T_{\text{мод}}$ – нормированное время модулирующей функции.

¹ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдунов К. Д. Учет нелинейности модуляционной характеристики в математической модели автодина с частотной модуляцией (см. настоящий сборник).

3. Результаты вычислений

На рис. 1 для случаев линейной (а), (е) и нелинейной (б), (з) МХ представлены временные диаграммы формирования ФХА $\delta(t_n)$, мгновенного индекса $M_{\text{чм}}(t_n)$ ЧМ автодинного сигнала и сигнальной характеристики (СХА) $a_n(t_n)$. Расчёты выполнялись согласно (1), (2) с учётом (3) и (4) при $\tau_n = 0$, $B_{\text{чм}} = 5$, $\psi = 0,2$, $\theta = 1$ и $k = 50$ для различных значений $C_{\text{ос}} = 0,1$ (а), (б) и $C_{\text{ос}} = 0,7$ (е), (з) и коэффициента нелинейности МХ v_n : $v_n = 0$ (а), (е) и $v_n = 0,1$ (б), (з). При этом мгновенный индекс $M_{\text{чм}}(t_n)$ ЧМ автодинного сигнала вычислялся по формуле:

$$M_{\text{чм}}(t_n) = (2\pi B_{\text{чм}})^{-1} [d\delta(t_n) / dt_n] - 1. \quad (5)$$

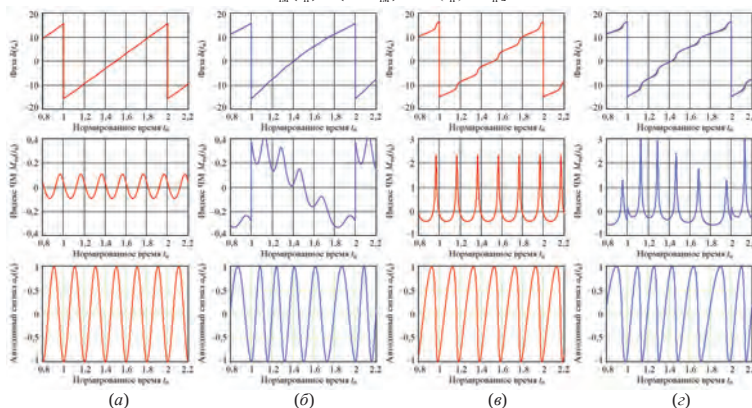


Рис. 1. Временные диаграммы ФХА $\delta(t_n)$, индекса ЧМ $M_{\text{чм}}(t_n)$ и СХА $a_n(t_n)$, рассчитанные при $C_{\text{ос}} \ll 1$ (а), (б) и $C_{\text{ос}} = 0,7$ (е), (з), а также различных значениях коэффициента v_n нелинейности МХ: $v_n = 0$ (а), (е) и $v_n = 0,1$ (б), (з)

Из приведенных на рис. 1, а временных диаграмм, рассчитанных при отсутствии нелинейности МХ ($v_n = 0$), следует, что в случае «слабого» отраженного излучения, когда $C_{\text{ос}} \ll 1$, в автодине формируются практически гармонические сигналы, как в системах гомодинного типа [9].

Наличие нелинейности МХ, как видно из графиков рис. 1, (б) и (з) вызывает значительные изменения вида временных диаграмм формирования автодинного сигнала. Если на графиках ФХА $\delta(t_n)$ появление дополнительной нелинейности заметно лишь при больших значениях коэффициента v_n , то на графиках индекса ЧМ $M_{\text{чм}}(t_n)$ и СХА $a_n(t_n)$ эти изменения в виде изменений периода и появления скачков в начале и конце цикла модуляции хорошо видны и при небольших значениях коэффициента v_n нелинейности МХ.

4. Заключение

Выполнено численное моделирование формирования сигналов в автодинной СБРЛ с ЧМ в случае наличия нелинейности МХ СВЧ генератора. Проведенный расчет позволяет сделать вывод, что данная нелинейность СВЧ генератора является одним из его важнейших параметров, поскольку даже небольшая величина этой нелинейности приводит к значительному изменению мгновенной частоты автодинного сигнала и искажению его формы, а также как показали вычисления методом БПФ, спектра сигнала. От степени линейности этой характеристики, ее стабильности зависит алгоритм обработки автодинного сигнала, погрешность измерения дальности и скорости, требуемая величина девиации частоты и целый ряд других параметров СБРЛ с ЧМ.

Список литературы

1. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1985. Vol. 31, № 8. P. 613—624.
2. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.
3. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. Vol. 69, № 5. P. 451—458.
4. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32—86.

Метод линеаризации модуляционной характеристики СВЧ генератора и принцип обработки сигнала автодинного датчика с помощью цифрового сигнального процессора

¹ Носков В. Я., ² Богатырев Е. В., ³ Ермак Г. П., ³ Васильев А. С.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация

³ Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАНУ,
г. Харьков, 61085, Украина

Аннотация: Предложен метод линеаризации модуляционной характеристики (МХ) СВЧ генераторов, предназначенных для автодинных систем ближней радиолокации (СБРЛ) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Метод основан на квазистатическом синтезе управляющего напряжения, корректирующего нелинейность МХ с использованием цифрового сигнального процессора. Описан также принцип цифровой обработки сигнала автодинной СБРЛ с ЛЧМ, избавляющий сигнал от сопутствующей составляющей паразитной амплитудной модуляции излучения.

1. Введение

В автодинных датчиках (АД) широкое распространение получила линейная частотная модуляция (ЛЧМ) излучения, которая обеспечивает повышенную надежность работы АД в сложных метеорологических условиях, селекцию на заданных расстояниях цели на фоне отражений от пассивных помех, подстилающей поверхности и других [1, 2]. Однако нелинейность модуляционной характеристики (МХ) СВЧ генераторов, как следует из результатов выполненных исследований¹, вызывает значительные изменения формы и спектра автодинного сигнала. Эти изменения отрицательно сказываются на таких важных показателях АД, как точность измерения дальности и ее разрешающая способность.

Одно из направлений разработки прецизионных систем ближней радиолокации (СБРЛ) связано с компенсацией отклонений МХ с помощью линии задержки, имитирующей объект локации на заданном расстоянии [3]. Однако такое решение значительно усложняет приемо-передающий модуль СБРЛ и сводит к минимуму основное достоинство АД – их конструктивную простоту. Проблему линеаризации МХ реальных СВЧ генераторов нам удалось разрешить с помощью метода квазистатической коррекции модуляционной характеристики без ущерба преимуществ автодинного принципа построения АД. В настоящей работе изложены подробности реализации этого метода, а также принципа обработки автодинного сигнала с применением цифрового сигнального процессора.

2. Суть методов линеаризации МХ и обработки автодинного сигнала

Суть метода квазистатической коррекции МХ состоит в формировании с помощью цифрового сигнального процессора (ЦСП) управляющего напряжения на варикапе по специально подобранному корректирующему закону $V_{\text{корр}}(t)$, при котором модулирующая функция $f_{\text{мод}}[V_{\text{корр}}(t)]$ является строго линейной зависимостью от времени t . Для этого выбор закона изменения управляющего напряжения от времени может быть определен следующим выражением:

$$V_{\text{корр}}(t) = f_{\text{идеал}}^{-1} \{ f_{\text{мод}}[V(t)] \}, \quad (1)$$

где $f_{\text{идеал}}^{-1}$ – функция обратная к строго линейной «идеальной» перестроенной характеристике СВЧ генератора. На практике функцию $V_{\text{корр}}(t)$ легко найти графически или с помощью полиномиальной аппроксимации, используя табулированные значения функций $V(t)$ и $f_{\text{мод}}(V)$ в узлах заданной сетки. Так, например, на рис. 1, а приведен график перестроенной характеристики генератора 8-мм диапазона на диоде Ганна. Корректирующая функция $V_{\text{корр}}(t_n)$ нормированного времени t_n для этой характеристики представлена на рис. 1, б.

¹ Носков В.Я., Богатырев Е.В., Игнатков К.А., Шайдулов К.Д. Автодинный отклик частотно-модулированного СВЧ генератора при наличии нелинейности модуляционной характеристики (см. настоящий сборник).

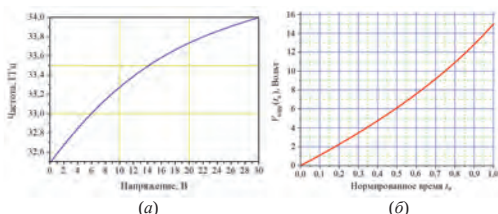


Рис. 1. Графики перестроочной характеристики генератора на диоде Ганна (а) и зависимости управляющего напряжения на варикапе, как функция нормированного времени t_n при квазистатической коррекции модуляционной характеристики (б)

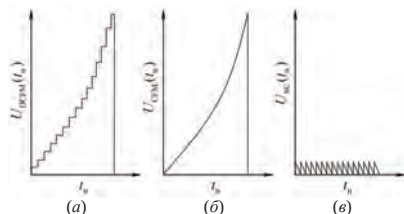


Рис. 2. Графики ступенчатого сигнала $U_{DCFМ}(t_n)$ на выходе ЦАП (а), сигнала модуляции $U_{CFМ}(t_n)$ после фильтрации помех (б) и паразитной составляющей $U_{SC}(t_n)$ помех (в)

Реализация корректирующей функции $V_{корр}(t_n)$ (1) выполнена нами путем цифрового синтеза требуемой зависимости управляющего напряжения по заранее сформированной таблице значений. Для этого в соответствии со снятой характеристикой генератора, формируется таблица цифровых кодов, которая записывается в постоянное запоминающее устройство цифрового сигнального процессора (ЦСП). В процессе работы устройства формирования управляющего напряжения ЦСП последовательно выбирает из таблицы хранящейся в его энергонезависимой памяти очередной цифровой код и отправляет его по шине последовательного порта в цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). В процессе последовательной выборки значений из таблицы с тактовой частотой работы ЦАП на его выходе формируется ступенчатый сигнал модуляции $U_{DCFМ}(t_n) = U_{CFМ}(t_n) + U_{SC}(t_n)$ (см. рис. 2), который содержит помимо желаемой составляющей $U_{CFМ}(t_n)$, так же и паразитную составляющую $U_{SC}(t_n)$, имеющую периодичность работы ЦАП. При достаточно высокой скорости выборок и высокой разрядности ЦАП, паразитная составляющая сигнала $U_{SC}(t_n)$, связанная с наличием ступенек, будет иметь малую амплитуду и высокую частоту. В таком случае паразитные составляющие можно легко отфильтровать применением ФНЧ относительно невысокого порядка.

Суть принципа цифровой обработки сигналов АД состоит в следующем. Первично, по старту системы производится её инициализация, что включает в себя настройку периферийных устройств ЦСП, распределение внутренней памяти, установку значений внутренних переменных, копирование исполняемых инструкций из низко производительного ПЗУ в высокопроизводительное ОЗУ. На следующем, шаге алгоритма работы вычислительного ядра производится установка значения пилообразного напряжения путём передачи в ЦАП цифрового кода. Синхронно, что важно, с установкой напряжения на ЦАП, производится выборка из АЦП (оцифровка входного сигнала) с последующим сохранением результата в оперативной памяти процессора. Последовательное повторение приведенных выше шагов, формирует, таким образом, массив данных в памяти ЦСП, который представляет собой оцифрованный сигнал автодинного отклика.

Далее накопленный массив данных подвергается цифровой фильтрации, путём применения фильтра верхних частот с конечной импульсной характеристикой, что улучшает характеристики сигнала, позволяет снизить влияние паразитной амплитудной модуляции и низкочастотных шумов. Затем сигнал передается в программный модуль быстрого преобразования Фурье, для вычисления его спектральных составляющих. После этого производится анализ спектра автодинного сигнала и принятие решения. Если требуется перед принятием решения визуализация спектра, то производится отправка полученного Фурье-спектра на индикацию.

3. Заключение

Предложен метод линейаризации МХ СВЧ генератора путем квазистатической коррекции управляющего напряжения с использованием цифрового сигнального процессора. Описан также принцип цифровой обработки сигнала автодинной СБРЛ с ЧМ, избавляющий сигнал от сопутствующей составляющей паразитной амплитудной модуляции.

Список литературы

1. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1985. Vol. 31, № 8. P. 613–624.
2. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.
3. Комаров В.М., Плохих А.П., Андреева Т.М. Радиолокационные измерители высоты и наклонной дальности с непрерывным частотно-модулированным излучением. Зарубежная радиоэлектроника. 1991. № 12. С. 52–70.

Результаты экспериментальных исследований автодинной СБРЛ с цифровым сигнальным процессором в блоке управления и обработки сигналов

¹ Носков В. Я., ² Богатырев Е. В., ³ Ермак Г. П., ³ Васильев А. С.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
noskov@oko-ek.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация

³ Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАНУ,
г. Харьков, 61085, Украина

Аннотация: Представлены описание автодинной системы ближней радиолокации (СБРЛ) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) излучения и результаты ее экспериментальных исследований. СВЧ блок СБРЛ выполнен на базе диода Ганна. Выходная мощность излучения составляет 25 мВт, центральная частота 36,5 ГГц. СВЧ модуль обеспечивает перестройку частоты варикапом в полосе до 500 МГц. Закон ЛЧМ – несимметричный пилообразный, частота модуляции 10 кГц. Блок управления и обработки сигналов выполнен на основе цифрового сигнального процессора. Целью экспериментов являлось исследование достигнутой точности измерения расстояния до отражателя, величины его перемещения и разрешающей способности по дальности. Полученные результаты исследований в виде спектральных диаграмм сигналов качественно подтвердили правильность технических решений и выбора методов линеаризации модуляционной характеристики и цифровой обработки автодинных сигналов.

1. Введение

Разработана автодинная система ближней радиолокации (СБРЛ) с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) предназначенная для решения задач автоматизации технологических процессов на сортировочной горке [1, 2]. Конструктивно СБРЛ состоит из двух частей: автодинного приемопередающего модуля и блока управления и обработки сигналов. Приемопередающий модуль выполнен на базе диода Ганна АА727А и варикапа 3А637А-6. Выходная мощность излучения составляет 25 мВт, центральная частота 36,5 ГГц. СВЧ модуль обеспечивает перестройку частоты в полосе до 500 МГц, частота модуляции 10 кГц. Блок управления и обработки сигналов, выполненный на основе цифрового сигнального процессора. Как описано в нашей работе¹, этот блок обеспечивает квазистатический синтез закона управляющего напряжения на варикапе для получения линейного изменения частоты генерации, а также выполняет цифровую обработку автодинных сигналов.

В настоящей работе представлены результаты экспериментальных исследований образца СБРЛ, основной целью которых является определение достигнутой точности измерения расстояния до отражателя, величины его перемещения и разрешающей способности по дальности.

2. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования проводились с описанным в [1, 2] образцом СБРЛ с ЛЧМ, предназначенной для измерения скорости вагонов и защиты стрелочных переводов на сортировочной горке. В первой группе опытов производились измерения при отражении сигнала от подвижного короткозамкнутого поршня расположенного в волноводном тракте, соединенном с СВЧ выходом автодинного генератора. На рис. 1, а представлены спектральные диаграммы сигналов автодинного отклика, которые соответствуют трём положениям подвижного короткозамыкателя в волноводном тракте. Как следует из результатов измерений, СБРЛ позволяет регистрировать перемещения отражателя с точностью до 30 см. Следует отметить, что достигнутая точность соответствует теоретическому пределу гомодинных СБРЛ с ЛЧМ, имеющих такую же полосу перестройки частоты [3].

Во второй группе опытов производились измерения разрешающей способности по дальности. Для этого к СВЧ выходу СБРЛ подключалась рупорно-линзовая антенна, а два уголкового отражателя располагались вдоль трассы распространения радиосигнала. На рис. 1, б представлены спектральные диаграммы сигналов автодинного отклика от двух отражателей расположенных на минимально

¹ Носков В.Я., Богатырев Е.В., Ермак Г.П., Васильев А.С. Метод линеаризации модуляционной характеристики СВЧ генератора и принцип обработки сигнала автодинного датчика с помощью цифрового сигнального процессора (см. настоящий сборник).

регистрируемом расстоянии. Как видно из рисунка, амплитуда автодинного отклика для разных угловых отражателей имеет различное значение, так как более близкий отражатель имеет меньший коэффициент отражения. Рис. 1, б иллюстрирует разрешающую способность по дальности СБРЛ. Как следует из результатов измерений, разрешающая способность составила 60 см.

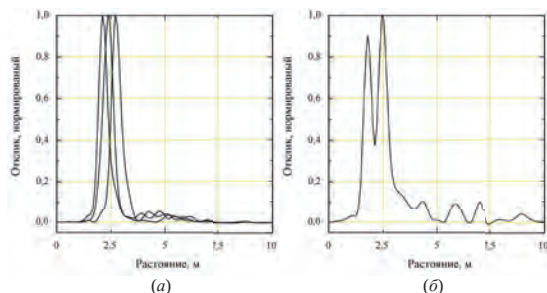


Рис. 1. Спектры автодинного сигнала, полученные от волноводного короткозамыкателя (а) и от двух угловых отражателей (б)

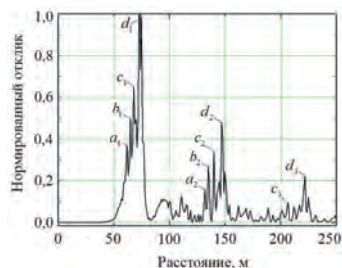


Рис. 2. Спектр автодинного сигнала, полученного от стены пятиэтажного здания, находящегося на расстоянии около 70 м

Как видно из кривых рис. 1, в спектрах выходных сигналов автодинной СБРЛ отсутствуют гармонические составляющие паразитной амплитудной модуляции и компоненты, связанные с процессом модуляции генератора. Таким образом, экспериментально показано, что применение цифровой обработки и формирования сигнала управления частотой генератора позволило решить задачу достижения высокой разрешающей способности по дальности в автодинных СБРЛ с ЛЧМ.

Попутно был проведен эксперимент приема и обработки «сильного» сигнала. Для этого случая на рис. 2 представлен спектр автодинного сигнала, полученного от стены пятиэтажного здания, находящегося на расстоянии около 70 м от СБРЛ. В спектре сигнала видны характерные пики от «блестящих точек» на стене здания, обозначенные цифрами a_1 , b_1 , c_1 , d_1 . Кроме основных гармоник, в спектре присутствуют также вторая и третья гармоники, появление которых очевидно связано с ангармоническими искажениями формы автодинного сигнала. Если рассмотреть спектр второй гармоники, то можно заметить, что компоненты a_2 , b_2 , c_2 , d_2 являются порождением компонентов a_1 , ..., d_1 первой гармоники. При этом различие по частоте между соседними гармониками a_2 , ..., d_2 в два раза больше, чем между их основными компонентами. Это хорошо видно на примере третьей гармоники, где точкам c_3 и d_3 соответствуют точки c_1 и d_1 первой гармоники. Отсюда следует, что более тонкая структура отражающего объекта проявляется в гармониках более высокого порядка спектра автодинной СБРЛ с ЧМ. Сигналы от расположенных поблизости отражателей, плохо различимые при обработке сигналов первой гармоники, будут лучше различаться при обработке второй или третьей гармоник.

Если учесть, что в СБРЛ с ЛЧМ ширина элементарного фильтра дискретного преобразования Фурье зависит только от полосы перестройки частоты и определяет максимальное разрешение, то анализ гармоник автодинного сигнала более высокого порядка позволяет получить разрешение выше теоретического предела для гомодинных СБРЛ с ЛЧМ. С другой стороны, при решении задач обнаружения целей в условиях «сильного» отраженного излучения наличие в спектре сигнала высших гармоник может быть причиной ложного срабатывания автодинной СБРЛ с ЛЧМ. Для исключения такой ситуации при цифровой обработке сигнала необходимо учитывать отмеченный здесь фактор.

3. Заключение

Полученные результаты исследований в виде спектральных диаграмм сигналов качественно подтвердили правильность технических решений и выбора методов линеаризации модуляционной характеристики и цифровой обработки автодинных сигналов.

Список литературы

1. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32—86.
2. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. Vol. 69, № 5. P. 451—458.
3. Komarov I. V., Smol'skiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.

Гомодинный формирователь микроволнового опорного сигнала для измерения расстояний

Широков И. Б., Скорик И. В., Покровский В. А.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, Университетская, 33
shirokov@ieee.org

Аннотация: Предлагается схемотехнический способ формирования частотного сдвига в транспондере системы микроволнового измерителя расстояния. В гомодинных системах применяется цифровой фазовращатель, обеспечивающий монотонный сдвиг частоты микроволнового сигнала за счет сдвига фазы микроволнового сигнала под управлением управляемого генератора тактовых частот, где, в свою очередь, частота сдвига микроволнового сигнала задается дополнительным микроконтроллером, который управляет генератором тактовых сигналов. Генератор тактовых сигналов формирует на своих выходах 6 низкочастотных цифровых сигналов с кратными значениями частот и подает их на вход управления цифрового фазовращателя. В результате на вход фазовращателя поступает двоичный последовательный код с циклическим увеличением и затем сбросом, что позволяет фазовращателю изменять фазу микроволнового сигнала от 0 до 2 π , что и обеспечивает частотный сдвиг.

1. Введение

В задачах, связанных с измерением расстояния в данном конкретном случае решается задача автоматического причаливания роботизированного судна, в качестве инструмента измерения расстояния предлагается использование гомодинного микроволнового измерителя расстояния состоящего из приемопередатчика на стороне роботизированного судна и транспондера на стороне причала. В схеме транспондера используется цифровой фазовращатель, который управляется программируемым генератором частоты в сопряжении с контроллером, которые вместе представляют ключевой узел схемы транспондера формирования микроволнового сигнала с частотным сдвигом. Описываемый функциональный узел схемы транспондера является одним из простейших и надежных решений с учетом экономического показателя. Схема транспондера с описанным узлом сдвига частоты микроволнового сигнала находит широкое применение в гомодинных микроволновых измерителях расстояния промышленного применения.

2. Теория

На передающей стороне гомодинного микроволнового измерителя расстояния генерируется опорный микроволновый сигнал, который излучается в направлении транспондера. Схема транспондера вносит частотный сдвиг в принятый микроволновый сигнал посредством монотонного периодического сдвига фазы. Далее сигнал излучается в направлении приемопередатчика, где происходит выделение сигнала разностной частоты от перемножения микроволновых сигналов с последующим измерением разности фаз опорного и полученного низкочастотных сигналов. Сдвиг микроволнового сигнала в транспондерах осуществляется на различные значения частот для разделения сигналов от нескольких транспондеров и вычисления расстояния до них в отдельности. Упрощенная структурная схема транспондера показана на рис. 1.

Согласно показанной структурной схеме транспондера (рис. 1) управляющий микроконтроллер передает команды и необходимые данные программируемому генератору тактовых частот, который в свою очередь генерирует 6 сигналов с заданной кратностью частот. Эти сигналы поступают по 6 шестиразрядной шине в цифровой фазовращатель. Подаваемые сигналы формируют мгновенный двоичный код на входах управления цифрового фазовращателя, формируя, таким образом, ступенчатый сдвиг фазы от 0 до 2 π .

Цифровой фазовращатель за счет периодического монотонного сдвига фазы микроволнового сигнала обеспечивает его необходимый сдвиг частоты, что позволяет впоследствии выделить разностный сигнал и далее определить расстояние между антеннами считывателя и транспондера.

3. Заключение

Для реализации основной части транспондера подобраны следующие компоненты:

- цифровой фазовращатель HMC936ALP6E;
- программируемый генератор тактовой частоты Si5351A;
- управляющий микроконтроллер PIC12F1822.

Далее следует разработка программного обеспечения для управляющего микроконтроллера, который позволит задавать рабочие режимы программируемому генератору тактовых сигналов.

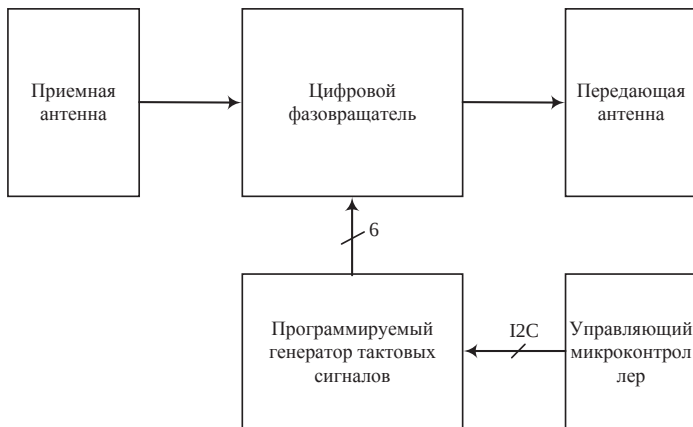


Рис. 1. Структурная схема транспондера гомодинного микроволнового измерителя расстояний

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке по внутреннему гранту Севастопольского государственного университета, проект № 23 / 06-31.

Сравнительный анализ алгоритмов идентификации лиц¹

¹ Андриянов Н. А., ² Андриянов Д. А.

¹ Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации
г. Москва, 125993 (ГСП-3), Ленинградский пр-т, 49, Российская Федерация
naandriyanov@fa.ru

² Ульяновский государственный технический университет
г. Ульяновск, 432027, ул. Северный Венец, 32, Российская Федерация

Аннотация: Работа представляет собой краткий аналитический обзор существующих в настоящее время алгоритмов идентификации лиц. Особое внимание уделяется также открытым тестовым датасетам с лицами. Представлены характеристики распознавания для различных алгоритмов, полученные с использованием данных датасета ORL.

1. Введение

Современный мир предоставляет людям различные возможности идентификации. Несомненно, самой надежной системой идентификации остается биометрическая система с использованием отпечатков пальцев. Однако в ряде случаев применение такой системы может быть избыточным. Особой популярностью в последние годы пользуются системы автоматического зрения, распознающие человека по лицу. Несмотря на сложности и возможные пути обмана таких систем, развитые компании все чаще и чаще используют при организации своей деятельности. Этим объясняется наличие целого ряда эффективных алгоритмов обработки изображений и видео, содержащих лица.

Тем не менее, большинство алгоритмов работает в соответствии с общей структурой, представленной на рис. 1 [1].



Рис. 1. Общая схема работы распознавателей лиц

Сначала происходит обнаружение лица на изображении. Эффективным инструментом здесь является детектор Виолы – Джонса, гистограмма ориентированного градиента (HOG) и метод главных компонент (PCA) [2]. Затем требуется выделение признаков, соответствующих базе имеющихся лиц. На данном этапе используются алгоритмы HOG, Eigenface, анализ независимых компонент (ICA) и др. [3] Они позволяют выделять характерные черты лица на изображении. Наконец, требуется сопоставить близость выделенных признаков к конкретному лицу. Для этого могут быть использованы методы корреляционного анализа и сверточные нейронные сети [4,5]. Далее рассмотрим некоторые базы изображений и характеристики точности распознавания.

2. Датасеты и результаты распознавания

На рис. 2а показаны методы, характерные для классификации по используемым признакам, на рис. 2б – базы изображений лиц.

В табл. 1 представлены результаты распознавания разных методов для базы ORL.

Структурный подход	Холлистический подход	Гибридный подход
• SIFT • SURF • BRIEF • LBP • HOG • LPO	• PCA • LDA • Eigenfaces • KPCA • CNN • SVM	• HGWLDA • LDA+OCLBP • PCA+ANFIS • PCA+LGBPHS • CNN+LSTM+ELM

а)



б)

Рис. 2. Наработки в распознавании лиц: (а) методы; (б) наборы данных

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-09048.

Анализ представленных результатов показывает, что современные методы в большинстве своем обеспечивают достаточно высокую точность (>90%).

Табл. 1. Точность распознавания

База изображений	Метод	Точность
ORL	LDA+Gabor	98.33%
ORL	BoW	99.5%
ORL	DCT	93.4%
ORL	RKPCA	87.3%
ORL	CNN	95%
ORL	LBPH+PCA	97.5%

3. Заключение

Исследована задача распознавания лиц. Отмечены существующие алгоритмы распознавания и базы изображений. Представлены сравнительные характеристики работы алгоритмов.

Список литературы

1. Коломиец В. Анализ существующих подходов к распознаванию лиц // [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://habr.com/ru/company/synesis/blog/238129/> (дата обращения: 25.04.2021).
2. Taunk P., Jayasri G., Priya J., Padma K., Suresh N. Face Detection using Viola Jones with Haar Cascade // Test Engineering and Management. 2020. V. 83. P. 19146-19149.
3. Imran Al., Miah M., Rahman H., Bhowmik A., Karmaker D. Face Recognition using Eigenfaces // International Journal of Computer Applications. 2015. V. 118. P. 12-16. DOI: 10.5120/20740-3119.
4. Andriyanov N.A. Comparative analysis of accuracy of various neural networks and optimization algorithms in recognition of clothing items task // Journal of Physics: Conference Series. 2020. 1661(1). 012017. P. 1-6. DOI: 10.1088/1742-6596/1661/1/012017.
5. Andriyanov N.A., Volkov A.K., Volkov A.K., Gladkikh A.A., Danilov S.D. Automatic x-ray image analysis for aviation security within limited computing resources // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2020. V. 862. P. 1-5. DOI: 10.1088/1757-899X/862/5/052009.

Механизмы первичного теплового эффекта от СВЧ и ВЧ волн во влагосодержащих гетерогенных материалах

Х. Ф. Махмудов

ФТИ им. А.Ф. Иоффе (Ioffe Institute), Санкт-Петербург, Россия
h.machmoudov@mail.ioffe.ru

Аннотация: Представлено исследование механизма поглощения и преобразования СВЧ-энергии в тепловую энергию при деструкции образцов влагосодержащих гетерогенных материалов. Установлено, что при поглощении и преобразовании СВЧ-энергии в тепловую начинают выполняться некоторые критерии неустойчивости образца при расхождении энергии и предложен механизм преобразования СВЧ-энергии в тепловую энергию в точках соприкосновения водонасыщенных пор в модельных образцах.

1. Введение

Исследования влияния СВЧ-облучения на материю начались в 1950-х годах, но до сих пор оно остается недостаточно изученным в различных областях науки. В многих горнодобывающих отраслях инженеры и ученые-экспериментаторы добились большого успеха в горнодобывающих отраслях [1-3]. В этих исследованиях весь процесс механизма поглощения и преобразования СВЧ-энергии в тепловую энергию в основном описан (качественно) и в большинстве выводах сущность теории построена только на экспериментальных наблюдениях, также недостаточно развиты пути постулирования некоторых важных процессов трансформации электромагнитных волн в гетерогенных материалах на электронном и молекулярном уровне [4-6].

2. Эксперимент и обсуждения

В настоящей работе образцы из водонасыщенных кварцсодержащих горных пород (из гранита) подверглись облучению. Исследования физических механизмов взаимодействия микроволнового излучения с водонасыщенными твердыми гранитными породами производились в СВЧ (сверхвысокочастотном) и ВЧ (высокочастотном) диапазоне [7-9]. При этом известно, что механизм преобразования энергии СВЧ-поля в тепловую энергию основан на изучении поляризационного эффекта “связанных зарядов”. Для подробности анализа сначала коротко опишем эти три механизма (Рис.2 а, б, с) [10].

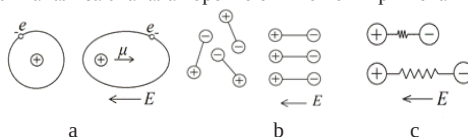


Рис. 2. а, б, с. Виды поляризации: а – электронная, б – дипольная, с – ионная

Первый вид — электронный (оптический). В этом случае поглощение СВЧ-энергии может осуществляться еще неполярными молекулами. Под действием внешнего поля возникают силы, направленные в сторону от ядра (рис. 2а). Второй вид поляризации – ионная: положительные ионы отклоняются вдоль направления поля (рис. 2б). Третий вид поляризации – ионная поляризация (рис. 2с): положительные ионы отклоняются вдоль направления поля, а отрицательные в противоположную сторону. Пористые и трещиноватые породы содержат всегда некоторое количество воды. При этом вода находится в связанном или свободном состоянии. Индекс водоотдачи зависит от величины породообразования, размера пор и взаимного расположения пор [11]. Учитывая относительное содержание воды в исследуемых материалах, рассмотрим еще один механизм, отличающийся от трех вышеперечисленных механизмов (рис 2 а, б, с) на основании ниже проведенных модельных экспериментов [9,12] на рисунке. 3а и 3б.

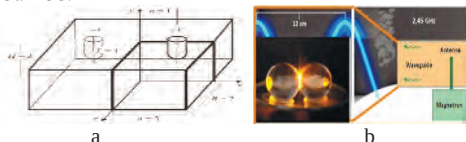


Рис. 3. а, б. а - схема модельного эксперимента в гетерогенном блоке с двумя ВЧ стержнями (схема расчетной области: $d/L = 0,4$; сетка $15 \times 15 \times 10\text{mm}$ ячеек); б – фото и схема СВЧ-аппарат (микроволновке); желто-красный цвет СВЧ-триггер

На рис. 3а показана схема модельного эксперимента в гетерогенном блоке с двумя высокочастотными стержнями. Механизм преобразования энергии ВЧ поля в тепловую энергию с помощью двух высокочастотных стержневых электродов в работе [9] также не обсуждался. Для уточнения этих механизмов в настоящей работе приведен модельный эксперимент аналогичный работы [12] (рисунок 3б), на рисунке желто-красным цветом показаны преобразования СВЧ-энергии в тепловую энергию в точках соприкосновения между двумя полистирольными заполненными водой шариками. Можно предположить, что причина появления свечения (желто-красного цвета) является иной механизм СВЧ-триггера, который отличается от описанных ранее трех видов механизмов поляризационного эффекта “связанных зарядов”, трансформирующих СВЧ-энергию в тепловую энергию. Данный модельный механизм не только отличается от механизма поляризационного эффекта “связанных зарядов”, но и может проявляться при определенных условиях. Эти условия можно наблюдать, проведя эксперимент СВЧ-воздействием (рис 3б). В момент начала облучения предполагается, что СВЧ-волна блокируется внутри полистирольных водных шариков [12] и подчиняется подобно закону полного отражения света в черном теле, с последующей генерацией резонансных колебаний. Фактически этот механизм приводит также к объединению и разрушению полистирольных водных шариков. Поэтому такой механизм нельзя исключить в эксперименте [9] и можно утверждать, что рассмотренные механизмы, включая поляризационный эффект “связанных зарядов” (СВЧ-триггерный механизмы) запускаются в соответствии с фундаментальными законами природы под действием электромагнитных и световых волн. При нахождении объекта в СВЧ-поле СВЧ-триггерный механизм можно рассматривать как активированный, а при дальнейшем временном воздействии можно определить микротрещиноватость и оценить характер зарождения источника трещин, а также места нестабильности от воздействия микроволн. Следует отметить, что несмотря на все механизмы генерации СВЧ излучения электромагнитных волн характеризуются различной мощностью, частотой, длиной волны и временем воздействия в зависимости от структурного и химического состава не влияют на активацию СВЧ-триггер механизма.

3. Заключение

Произведен эксперимент, моделирующий и описывающий механизм трансформации микроволновой энергии в тепловую, отличающийся от ранее рассмотренных трех механизмов. Механизм основан на резонансных колебаниях СВЧ-волн в порах гетерогенных образцах с последующей трансформацией микроволновой энергии в тепловую в местах соприкосновения. Впервые установлена необходимость определения самого источника зарождения трещиноватости, способа получения и места появления первичного теплового эффекта от микроволнового воздействия при изучении разрушения гетерогенных материалов в области механики разрушения твердого тела.



Рис. 4. Существующая схема, модель твердого тела и схема, добавленная (предложенная) в работе: колонка правая верхняя «микроволновая» и колонка правая нижняя «микроволновая теория разрушения»

Микроволновая теория разрушения впервые подробно рассмотрена, и предложено новое направление (рис. 4) наряду с другими направлениями разрушения, при изучении модели твердого тела в области исследования прочности и разрушения деструкции во влагосодержащих гетерогенных твердых диэлектриках.

Список литературы

- [1] Hartlieb, P. Grafe, B. Berg Huettenmaenn Monatsh. 2017, 162, P. 77-88 <https://doi.org/10.1007/s00501-016-0569-0>
- [2] <https://doi.org/10.1016/j.minpro.2016.04.003>
- [3] <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2016.04.019>
- [4] Lin B. International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences. 2020, 127, 104p
- [5] <https://doi.org/10.1016/j.mineng.2012.01.011>
- [6] Xiating F. et al. High-power microwave borehole fracturing device for engineering rock mass: 16317738 США. – 2020. US20200040717A1
- [7] Менжулин М. Г., Махмудов Х. Ф. ЖТФ. 2019, 64, С. 615- 919
- [8] Менжулин М. Г., Соколова В. Н. Записки Горного института. 2006, 5, С. 186-189.
- [9] Менжулин М. Г., Махмудов Х. Ф. ЖТФ. 2017, 62, С.1056 – 1064.
- [10] https://www.elremont.ru/svch/bt_rem18.php
- [11] <https://studfile.net/preview/1744447/page/6/>
- [12] Slepov A. D., Korfanty E. R., Curtis A., Bianucci P and Bambic A. P. 2017. Photonics North (PN) Ottawa ON 1-1.

Метод измерения положения границы раздела двух сред в емкости с применением отрезков длинной линии

Совлуков А. С.

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН
г. Москва, ул. Профсоюзная, 65, 117997, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

Аннотация: Рассматривается радиочастотный метод высокоточного измерения положения границы раздела двух диэлектрических сред, находящихся в какой-либо емкости одна над другой и образующих плоскую границу раздела, в частности двух несмешивающихся жидкостей с разной плотностью, независимо от значений диэлектрической проницаемости обеих сред. Метод реализуем с применением трех отрезков длинной линии с оконечными горизонтальными участками и организацией на их основе трех измерительных каналов.

Измерение положения границы раздела двух сред, находящихся в какой-либо емкости одна над другой и образующих плоскую границу раздела, в частности двух несмешивающихся жидкостей с разной плотностью, необходимо производить во многих отраслях промышленности. В качестве чувствительных элементов для этой цели могут применяться радиочастотные методы и средства измерений, характеризующиеся применением отрезков длинных линий (коаксиальной линии, двухпроводной линии и др.), размещаемых вертикально в емкости с контролируемыми средами, образующими плоскую границу раздела. Измеряя, в частности, резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить положение границы раздела двух сред. Недостатком таких методов и средств измерения является невысокая точность измерения, обусловленная зависимостью результатов измерения от электрофизических параметров контролируемых сред.

Рассмотрим метод измерения положения границы раздела двух диэлектрических сред с применением отрезков длинной линии, обеспечивающий инвариантность результата измерения положения границы раздела двух диэлектрических сред к значениям диэлектрической проницаемости обеих сред, образующих границу раздела. Для осуществления данного метода измерений положения границы раздела двух веществ применяют два размещаемых вертикально в емкости отрезка коаксиальной длинной линии одинаковой длины. Пространство между их проводниками заполняется средами в соответствии с их расположением в емкости. В этих отрезках длинной линии возбуждают электромагнитные колебания на разных резонансных частотах f_1 и f_2 , которым соответствуют разные распределения энергии электромагнитного поля стоячей волны вдоль данных отрезков длинной линии при разных нагрузочных реактивных сопротивлениях на их концах. Производят измерение резонансных частот f_1 и f_2 в зависимости от координаты z границы раздела двух сред в емкости. Наружные проводники обоих отрезков коаксиальной длинной линии имеют нижние оконечные, располагаемые параллельно, горизонтальные участки одинаковой фиксированной длины z_0 , скачкообразно заполняемые средами и опорожняемые при, соответственно, поступлении сред в емкость и их удалении из емкости. Между параллельными наружными проводниками отрезков коаксиальной длинной линии возбуждают электромагнитные колебания как в отрезке двухпроводной длинной линии, имеющем на конце его горизонтального участка нагрузочное реактивное сопротивление, отличное от нагрузочных реактивных сопротивлений на концах отрезков коаксиальной длинной линии, на третьей резонансной частоте f_3 и измеряют ее значение в зависимости от координаты z . Резонансной частоте f_3 соответствует иное, чем на резонансных частотах f_1 и f_2 , распределение энергии электромагнитного поля стоячей волны вдоль данного отрезка двухпроводной длинной линии. Совместное функциональное пре-

образование f_1 , f_2 и f_3 согласно соотношению
$$\frac{(f_{1_0}/f_1)^2 - (f_{2_0}/f_2)^2}{(f_{1_0}/f_1)^2 - (f_{3_0}/f_3)^2},$$
 где f_{1_0} , f_{2_0} , f_{3_0} – начальные, в

отсутствие обеих сред в емкости, значения f_1 , f_2 и f_3 , соответственно, обеспечивает инвариантность результата измерения положения границы раздела двух диэлектрических сред к значениям диэлектрической проницаемости обеих сред.

Система СВЧ переработки твердого органического сырья¹

¹ Крапивницкая Т.О., ¹ Буланова С.А., ¹ Денисенко А.Н., ¹ Богдашов А.А., ¹ Вихарев А.А.,
¹ Соболев Д.И., ¹ Песков Н.Ю.

¹ Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
bulanova@ipfran.ru

Аннотация: В работе рассматривается методика переработки твердого органического сырья при помощи СВЧ-излучения. Обсуждаются аспекты изменения температуры при подобной методике воздействия и принципиальная схема установки, позволяющая производить отбор трех различных фракций продукта (жидкого, газообразного и твердого).

1. Введение

Получение топлива сопряжено с переработкой ресурсов, насыщенных углеводородными компонентами. Наиболее распространенным источником органического сырья являются нефтяные месторождения, но данный подход сопряжен с экологическими проблемами. Для Российской Федерации подобным источником могут служить торфяники. По данным Международного Торфяного Сообщества (International Peatland Society, IPS) Россия обладает значительными запасами торфа (около 162,7 млн. га) [1], поэтому грамотная переработка данного ценного природного сырья может решить ряд экономических, экологических и ресурсосберегающих проблем. Переработка торфа в основном осуществляется при помощи печей и теплоэлектронагревателей [2], но их применение осложняется рядом проблем, связанных с неравномерностью нагрева, токсичными выбросами в атмосферу полиароматических углеводородов, низкой энергоэффективностью, сильной зависимостью от теплопроводности сырья. В данной работе рассматривается макет полупромышленной установки для переработки твердого органического сырья СВЧ-излучением.

2. Теория

Для проведения экспериментов применялся верховой сфагновый торф Греко-Ушаковского месторождения, обладающий высоким содержанием углеводородного сырья. Микроволновая установка представляла собой реактор загрузки сырья с направленным источником излучения – магнетроном, частотой излучения 2.45 ГГц и максимальной мощностью 1 кВт, подключенный к осциллографу и высоковольтному источнику питания. Принципиальная схема микроволнового комплекса для пиролиза торфа представлена на рисунке 1. На выноске показан результат трехмерного моделирования распределения СВЧ-поля в реакторе.

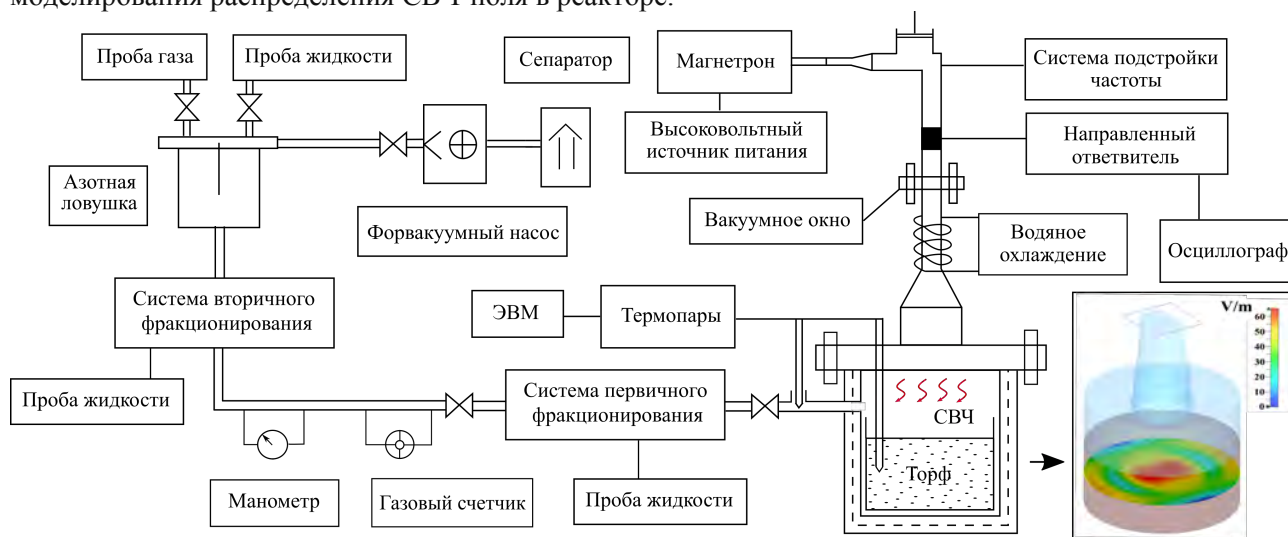


Рис. 1. Схема установки для проведения СВЧ переработки твердого органического сырья

Сбор продуктов переработки осуществлялся по фракциям в жидкостный отстойник и азотную ловушку с последующей транспортировкой в газовый отборник. Эксперименты проводились в форвакуумной атмосфере с давлением 0,1 атм. Также осуществлялся контроль температуры отходящих

¹ Работа выполнена в рамках госзадания ИПФ РАН, тема №0035-2019-0001.

газов при помощи термопары с подключенной системой Arduino и происходил вывод данных на компьютер для последующей обработки. Данный комплекс запатентован [3]. Согласно результатам проведенных ранее исследований [4,5] и новых экспериментов выход газообразных продуктов 20% масс, маслянистой фракции 30% масс и твердых продуктов 50% масс. Последние представляют собой углеродистый остаток с относительным элементным содержанием углерода 83 - 85% масс, водорода 4 - 5% масс, азота 2 - 3% масс, серы менее 0,3% масс.

По проведенным экспериментам были построены температурная кривая, которую можно разделить на три области. Скорость нагрева в первый промежуток времени составила 0,9 град/сек, что связано с инициацией действия СВЧ-излучения, с испарением сорбированных низкомолекулярных легколетучих компонентов. Вторая область имеет более низкую скорость нагрева, что указывает на большой массовый выход компонентов с температурой кипения 40-50°C при пониженном давлении. Данный процесс связан с десорбцией воды, реакциями декарбоксилирования и дегидратации высокомолекулярных компонентов торфа, представленных лигнином, гуминовыми веществами, обладающими большим количеством карбоксильных и гидроксильных групп.

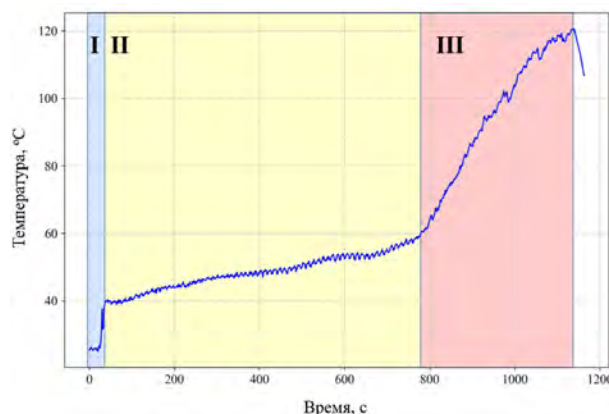


Рис. 2. График зависимости температуры отходящих газов от времени эксперимента

3. Заключение

В результате работы были получены три фракции углеродсодержащего сырья (твердая, жидкая, газовая), которые могут использоваться в качестве топлива, сырья для органического синтеза, а также твердую фракцию можно использовать в качестве сорбента жидких гидрофобных веществ. Проведенный эксперимент показал возможность контроля процесса при помощи температуры выходящих газов и его анализа с целью дальнейшего изучения теоретических основ микроволнового синтеза.

Список литературы

1. Заровняев Б.Н., Попов В.Ф., Шубин Г.В., Будикина М.Е., Соколова М.Д. Перспективы освоения месторождений торфа арктических и субарктических районов России // ГИАБ. 2020. №6. С.168-177.
2. Штин, С.М. Применение торфа как топлива для малой энергетики. // ГИАБ. 2011. № 7. С. 82.
3. Патент 2737007 С1 Российская Федерация, МПК H05B6/64, Комплекс для микроволнового пиролиза органических материалов / Песков Н.Ю., Крапивницкая Т.О., Соболев Д.И., Глявин М.Ю., Денисенко А.Н., заявители и патентообладатели Песков Н.Ю., Крапивницкая Т.О., Соболев Д.И., Глявин М.Ю., Денисенко А.Н., заявл. 29.06.2020. опубл. 24.11.2020.
4. Богдашов А.А., Крапивницкая Т.О., Песков Н.Ю. Моделирование тепловых и электродинамических процессов при СВЧ-пиролизе торфа // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2018): материалы 28-й Междунар. Крымской конф. (Севастополь, 9–15 сентября 2018 г.). Севастополь. 2018.Т. 6. С. 1381–1387.
5. Крапивницкая Т.О., Буланова С.А., Сорокин А.А., Денисенко А.Н., Ворожцов Д.Л., Семенычева Л.Л. Анализ продуктов низкотемпературного СВЧ пиролиза торфа // Известия вузов. Прикладная химия и биотехнология. 2020. т.10.№ 2. С. 339-348.

Исследование чувствительности пленок хитозана к аммиаку с помощью СВЧ электродинамического резонатора¹

¹Зайцев Б. Д., ¹Бородина И. А., ¹Семенов А. П., ¹Теплых А. А.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал,
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация
zai-boris@yandex.ru

Аннотация: С помощью газового датчика на основе электродинамического СВЧ резонатора исследована чувствительность пленок хитозана различной химической модификации: хитозан ацетат, хитозан гликолат, хитозан лактат и хитозан сукцинат к присутствию аммиака в воздухе, а также оценено характерное время релаксации. Было установлено, что при изменении концентрации аммиака в пределах 0 – 0.16% изменение резонансной частоты не превышает 0.2%. При этом изменение коэффициента отражения лежит в пределах 34 – 50%. Характерное время релаксации составляет 40 – 270 мин и зависит от химического состава пленки.

1. Введение

Виду того, что проблема контроля чистоты воздуха является крайне актуальной, исследователи уделяют особое внимание разработке различных газовых датчиков. Наибольшее распространение получили резистивные [1,2] и акустические [3] датчики, включающие газочувствительный слой, свойства которого меняются в присутствии газа. Ранее была показана перспективность нового типа газового датчика, основанного на СВЧ электродинамическом резонаторе и пленке хитозана [4]. В настоящей работе с помощью такого резонатора исследована чувствительность пленок хитозана различной химической модификации к присутствию аммиака в воздухе. Временные зависимости коэффициента отражения S_{11} и резонансной частоты для двух наблюдаемых резонансов, построенные при различной концентрации аммиака, позволили оценить чувствительность исследуемых пленок к аммиаку и характерное время релаксации на воздухе.

2. Описание особенностей эксперимента и полученные результаты

Схема датчика представлена на рис.1а [4]. Основным элементом датчика является электродинамический СВЧ резонатор, выполненный из отрезка прямоугольного волновода (2) с поперечными размерами $28 \times 12 \text{ мм}^2$. С одной стороны резонатор ограничен емкостным штырем (3) с переменной глубиной погружения. Этой стороной резонатор подключался к измерителю S параметров E5071C (Agilent, USA), который работал в режиме измерения частотной зависимости коэффициента отражения S_{11} . С другой стороны волновод закрывался пластиной ниобата лития (5) толщиной 0.5 мм. Были обнаружены два резонанса с частотами ~5.9 и 7.3 ГГц, имеющие добротность ~1500, соответствующие ситуациям, когда на отрезке волновода от штыря до пластины ниобата лития укладывались одна и две половинки, соответственно. Коэффициент отражения на воздухе без пленки хитозана был равен ~40 и 28 дБ для первого и второго резонансов, соответственно.

Для создания пленок использовались порошки хитозана различной химической модификации на основе солей уксусной кислоты (хитозан ацетат), гликолевой кислоты (хитозан гликолат), молочной кислоты (хитозан лактат) и янтарной кислоты (хитозан сукцинат). Порошок заданного химического состава добавлялся в дистиллированную воду в соотношении 15 мг на 1 мл воды. Полученный раствор перемешивался магнитной мешалкой в течение 4-5 часов при комнатной температуре. Затем водный раствор в количестве 8 мл заливался в пластиковый контейнер диаметром 35 мм, и после его высыхания в течение 2-3 суток образовывалась исследуемая пленка. Толщина пленки составляла 100, 200, 180 и 150 мкм для хитозана ацетата, лактата, гликолата и сукцината, соответственно.

Для исследования контейнер (7) с пленкой хитозана (6) плотно прижимался к пластине ниобата лития (5). Часть волновода, включающая пластину ниобата лития и контейнер с пленкой хитозана, размещалась в герметичной газовой камере (4). В газовую камеру устанавливалась открытая ячейка с 10% нашатырным спиртом, камера плотно закрывалась и постепенно заполнялась аммиаком. Измерение частотных зависимостей коэффициента отражения S_{11} осуществлялись через каждые 15 минут. Через 360 мин камера открывалась, и измерения проводились на воздухе. На рис. 1 (б) представлены временные зависимости коэффициента отражения для резонанса с частотой ~5.9 ГГц для пленок всех химических модификаций. На рис. 1 (в) представлены аналогичные зависимости для второго резонанса.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00300.

нанса с частотой ~ 7.3 ГГц. Была также рассчитана зависимость концентрации аммиака (отношение массы аммиака к массе воздуха) по известному объему камеры (1200 мл) и по известной площади открытой поверхности нашатырного спирта (20 см^2) от времени [3]. Было установлено, что в течение 360 мин концентрация аммиака увеличивалась от 0 до 0.16%.

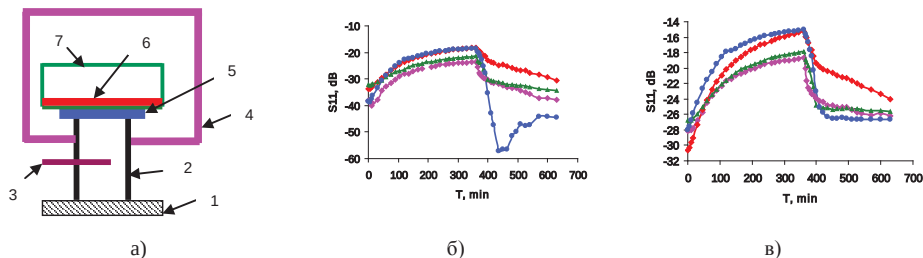


Рис. 1. (а) – Схема датчика: 1 – фланец, 2 – волновод, 3 – смкостный штырь, 4 – камера, 5 – пластина ниниоба лития, 6 – пленка хитозана, 7 – контейнер; (б – в) временные зависимости коэффициента отражения резонатора для первого (б) и второго (в) резонансов для пленок хитозана гликолата (красные линии), хитозана лактата (зеленые линии), хитозана ацетата (розовые линии) и хитозана сукцината (синие линии)

Рис. 1 (б) и 1 (в) показывают, что для всех пленок коэффициент отражения уменьшается со временем по абсолютной величине, стремясь к насыщению вплоть до момента открытия камеры (360 мин). После этого коэффициент отражения плавно увеличивается по абсолютной величине и стремится к насыщению. Такая зависимость объясняется тем, что с ростом концентрации аммиака проводимость пленок увеличивается, а на воздухе пленки плавно восстанавливают свою первоначальную проводимость [3]. Исключение составляет пленка хитозана сукцината, для которой зависимость S_{11} для первого резонанса после открытия камеры резко изменяется от -18.4 дБ до -57.3 дБ. Причина такого резкого скачка пока непонятна и требует специального исследования.

Сравнение реакции пленок различного состава на присутствие аммиака позволило сделать следующие выводы. Во всех случаях изменение резонансной частоты при изменении концентрации аммиака от 0 до 0.16% не превышает 0.2%. Изменение коэффициента отражения в этом случае для первого и второго резонансов составляет значительную величину, а именно: 41 и 33% для хитозана ацетата, 46 и 50% для хитозана гликолата, 33 и 34% для хитозана лактата, 52 и 46% для хитозана сукцината. Время восстановления отклика после воздействия аммиака на воздухе до 90% составляет: 180 мин для хитозана ацетата, 270 мин для хитозана гликолата, 40 мин для хитозана лактата и хитозана сукцината.

3. Заключение

Таким образом, с помощью газового датчика на основе электродинамического СВЧ резонатора исследована чувствительность пленок хитозана различной химической модификации: хитозан ацетат, хитозан гликолат, хитозан лактат и хитозан сукцинат к присутствию аммиака в воздухе, а также оценено время релаксации. Было установлено, что при изменении концентрации аммиака в пределах 0 – 0.16% изменение резонансной частоты не превышает 0.2%. При этом изменение коэффициента отражения лежит в пределах 34 – 50%. Оценено также характерное время релаксации, которое составляют 40 – 270 мин и зависит от химического состава. Порошки хитозана различного химического состава были предоставлены старшим научным сотрудником Сколковского института науки и технологии Федоровым Ф.С.

Список литературы

1. Bannov, A.G., Prášek, J., Jašek, O. and Zajíčková, L. Investigation of pristine graphite oxide as room-temperature chemiresistive ammonia gas sensing material // *Sensors*. 2017. Vol. 17. P. 320.
2. Sugita, W., Khunkaewla, P., Schulte, A. Electrochemical biosensor applications of polysaccharides chitin and chitosan // *Chem. Rev.* 2013. Vol. 113. P. 5458–5479.
3. Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Fedorov F.S., Grebenko A.K., Nasibulin A.G., Semyonov A.P., Borodina I.A. Evaluation of elastic properties and conductivity of chitosan acetate films in ammonia and water vapors using acoustic resonators // *Sensors*. Vol. 20. №3. P. 2236.
4. Зайцев Б. Д., Семёнов А.П., Теплых А.А., Бородина И.А. Газовый датчик на основе СВЧ электродинамического резонатора. В сб. : 30-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМи-Ко'2020 (Севастополь, 6—12 сент. 2020 г.). 2020. С. 376—377.

Исследование влияния сдвигов структур системы беспроводной передачи энергии увеличенного расстояния

Широков И. Б., Сердюк И. В., Азаров А. А., Широкова Е. И.

Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, 299053, г. Севастополь, Россия
shirokov@ieee.org

Аннотация: Представлены принципы построения системы беспроводной передачи энергии. Представлены результаты моделирования для различных взаимных сдвигов электромагнитных структур. Показана применимость системы для беспроводной передачи электроэнергии для зарядки батарей электротранспорта.

1. Введение

Исследования, связанные с разработкой и улучшением систем беспроводной передачи электрической энергии, являются актуальными по причине всё большей распространённости систем, работающих на основе аккумуляторных батарей. Система беспроводной передачи энергии, функционирующая на основании двух микрополосковых структур описана ранее. Основным блоком исследований описанной системы являются фрагменты направленных ответвителей, функцию которых выполняют микрополосковые структуры. Моделирование и экспериментальные исследования данной системы продемонстрировали работоспособность, качество и высокую эффективность предложенной ранее системы.

Ранее были представлены исследования системы беспроводной передачи электрической энергии на расстоянии до 10 мм при наличии сдвигов по осям X и Y. Данные исследования не описывают реальную систему для подзарядки аккумуляторных батарей автономного электротранспорта по причине наличия в них клиренса, порядка 100 – 200 мм. Таким образом, возникла необходимость исследования комплексных сдвигов, на расстояниях, соизмеримых с клиренсом транспортных средств для оценки эффективности процесса беспроводной передачи электрической энергии для подзарядки аккумуляторных батарей автономного электротранспорта.

2. Моделирование электромагнитных структур

В процессе проведения аналитического разбора системы было решено взять ширину линий 50 мм. Зазор между витками при свёртывании линии в спираль также должен быть 50 мм для исключения наложения электромагнитного излучения с соседних витков.

Ограничение по площади задавались исходя требований к системе, и это значение соответствует 1 м² исходя из этого, длина линии получилась равной чуть более 10 м.

Основным параметром, определяющим эффективность процесса беспроводной передачи электрической энергии, является коэффициент передачи.

Так как конечная цель системы – подзарядка АКБ автономного электротранспорта, моделирования проводились на расстояниях соизмеримых с клиренсом среднего автомобиля. Таким образом, расстояние на котором проводились исследования, соответствует 150 мм (без учёта толщины диэлектрического слоя приёмной структуры, расположенной на транспортном средстве). С учётом возможного наличия офсетных и радиальных сдвигов, исследования проводились при различных значениях данных параметров.

На рисунке 1 показан результат исследований процесса беспроводной передачи электрической энергии при отсутствии офсетных сдвигов, то есть при полном совмещении электромагнитных структур на расстоянии 150 мм.

На графиках розовым цветом показано значение коэффициента передачи при отсутствии радиальных сдвигов и полностью зеркальном расположении структур, коричневым – при наличии радиального сдвига на 45 градусов и синим – при наличии радиального сдвига на 90 градусов. Как видно, максимум коэффициента передачи наблюдается на частоте 50 МГц для сдвигов 0 и 45 градусов, а для 90 – максимум находится на частоте 104 МГц.

В таблице 1 представлены результаты исследований (максимумы коэффициентов передачи и частоты этих максимумов) при наличии как радиальных, так и офсетных сдвигов.

Значения, представленные в таблице 1, имеют широкий разброс по частоте. Таким образом, помимо основных максимумов интерес представляют пики, находящиеся в близости к более удобным для выпрямления частотам (низким) и в более узком диапазоне. Исходя из этого, в дальнейшем требуется проведение дополнительных исследований с целью уменьшения рабочего диапазона частот.

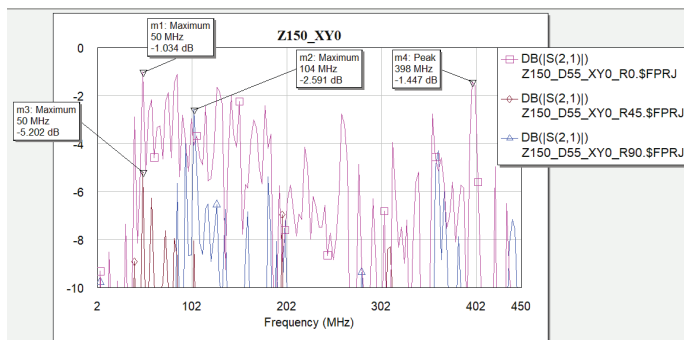


Рис. 1. Результат исследования коэффициента перада электромагнитных структур

Таблица 1. Результат исследования системы беспроводной передачи электрической энергии при наличии радиальных и офсетных сдвигов

Радиальный\офсетный	0 мм	50 мм	75 мм	100 мм
0°	-1.034 дБ 50 МГц	-0.55 дБ 443 МГц	-0.64 дБ 446 МГц	-1.1 дБ 446 МГц
45°	-5.202 дБ 50 МГц	-5.9 дБ 50 МГц	-6.7 дБ 50 МГц	7.0 дБ 95 МГц
90°	-2.591 дБ 104 МГц	-4.57 дБ 86 МГц	-5.4 дБ 449 МГц	5.4 дБ 200 МГц

3. Заключение

Таким образом, в работе представлены исследования системы беспроводной передачи электрической энергии, способной осуществлять подзарядку АКБ автономного электротранспорта. В рамках данной работы также подтверждается масштабируемость системы, а также подтверждается наличие потерь при наличии различного рода сдвигов. Параметры исследований задавались исходя из ограничений, заданных реальной системой. Значения коэффициента передачи соответствует допустимым значениям для осуществления процесса беспроводной передачи электрической энергии для подзарядки аккумуляторных батарей автономного электротранспорта.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке РФФИ и Севастопольского региона, номер проекта 20-48-920001.

Исследование влияния энергии СВЧ излучения на реологические свойства полимерного покрытия на основе эпоксидной смолы

¹Абуталипова Е. М., ¹Скляев П.В., ¹Пережогин Д. Ю., ¹Трошина О.С.

¹ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет»

г. Самара, 443100, ул. Первомайская, 18, Российская Федерация

mahp@samgtu.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных исследований нетепловой модификации полимерных изоляционных покрытий на эпоксидной основе электромагнитным полем СВЧ диапазона. Для оценки качества покрытия внутренней поверхности трубопроводов новым полимерным материалом на основе эпоксидной смолы рассматривали тиксотропные свойства, процент восстановления структуры до и после воздействия СВЧ излучения.

1. Введение

В последние годы наблюдается существенный рост эксплуатационных свойств известных изоляционных покрытий за счет того, что производители постоянно совершенствуют их рецептуры. Наиболее распространенными покрытиями для антикоррозионной защиты внутренней поверхности промышленных трубопроводов являются покрытия на основе эпоксидной смолы, обладающие рядом преимуществ. Наряду с совершенствованием составов покрытий и технологий их нанесения, актуальным направлением исследований является нетепловая модификация традиционных материалов покрытий в электромагнитном поле СВЧ диапазона.

2. Теория

Из всех типов физической модификации значительный интерес представляет нетепловое воздействие электромагнитного поля сверхвысокочастотного радиодиапазона (СВЧ ЭМП) [1,2], который обеспечивает равномерность обработки вещества в облучаемом объеме и высокую стабильность энергетического потока вследствие отсутствия инерционности при варьировании его мощности [3].

Установленный ранее оптимальный диапазон допустимой удельной энергии СВЧ излучения - 102,5...205,8 кДж/кг и время обработки - 1÷3 минуты, в течение которого происходит нетепловая трансформация структуры полимерного материала, и улучшаются их физико-механические свойства [4] был принят для дальнейшего исследования модификации свойств новых составов полимерных изоляционных материалов, в частности на основе эпоксидной смолы.

В ходе проведения испытаний были испытаны разные сочетания компонентов полимерной композиции покрытия, включая разные виды смол, растворителей и различных добавок с наполнителями, а также их процентное соотношение. Для дальнейших исследований нетеплового воздействия СВЧ излучения отобран новый состав композиции, образованный совмещением компонента А, представляющего собой эпоксидную смолу ЭД-20 в виде готового компаунда, и компонента В, представляющего собой отвердитель при их соотношении в мас. %: 59,6-65,4 эпоксидной диановой смолы ЭД-20, 40,4-34,6 отвердителя.

Для определения реологических характеристик полученных образцов использовался реометр Modular Compact Rheometer MCR52 Anton Paar, Австрия. Измерения проводили в системе «плита-плита» PP50, зазор между плитами – 1 мм. Результаты измерений обрабатывались в программе RheoCompassver. 1.25. Для определения вязкости исходных компонентов, а также их смеси использовали тест определения вязкости от скорости сдвига Viscosity Curve (1-100 с-1, 1 точка/1 сек, 20°C).

Для оценки тиксотропных свойств образцов использовали трёхинтервальный тест ZITTOsc-Rot-Osc, в котором имитируется процесс нанесения образца на трубопровод и определяется степень восстановления структуры после снятия нагрузки. Условия проведения: 20°C, интервал 1 и 3 $\gamma=1\%$, $f=1$ Hz, интервал 2 – скорость сдвига – 1000 с-1. Для изучения динамики набора вязкости после смешения компонентов использовали тест Shear Rate, в котором вязкость измерялась при постоянной скорости сдвига 10 с-1 и постоянной температуре 20°C. Наблюдение за набором вязкости вели 60 мин.

Полученные результаты представлены в таблице 1.

Результаты исследований обработанной композиции СВЧ облучением показали, что максимальное значение процента (%) восстановления структуры через 60 с после снятия нагрузки отмечается у образца, обработанного удельной энергией 205,8 кДж/кг и составляет 68%.

Табл. 1. Результаты исследования тиксотропных свойств полимерного покрытия на основе эпоксидной смолы, обработанного СВЧ излучением

Композиция	Удельная энергия СВЧ излучения		
Компонент А: ЭД-20 Компонент В: Дибутилфталат Микрокальцид Диоксид кремния Полиэтиленполиамин Диоксид титана	102,5 кДж/кг	205,8 кДж/кг	Без СВЧ
Интервал 1 Комплексная вязкость η^* , Па·с	130,19→125,28	147,24→114,33	138,86→124,46
Интервал 2 Вязкость η , Па·с	4,52→0,90	5,51→1,06	2,85→2,01
Интервал 3 Комплексная вязкость η^* , Па·с	17,91→119,71	17,55→136,63	27,76→78,22
Восстановление структуры за 60 с, %	52,2	68,0	34,2
Время восстановления структуры, с			
До 25%	27,4	24,9	31,5
До 50%	72,1	44,2	~ 436

3. Заключение

Предложен новый модифицированный в СВЧ электромагнитном поле состав полимерного изоляционного материала на основе эпоксидной смолы. Установлены параметры нетепловой модификации полимерного изоляционного материала на основе эпоксидной смолы: допустимая удельная энергия СВЧ излучения 205,8 кДж/кг, время обработки 1 минута.

Список литературы

1. Шулаев Н.С., Сулейманов Д.Ф., Абуталипова Е.М., Иванов С.П., Ибрагимов И.Г., Горина А.Ю., Маликов Р.М. Установка для нанесения изоляционного ленточного покрытия на трубопровод // Патент на полезную модель RU 145191 U1, 10.09.2014. Заявка № 2013150644/06 от 13.11.2013.
2. Шулаев Н.С., Абакачева Е.М., Попова Е.В., Сулейманов Д.Ф., Жулаев А.С. Методика расчета установок для нетепловой модификации полимеров в электромагнитном поле сверхвысокочастотного диапазона // Электронный научный журнал Нефтегазовое дело. 2013. № 3. С. 471-478.
3. Ибрагимов И.Г., Абакачева Е.М., Сулейманов Д.Ф., Фахразов А.Р. Мобильная сверхвысокочастотная установка для модификации полимерных материалов // Нефтегазовое дело. 2012. Т. 10. № 2. С. 73-74.
4. Абуталипова Е.М. ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩИЕ АГРЕГАТЫ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ НЕФТЕГАЗОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПУТЕМ ОБРАБОТКИ ПОЛИМЕРНЫХ ПОКРЫТИЙ ФИЗИЧЕСКИМИ ПОЛЯМИ // Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Уфимский государственный нефтяной технический. Уфа, 2013.
5. Абуталипова Е.М., Попова Е.В., Жулаев А.В. Расчет параметров сверхвысокочастотных установок для модификации полимерных материалов // Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2014612341. Заявка № 2013662477 от 27.12.2013.
6. Попова Е.В., Абуталипова Е.М. Создание информационной модели промышленного объекта // Материалы XI Всероссийской научно-практической конференции. Оренбургский государственный университет. 2014. С. 218-221.

Мобильная СВЧ установка для обработки полимерных изоляционных покрытий трубопроводов

¹ Абуталипова Е. М., ² Шулаев Н.С., ¹ Кац Н.Г., ¹ Пережогин Д. Ю.

¹ ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет»
г. Самара, 443100, ул. Первомайская, 18, Российская Федерация
mahp@samgtu.ru

² ФГБОУ ВО «Уфимский государственный нефтяной технический университет»
г. Стерлитамак, 453120, пр. Октября, 26, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается мобильная СВЧ-установка для обработки полимерных покрытий трубопроводов, управление которой осуществляется в автоматизированном режиме, контролирующем температуру покрытия на основе поддержания необходимой скорости и продолжительности обработки. Контроль температуры основан на расчетных параметрах, полученных по предложенной математической модели кинетики нагрева системы «полимерная пленка с клеевой подложкой — праймер — металл», что позволяет обеспечить формирование высоких технологических свойств покрытия.

1. Введение

В последние годы наметилась тенденция разработки высокоэффективного технологического оборудования, в частности, стационарных и мобильных установок для обработки СВЧ излучением полимерных изоляционных материалов. Данная статья посвящена описанию конструкции и системы автоматизированного управления СВЧ электродинамической установки, а также приводятся результаты исследований взаимодействия излучения с изоляционным покрытием. Конструкция мобильной СВЧ установки разработана по принципу конструкций стационарных сверхвысокочастотных установок для СВЧ обработки полимерных материалов [1], однако, принципиально отличается возможностью функционирования в трассовых условиях. Отличительной особенностью конструкции мобильной СВЧ установки является СВЧ камера лучевого типа с неограниченным объемом, угол раскрытия рупорных излучателей которой рассчитан таким образом, чтобы электромагнитное излучение обеспечило полное поглощение энергии СВЧ излучения обрабатываемым материалом.

2. Теория

Мобильная установка для СВЧ обработки полимерных покрытий (рис. 1) относится к оборудованию для осуществления подготовительных и ремонтных работ.

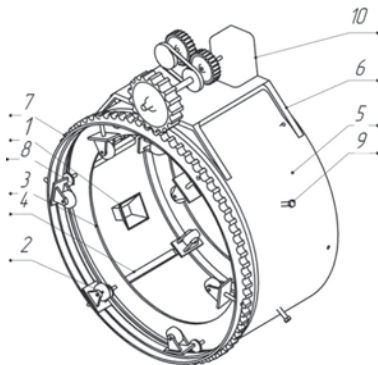


Рис. 1. Мобильная СВЧ установка

Мобильная СВЧ установка для обработки предназначена для обработки полимерных покрытий непосредственно на трубопроводе. Она включает цилиндрическую обечайку 5, металлическую ширму 3, раму 4, платформу 6, магнетроны 1 с излучающей мощностью 180 Вт, ходовой механизм, состоящий из двигателя 10, привода, зубчатых и цепной передач, роликов 2, установленных под определенным углом к обечайке для обеспечения поступательного движения вдоль трубопровода, которое осуществляется за счет передачи вращательного момента от зубчатого колеса 7. На нем с помощью болтов 9 крепятся ролики 8. Установка движется с линейной скоростью 0,0083 м/с.

Для применения СВЧ установки в процессе обработки изоляционных покрытий на практике, необходимо задать технологические режимы термообработки [2,3], которые будут существенно различаться для однородных и неоднородных (двухслойных) материалов. Режимы процесса термообработки определены по результатам экспериментальных исследований (таб. 1).

Табл. 1. Температура нагрева поверхности трубопровода от времени СВЧ воздействия

Температура, °С	Время воздействия, с								
	Р, Вт	0	60	120	180	240	300	360	420
	180	20	21,90	23,70	24,90	26,12	26,90	27,65	28,05
	240	20	22,62	24,10	25,75	26,60	27,42	28,28	28,78
	300	20	23,00	24,90	26,25	27,30	28,50	29,10	29,80

Для поддержания заданных температурных режимов разработана автоматизированная система управления мобильной СВЧ – установкой, позволяющая регулировать распределение температуры многослойной структуры материалов и при необходимости, производит коррекцию времени облучения для достижения заданной температуры на заданной глубине, исполняет операции, обеспечивающие перемещения мобильной СВЧ – установки на заданное расстояние в горизонтальном направлении в моменты окончания циклов облучения фиксированного участка.

Автоматизированная система управления мобильной СВЧ установкой в процессе нанесения изоляционного полимерного покрытия на трубопровод необходима для четкого регулирования дозирования СВЧ излучения по всей поверхности трубопровода, обеспечивающей непрерывное и полное поглощение пленкой электромагнитного излучения. В SCADA системе Trace Mode разработан программный комплекс [4] для автоматизации и управления. Без подключения контроллера программа использует эмулятор сигналов термодатчика. Программа работает в режиме реального времени. В режиме эмуляции программа определяет температуру покрытия по заданному алгоритму, используя как входные параметры материала (теплоемкость, плотность, диаметр и толщину), а также скорость и мощность излучателя. Температура окружающей среды принята за 20° С и может изменяться.

3. Заключение

Предложена новая мобильная СВЧ установка для обработки полимерных изоляционных покрытий трубопроводов и автоматизированная система ее управления, которая определяет и задает исполнительным элементам время СВЧ обработки, необходимое для обеспечения заданных температурных режимов для проведения процесса модификации полимерных материалов в процессе нанесения на трубопровод.

Список литературы

1. Шулаев Н.С., Сулейманов Д.Ф., Абуталипова Е.М., Иванов С.П., Ибрагимов И.Г., Горина А.Ю., Маликов Р.М. Установка для нанесения изоляционного ленточного покрытия на трубопровод // Патент на полезную модель RU 145191 U1, 10.09.2014. Заявка № 2013150644/06 от 13.11.2013.
2. Шулаев Н.С., Абакачева Е.М., Попова Е.В., Сулейманов Д.Ф., Жулаев А.С. Методика расчета установок для нетепловой модификации полимеров в электромагнитном поле сверхвысокочастотного диапазона // Электронный научный журнал Нефтегазовое дело. 2013. № 3. С. 471-478.
3. Ибрагимов И.Г., Абакачева Е.М., Сулейманов Д.Ф., Фахразов А.Р. Мобильная сверхвысокочастотная установка для модификации полимерных материалов // Нефтегазовое дело. 2012. Т. 10. № 2. С. 73-74.
4. Абуталипова Е.М., Попова Е.В., Жулаев А.В. Расчет параметров сверхвысокочастотных установок для модификации полимерных материалов // Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2014612341. Заявка № 2013662477 от 27.12.2013.
5. Попова Е.В., Абуталипова Е.М. Создание информационной модели промышленного объекта // Материалы XI Всероссийской научно-практической конференции. Оренбургский государственный университет. 2014. С. 218-221.

Исследование структурообразования цементно-песчаных растворов в электромагнитном поле СВЧ диапазона

¹ Абуталипова Е. М., ² Авренюк А.Н., ¹ Кац Н.Г., ¹ Пережогин Д. Ю.

¹ ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет»
г. Самара, 443100, ул. Первомайская, 18, Российская Федерация
mahp@samgtu.ru

² ФГБОУ ВО «Уфимский государственный нефтяной технический университет»
г. Стерлитамак, 453120, пр. Октября, 26, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных исследований физико-механических свойств цементно-песчаных растворов (ЦПР) в результате воздействия сверхвысокочастотного электромагнитного излучения (СВЧ ЭМИ). С целью прослеживания изменений свойств цементно-песчаных растворов (ЦПР) после воздействия СВЧ ЭМИ были проведены их физико-механические испытания и проанализированы результаты в сравнении с необлученными. При этом исследования проведены на двух образцах низкомарочных ЦПР из сухих смесей (марка по прочности в возрасте 28 суток не более М150) и двух образцах ЦПР, используемых для ремонта бетонных и железобетонных конструкций (марка по прочности в возрасте 28 суток более М300...М400) – для наглядности получаемых результатов.

1. Введение

Долговечность используемых конструкционных материалов на цементной основе может быть повышена путем их модификации электромагнитным излучением. В частности, модификация структуры водных растворов и строительных смесей [1], применяемых на различных объектах нефтегазовой отрасли, в частности, для цементирования скважин может быть выполнена путем воздействия магнитного и сверхвысокочастотного электромагнитного излучения (СВЧ ЭМИ). При этом отмечается улучшение их физико-механических свойств.

2. Теория

Процессы растворения и гидратации цемента в более ранние сроки интенсифицируются магнитным воздействием, что приводит к образованию мелкокристаллических структур, и, следовательно, к уменьшению пористости, увеличению плотности, прочности, морозостойкости и долговечности в целом. Затворение бетона магнитоактивированной водой обеспечивает повышение степени гидратации клинкерных минералов и большую однородность структуры получаемого бетона [2,3]. Воздействие магнитного поля проявляется в уменьшении размеров кристаллов новообразований в твердеющем цементе при увеличении их количества, что также должно привести к уплотнению структуры бетона и повышению прочности [4].

Исследования проведены на двух образцах низкомарочных ЦПР из сухих смесей (марка по прочности в возрасте 28 суток не более М150) и двух образцах ЦПР, используемых для ремонта бетонных и железобетонных конструкций (марка по прочности в возрасте 28 суток более М300...М400)– для наглядности получаемых результатов. Составы четырех отечественных производителей были выбраны случайным образом, полученные характеристики в том числе сравнивались с показателями, регламентированными производителями в возрасте 28 суток.

Экспериментальная установка по исследованию взаимодействия цементно-песчаных растворов с СВЧ ЭМИ состояла из СВЧ-генератора с изменяемой выходной мощностью до 1 кВт с частотой излучения 2,45 ГГц, излучающей системы, рабочей камеры, согласующей нагрузки, а также аппаратуры для измерения влажности и температуры образцов [5]. Изменяя массу образца, время облучения и мощность излучения можно было изменять удельную дозу поглощенного излучения. Время облучения изменялось на различных образцах от 30 секунд до 2 минут. Для данных условий оптимальным был выбран режим с длительностью воздействия 1 минута, минимальной мощностью 60 Вт.

Облучение образцов проведено в возрасте 0 (сразу после замешивания), 1, 2, 3 и 4 суток после затворения сухой смеси водой. Исследования структуры в возрасте образцов 7 суток проводились на растровом электронном микроскопе «JSM 6610 LV» с энергодисперсионным спектрометром «Oxford Inca Energy».

Электронно-микроскопические снимки структуры образцов ЦПР без воздействия и после воздействия СВЧ ЭМИ представлены на рис. 1, 2 и, в целом, подтверждают результаты физико-механических испытаний.

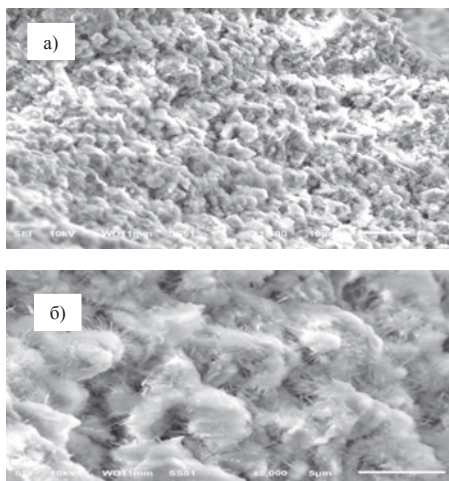


Рис. 1. Электронно-микроскопические снимки структуры образцов ЦПР без воздействия:

- а) увеличение $\times 5000$, масштаб отрезка 5 мкм,
б) увеличение $\times 1500$, масштаб отрезка 10 мкм

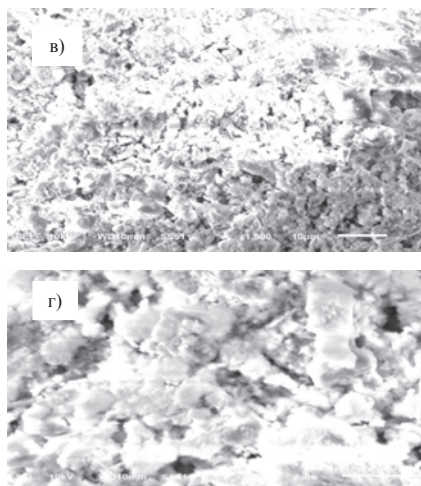


Рис. 2. Электронно-микроскопические снимки структуры образцов ЦПР после воздействия СВЧ ЭМИ в течение 2 мин.:

- в) увеличение $\times 5000$, масштаб отрезка 5 мкм,
г) увеличение $\times 1500$, масштаб отрезка 10 мкм

Так, в возрасте 7 суток (после 4 суток с момента облучения) наблюдаются явные отличия в структуре образцов (более плотная и правильная упаковка кристаллической структуры – у образца после воздействия СВЧ ЭМИ). Помимо этого, при исследовании структуры на изломах образцов в нескольких сечениях визуально наблюдается снижение пористости (что подтверждается результатами определения водопоглощения при капиллярном подсосе).

Результаты физико-механических испытаний облученных образцов и сравнения данных с необлученными СВЧ ЭМИ образцами ЦПР показали, что максимально эффективным временем облучения являются, в основном, 2 суток после замешивания как низко-, так и высокомарочных составов. При этом отмечено увеличение основных физико-механических показателей в сравнении с необлученными образцами: прочности на сжатие – до 32...35 % (у низкомарочных составов) и до 12...14% (у высокомарочных); прочности на растяжение при изгибе – до 22...25 % (у низкомарочных составов) и до 11...20% (у высокомарочных); снижение водопоглощения при капиллярном подсосе – до 4...15% (у низкомарочных составов) и до 4...7% (у высокомарочных).

3. Заключение

Результаты экспериментальных исследований показали, что в обработанных СВЧ излучением составах процесс гидратации проходит более интенсивно, что приводит к ускоренному набору прочности в ранние сроки, а также увеличению прочности и плотности в возрасте 28 суток по сравнению с контрольными образцами, что подтверждается также работой.

Список литературы

1. Баталин Б.С. Влияние магнитной обработки бетонной смеси на процессы структурообразования в твердеющем бетоне. канд. техн. наук: 00.00.00. – М.: РГБ, 2002.
2. Федосов С.В., Акулова М.В., Слизнева Т.Е. и др. Процессы структурообразования в мелкозернистом бетоне на механомагнитоактивированном водном растворе Na-KМЦ // Academia. Архитектура и строительство. № 2/2013. С.106-111.
3. Классен В.И. Омагничивание водных систем. М.: Химия, 1982. – 240 с.
4. Назаров И.В., Потапова Т.А., Рыжкин С.В. Моделирование процесса термообработки пенобетона // Труды XI межвузовской научной школы молодых специалистов «Концентрированные потоки энергии в космической технике, электронике, экологии и медицине» 22-23 ноября 2009 г. С. 45-48.
5. Абуталипова Е.М., Попова Е.В., Жулаев А.В. Расчет параметров сверхвысокочастотных установок для модификации полимерных материалов // Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2014612341. Заявка № 2013662477 от 27.12.2013.

Жидкостный сенсор на основе резонатора с радиальным электрическим полем¹

Семёнов А. П., Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Бородина И. А.

Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Саратов, ул. Зеленая 38, 410019, Российская Федерация
alex-sheih@yandex.ru

Аннотация: Экспериментально исследовано влияние проводимости жидкости, контактирующей с одной стороной резонатора с радиальным электрическим полем, представляющего собой диск из пьезокерамики ЦТБС-3, на его характеристики. На другой стороне диска были нанесены два круглых concentрических электрода с зазором 1 мм между ними. В качестве информативных параметров отклика были использованы резонансная частота параллельного резонанса и максимальное значение реальной части электрического импеданса.

1. Введение

При определении материальных и электрических свойств среды, контактирующей с поверхностью резонатора, как правило, необходимо чтобы эта поверхность была свободна от электродов. К таким резонаторам относятся, например, резонаторы с поперечным электрическим полем [1,2]. Это обстоятельство подталкивает исследовать мало изученные типы резонаторов и разрабатывать новые типы. Свойства резонаторов с радиальным электрическим полем на сегодняшний день недостаточно изучены, и они обладают такими же преимуществами, как хорошо известные резонаторы с поперечным электрическим полем, поскольку одна из сторон свободна от электродов [3-6]. В связи с этим, в данной работе была исследована возможность использования резонатора с радиальным электрическим полем с concentрическими электродами на одной стороне пьезоэлектрического диска в качестве жидкостного сенсора для исследования электрических свойств жидкостей.

2. Описание резонатора и экспериментальной установки

Для проведения исследований был использован плоскопараллельный круглый диск пьезокерамики ЦТБС-3 с диаметром 21.9 мм и толщиной ~1.94 мм. На одну сторону диска, методом вакуумного распыления, были нанесены алюминиевые электроды в виде concentрических окружностей (рис. 1 (а)). Электроды наносились через специально изготовленную маску в виде плоскопараллельной шайбы с внутренним и внешним диаметрами 10 и 12 мм, соответственно. Ось поляризации пьезокерамики была направлена перпендикулярно к поверхности диска.

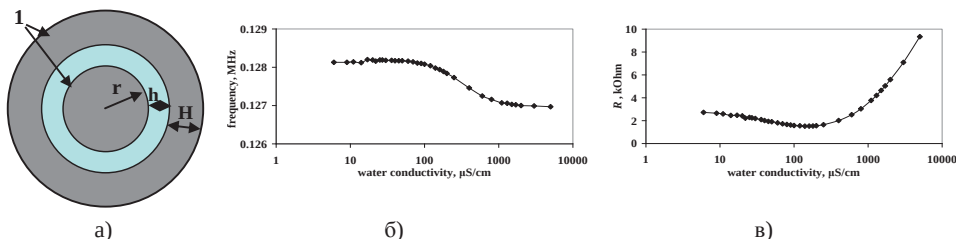


Рис. 1. Резонатор с радиальным электрическим полем, вид сверху (а): r – радиус внутреннего электрода (5 мм.), h – зазор между электродами (1 мм.), H – ширина внешнего кольцевого электрода (4.95 мм.); 1 – электроды. Зависимости резонансной частоты параллельного резонанса (б) и максимального значения реальной части электрического импеданса (в) пьезоэлектрического (ЦТБС-3) резонатора с радиальным возбуждающим электрическим полем на центральной частоте ~ 0.128 МГц от электрической проводимости жидкости

Частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора были измерены в широком частотном диапазоне, от 75 кГц до 1 МГц с шагом 10 – 40 Гц. Для проведения исследований был выбран качественный резонанс на центральной рабочей частоте ~0.128 МГц.

На следующем этапе работы, по краю (по всему периметру) свободной стороны резонатора при помощи водостойкого герметика была приклеена цилиндрическая стеклянная ювета объемом 3 мл. Внутренний диаметр юветы был незначительно меньше диаметра диска резонатора (20.5 мм). В

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00300 и № 20-07-00602.

результате, свободная поверхность резонатора была покрыта герметиком не более чем на 1 мм от края диска. Кювета представляла собой круглый правильный цилиндр из лабораторного стекла открытый с обеих сторон. Частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора, как до приклеивания кюветы, так и с кюветой, измеряли в том же частотном диапазоне от 75 кГц до 1 МГц с шагом 10 – 40 Гц. Было установлено слабое влияние приклеенной кюветы на такие характеристики резонатора, как резонансная частота параллельного резонанса и максимальное значение электрического импеданса. Возможное незначительное влияние изменений комнатной температуры на исходные характеристики резонатора в данной работе не учитывалось. Все измерения частотных зависимостей проводились при комнатной температуре (23 – 27 °С). Для проведения измерений был использован анализатор импеданса (Keysight E4990A).

В работе было использовано 35 образцов жидкости с различной проводимостью от 6 до 5000 мкСм/см. Для получения жидкости с заданной проводимостью в дистиллированную воду добавляли различное количество химически чистого NaCl и тщательно перемешивали. Для каждого образца жидкости измеряли частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора. На рисунках 1(б, в) видно, что с ростом проводимости жидкости резонансная частота параллельного резонанса вначале остается неизменной, и затем постепенно уменьшается. Максимальное значение реальной части электрического импеданса с ростом проводимости воды сначала уменьшается, достигает минимума, после чего увеличивается.

Такие же исследования были проведены на резонансных частотах ~ 0.317 МГц и 0.477 МГц. Установлено, что зависимости резонансной частоты параллельного резонанса и максимального значения реальной части электрического импеданса от проводимости жидкости имеют аналогичный характер.

Полученные экспериментальные результаты позволяют также решить и обратную задачу – по известным значениям резонансной частоты и максимального значения реальной части электрического импеданса определить проводимость данной жидкости.

3. Заключение

Изготовлен жидкостный датчик на основе резонатора с радиальным электрическим полем, представляющего собой диск из пьезокерамики ЦТБС-3 с двумя круглыми концентрическими электродами на одной стороне. Экспериментально исследовано влияние проводимости жидкости, контактирующей со свободной стороной резонатора с радиальным электрическим полем на такие характеристики, как резонансная частота параллельного резонанса и максимальное значение реальной части электрического импеданса.

Список литературы

1. Hu Y., French L. A., Radecky Jr. K., Pereira da Cunha M., Millard P., Vetelino J. F. A lateral field excited liquid acoustic wave sensor // *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr. and Freq. Cont.* 2004. Vol. 51. P. 1373–1379.
2. Zaitsev B. D., Kuznetsova I. E., Shikhabudinov A. M., Ignatov O. V., Guliy O.I. Biological Sensor Based on a Lateral Electric Field Excited Resonator // *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectrics, and Freq. Contr.* 2012. Vol. 59. P. 963–969.
3. Теплов А. А., Зайцев Б. Д., Семёнов А. П., Бородина И. А. Теоретический анализ пьезокерамического дискового резонатора с радиальным возбуждающим электрическим полем // *Радиотехника*. 2018. № 9. С. 19–23.
4. Zaitsev B., Shikhabudinov A., Teplykh A., Kuznetsova I. Liquid sensor based on a piezoelectric lateral electric field-excited resonator // *Ultrasonics*. 2016. Vol. 68. P. 179–183.
5. Zaitsev B., Fedorov F., Semyonov A., Teplykh A., Borodina I., Nasibulin A. Gas Sensor Based on the Piezoelectric Resonator with Lateral Electric Field and Films of Chitosan Salts // *In Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium (UK, Glasgow, 6–9 Oct. 2019)*. 2019. P. 607–610.
6. Zaitsev B. D., Semyonov A. P., Teplykh A. A., Borodina I. A. The Radial Electric Field Excited Circular Disk Piezoceramic Acoustic Resonator and Its Properties // *Sensors*. 2021. Vol. 21. No. 2. 608. <https://doi.org/10.3390/s21020608>

Моделирование эксплуатационных характеристик тепловых детекторов болометрического типа¹

Ловшенко И. Ю., Садченко В. В., Стемпицкий В. Р., Чан Ван Чиеу

Университет информатики и радиоэлектроники, БГУИР
г. Минск, П.Бровки, 6 210013, Республика Беларусь
lovshenko@bsuir.by

Аннотация: Представлены результаты мультифизического моделирования методом конечных элементов эксплуатационных параметров (теплопроводность G , постоянная времени τ , удельная теплоемкость C , электрическое сопротивление R , температурный коэффициент сопротивления и механическая деформация) тепловых детекторов болометрического типа. Определены зависимости этих параметров от геометрических размеров.

1. Введение

Тепловых детекторов болометрического типа (микроболометры) измеряют падающее излучение путем преобразования поглощенной тепловой энергии в измеримую электрическую величину [1]. Датчики представляют собой конструкции, состоящие из материала с электрическим сопротивлением, зависящим от температуры. Изменение сопротивления генерирует выходной электрический сигнал, который обрабатывается интегральной схемой, присоединенной к датчику. Всесторонний анализ микроболометров требует моделирования, включающего в себя объединенные термические, электрические и механические модели для статического и динамического описания физических процессов. Современные мультифизические САПР позволяют проводить анализ эксплуатационных характеристик микроболометров [2].

2. Структура

При анализе эксплуатационных характеристик тепловых детекторов болометрического типа рассмотрены несколько конструктивных решений. За типовую принята конструкция №1а (рис. 1), содержащая один слой TiN толщиной 15 нм, выполняющий функции подвеса, электрических контактов и теплоотвода, и один слой α -Si толщиной 100 нм, электрические свойства которого имеют сильную зависимость от температуры. Эти слои расположены на двух опорных столбиках из алюминия на расстоянии 2,5 мкм от кремниевой подложки. Конструкция имеет коэффициент заполнения 0,61.

Остальные конструкции: №1б, №2а, №2б, №3а, №3б, - получены из типовой путем изменения геометрических параметров. Так, конструкции №2а и №3а имеют меньшую ширину подвеса (0,8 мкм), а в конструкции №3а также уменьшена ширина окна (со значения 6 мкм до значения 3,6 мкм), через которое происходит поглощение излучения. Конструкции с индексом «б» (№1б, №2б, №3б) отличаются от конструкций с индексом «а» (№1а, №2а, №3а) наличием дополнительного слоя TiN под поглощающим слоем α -Si.

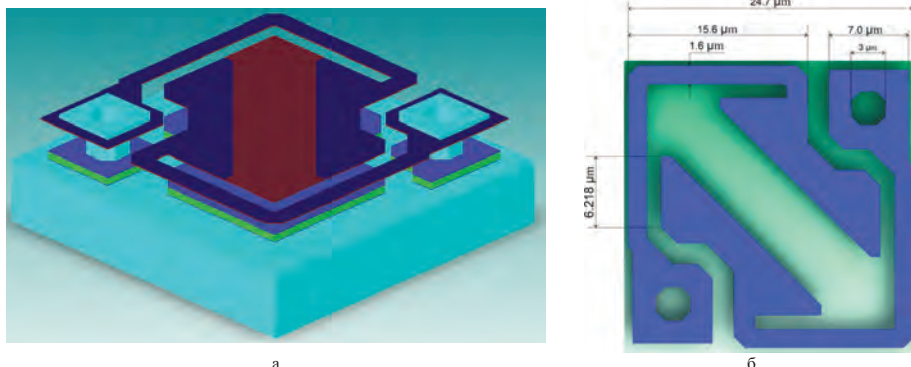


Рис. 1. Приборная структура теплового детектора болометрического типа:
а – аксонометрическая проекция; б – топологические размеры слоя TiN

¹ Исследования выполнены при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственной программы научных исследований «Фотоника и электроника для инноваций» (задание 3.3).

3. Результаты

Эксплуатационными параметрами, анализ которых приводится в работе, являются общая теплопроводность G , постоянная времени τ , удельная теплоемкость C , электрическое сопротивление R , температурный коэффициент сопротивления (ТКС) и механическая деформация.

Для определения общей теплопроводности G определялась максимальная температура нагрева при падающей мощности излучения.

Минимизация механизмов потери тепла имеет важное значение для максимальной чувствительности. Основным механизмом потери тепла является теплопроводность через опоры. Полная теплопроводность G определена посредством стационарного теплового анализа. При этом величина G определяется как отношение общей подаваемой мощности ($P_w = 2 \text{ нВт/мкм}^2$) к максимальному изменению температуры.

Постоянная времени τ характеризует время отклика детектора. τ должно быть достаточно низким, чтобы удовлетворять требованиям. Постоянную времени определена посредством переходного термического анализа как время, за которое детектор охлаждается до начальной температуры. Также постоянная времени может быть рассчитана как отношение удельной теплоемкости C и теплопроводности G .

Удельная теплоемкость C рассчитывалась по известным значениям G и τ .

Во время работы на детектор подается импульс напряжения, вызывающий ток через структуру. Посредством статического электротермического анализа при изменении приложенного напряжения от -1 В до 1 В, построены зависимость напряжения от температуры, которая позволяет оценить влияние джоулева нагрева на детектор и определить температурный прирост, и ВАХ, наклон которой представляет собой сопротивление. Полученные данные позволяют построить зависимость сопротивления R от температуры T и определить ТКС.

Низкая механическая жесткость детектора приведет к смещению активного слоя, то есть не будет соблюдаться требование равенства этого расстояния значению $\lambda/4$. Максимальное отклонение по оси Z детектора оценено посредством статического механического анализа.

Результаты расчетов параметров для всех конструкций болометров представлены в сводной табл. 1.

Табл. 1. Результаты моделирования эксплуатационных характеристик

Параметры	Значение					
	№ 1		№ 2		№ 3	
	а	б	а	б	а	б
Коэффициент заполнения	0,610	0,610	0,517	0,517	0,517	0,517
Теплопроводность G , Вт/К $\times 10^{-8}$	5,320	5,878	2,560	4,494	2,605	4,529
Постоянная времени τ , мс	1,566	1,060	2,640	1,750	2,730	1,850
Удельная теплоемкость C , Дж/К $\times 10^{-11}$	8,330	6,230	6,760	7,860	7,100	8,378
Сопротивление (при 300 К) R , МОм	9,125	9,130	9,010	8,950	8,750	4,710
ТКС, 1/К	0,025	0,026	0,024	0,024	0,030	0,022
Максимальное отклонение, мкм	1,1126	0,098	1,063	0,106	1,106	0,048

4. Заключение

Для рассматриваемых конструкций наблюдается изменение общей теплопроводности G и удельной теплоемкости C , которые прямо пропорциональны площади сечения подвеса, а значит, и толщины слоя TiN. Уменьшение толщины этого слоя одновременно снизит теплопроводность, что улучшит тепловую изоляцию и чувствительность, а также общую тепловую емкость. Оба эти фактора влияют на время отклика устройства. Моделирование предоставляет важный инструмент для определения влияния геометрических параметров на эксплуатационные характеристики.

Список литературы

1. Коротаев В.В., Мельников Г.С., Михеев С.В., Самков В.М., Солдатов Ю. И. Основы тепловидения. СПб. : НИУ ИТМО, 2012. 122 с.
2. Коловский, А.А., Левицкий А.А., Маринушкин П.С. Компьютерное моделирование компонентов МЭМС // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. 2008. № 1. С. 398–401.

Применение резонансного измерительного преобразователя для анализа параметров красок

Полетаев Д. А., Дичка А. Г.

Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295007, пр. Академика Вернадского, 2, Российская Федерация
poletaevda@sfuv.ru

Аннотация: В работе представлены результаты, полученные в результате экспериментального исследования изменения свойств красок для картин при воздействиях различного рода. Предложенная методика может применяться музейными комплексами и картинными галереями.

1. Введение

Художественные картины являются весьма ценными экспонатами произведений искусства. Краски данных объектов меняют свои свойства под действием различных факторов: температуры, влажности, излучений и др. [1]. Некоторые изменения могут быть необратимыми и приводить к деградации произведения искусства.

Ввиду изменения свойств красок, картины предлагается хранить в строго определенных условиях [1]. Однако это исключает их экспонирование. Краски картин, в большинстве своем, являются многокомпонентными диэлектриками [1]. В настоящее время ближнеполевые сверхвысокочастотные методы диагностики находят применение в науке и технике. Их перспективность обусловлена неразрушаемостью образца, отсутствием физического контакта, возможностью получения экспресс-данных при проведении исследований [2]. Этот класс приборов позволяет количественно анализировать диэлектрические объекты и материалы. Наиболее чувствительными приборами ближнеполевых СВЧ методов являются резонансные измерительные преобразователи, конструкции и геометрия которых определяются областью использования. При этом изменения электрофизических параметров исследуемых диэлектриков: относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь связаны с информационными параметрами резонансного преобразователя: добротностью и резонансной частотой. Ввиду удобства выбора апертуры и высокой чувствительности наибольшее распространение получили конструкции резонансных измерительных преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой [2].

Целью работы является анализ применимости резонансного измерительного преобразователя с коаксиальной апертурой для исследования параметров красок художественных картин.

2. Теория

Для эксперимента специально был подготовлен резонансный измерительный преобразователь с коаксиальной измерительной апертурой в виде цилиндрического резонатора, работающего на низшем типе волны с размерами: высота – $H_0 / \lambda = 0,83$; радиус – $R_0 / \lambda = 0,5$; радиус коаксиальной апертуры – $R_2 / \lambda = 0,07$; радиус центральной жилы коаксиальной апертуры – $R_1 / R_2 = 0,14$, при $\lambda = 3$ см. Данный резонансный измерительный преобразователь подключался к векторному измерительному преобразователю P4226 в режиме прохождения для определения резонансной частоты и добротности.

Подготовка объектов исследования проводилась следующим образом. На предварительно высушенный при нормальных условиях однослойный картон, нарезанный на одинаковые квадраты, размером 2х2 см наносились мерной пипеткой (для соблюдения одинаковых объемов) капли краски. В качестве объекта исследования были выбраны художественная масляная краска (ГОСТ 11826-77) следующих цветов: белого, зеленого, коричневого и черного. Затем объекты исследования сушились при нормальных условиях в течение суток. После этого исследуемые объекты каплей краски помещались на одинаковом расстоянии от апертуры резонансного измерительного преобразователя. Проводилось измерение добротности и резонансной частоты измерительного преобразователя. Факторами воздействия в данном эксперимента выступали: нагрев сухим воздухом с температурой 200 °С и экспозиция во влажной атмосфере (влажность 90 %) с разными длительностями.

Интерполированные зависимости изменения резонансной частоты и добротности измерительного преобразователя при нагреве объектов сухим воздухом с температурой 200 °С при разной длительности воздействия, относительно резонансной частоты и добротности измерительного преобразователя без объекта исследования представлены на рис. 1, а и б, соответственно. На рис. 1 отдельными точками показаны экспериментальные данные.

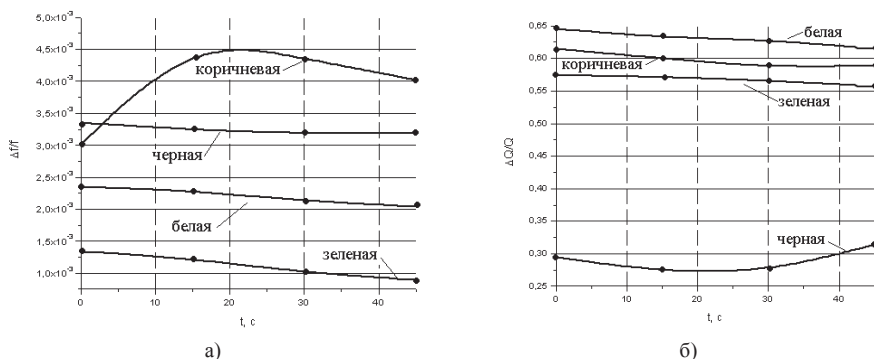


Рис. 1. Зависимости (а) изменения частоты и (б) добротности резонансного измерительного преобразователя от длительности нагрева объектов

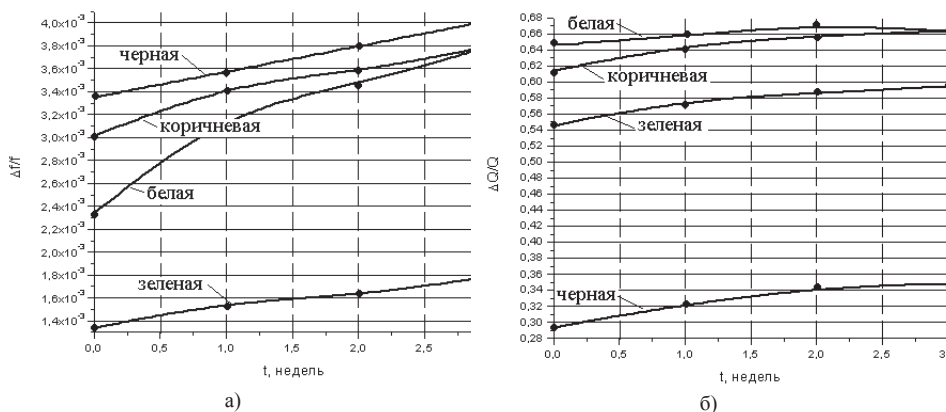


Рис. 2. Зависимости (а) изменения частоты и (б) добротности резонансного измерительного преобразователя от длительности экспонирования объектов во влажной атмосфере

Интерполированные зависимости изменения резонансной частоты и добротности измерительного преобразователя при экспонировании объектов во влажной атмосфере (влажность 90 %) при разной длительности экспонирования, относительно резонансной частоты и добротности измерительного преобразователя без объекта исследования представлены на рис. 2, а и б, соответственно. На рис. 2 отдельными точками показаны экспериментальные данные.

3. Заключение

Анализ графиков на рис. 1 и рис. 2 показывает соответствие существующим физическим представлениям. Высушивание красок при нагреве ведет к уменьшению относительной диэлектрической проницаемости, при этом увеличивается резонансная частота резонансного измерительного преобразователя. На основании интерполированных кривых для конкретных красок можно устанавливать тип воздействующего фактора и его длительность. Данная методика может использоваться для диагностики условий хранения произведений искусства в музейных комплексах и картинных галереях.

Список литературы

1. Волуйко Е. О. Процессы, происходящие в масляных красках и их смесях. В сб. научных трудов по материалам международной научно-практической конференции. (Екатеринбург, 10 ноябр. 2020 г.) 2020. С. 44—47.
2. Гордиенко Ю. Е., Гуд Ю. И., Полетаев Д. А. Вклад колебательных и излучательных потерь в характеристики СВЧ преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой // Радиотехника. 2009. № 157. С. 108—114.

Биосенсорные покрытия акустоэлектронных датчиков на основе мицелия базидиальных грибов

Смирнов А. В.¹, Кузнецова И.Е.¹, Анисимкин В.И.¹, Краснополяская Л.М.²,
Гольшшин А.В.²

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, ул. Моховая 11 ст. 7, Российская Федерация

² НИИ по изысканию новых антибиотиков имени Г.Ф. Гаузе РАН
г. Москва, ул. Большая Пироговская 11 ст. 1, Российская Федерация
andre-smirnov-v@yandex.ru

Аннотация: В работе изучена возможность использования мицелия базидиальных грибов в качестве материала для создания сенсорного покрытия акустоэлектронных датчиков. Изучено влияние плёнки мицелия на частотную зависимость S_{12} параметров высокочастотной линии задержки на поверхностных акустических волнах (41 МГц). Исследовано изменение амплитуды и фазы сигнала при различных концентрациях паров воды.

1. Введение

В настоящее время актуальной и важной задачей является разработка новых видов гибридных сенсорных элементов, которые могут быть реализованы на различных физических принципах, включая акустоэлектронные технологии. За последние 30 лет опубликовано большое количество научных работ, предлагающих использовать в качестве химических датчиков - пьезоэлектрические резонаторы [1] и линии задержки на поверхностных акустических волнах [2] или волнах в пластинах [3]. Большинство всех предлагаемых акустоэлектронных сенсоров основаны на использовании специальных пленок, нанесенных на поверхность звукопровода. Если физические параметры такой пленки меняются под воздействием окружающей среды, то это приводит к изменению характеристик акустической волны, распространяющейся в такой структуре. Регистрация этих изменений дает информацию о присутствии химических агентов в окружающей среде. В данной работе предлагается использование экстрактов мицелия высших грибов для создания сенсорных пленок. Ранее экспериментально было показано, что экстракты некоторых высших грибов показывают высокую чувствительность к фенолу, парам воды [4,5], аммиаку, парам формальдегида и этилацетата [6]. Кроме того, высшие грибы обладают широкой субстратной специфичностью и способны продуцировать метаболиты различной химической природы, которые смогут обеспечить высокую селективность создаваемых биосенсоров.

2. Методика эксперимента и образцы

В данной работе был использован штамм базидиального гриба *Ganoderma lucidum* (Curtis) P. Karst из коллекции лаборатории биосинтеза биологически активных веществ ФГБНУ "НИИНА". Для получения мицелия гриба была подобрана рецептура жидкой ферментационной среды. Подробнее методика получения биомассы гриба описана в работе [7]. В качестве материала для создания сенсорных плёнок были выбраны два типа суспензий: (1) водно-этанольный экстракт биомассы *G. lucidum* (объемное соотношение 1:4) и (2) фугат – надосадочная жидкость полученная в результате центробежного осаждения при выделении биомассы мицелия, содержащая в себе метаболиты и микрочастицы мицелия, высвобождаемые из биомассы в процессе его измельчения. Для нанесения суспензий использовался дозатор Лайт-Ленпипет (рабочий диапазон 1-10 мкл). Плёнка формировалась между встречно-штыревыми преобразователями, на пути распространения акустической волны. Средняя толщина плёнок на основе экстракта составляла - 4,7 мкм, на основе фугата 1,5 мкм. В качестве подложки использовался ниобат лития 128YX срез, толщиной 500 мкм. Электродные структуры для образцов высокочастотных линий задержки были созданы традиционным способом с помощью стеклянных фотошаблонов и фотолитографии. Центральная частота созданной ЛЗ - 41,3 МГц и полоса пропускания на уровне 3 дБ - 7,5%. На рисунке 1 представлены частотные зависимости S_{12} параметров созданной ЛЗ до и после нанесения биомассы мицелия и фугата. Из графиков видно, что нанесение плёнки из биомассы мицелия увеличивает затухание на 30 дБ (с -16 дБ до - 46 дБ), в случае фугата на 35 дБ - 6 и 7 дБ/мм соответственно (расстояние на пути распространения волны с нанесенным мицелиальным покрытием составляло 5 мм).

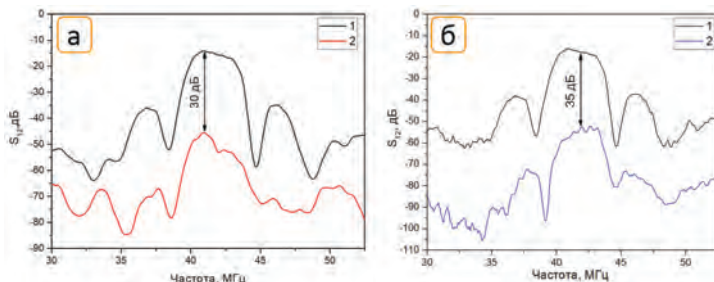


Рис. 1. Частотная зависимость S_{12} параметров линии задержки на ПАВ, частота 41 МГц, до (1) и после (2) нанесения покрытия на основе (а) биомассы мицелия, (б) фугата

На рисунке 2 представлено изменение амплитуды и фазы сигнала при воздействии паров воды различной концентрации. Воспроизводимость результатов эксперимента проверялась путем многократного повторения эксперимента в течении календарного месяца, (5-7% по амплитуде и 9-11% по фазе). Из графиков на рис.2 видно, что покрытие на основе мицелия грибов обладают сенсорными свойствами, причем покрытие на основе фугата, при высоких концентрациях паров воды обладает чувствительностью в три раза выше по амплитуде и в 1.5 раза выше по фазе, чем покрытие на основе биомассы.

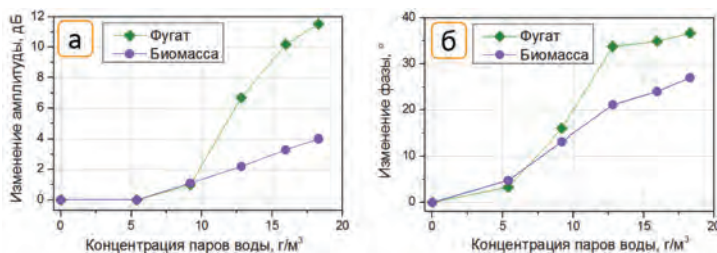


Рис. 2. Графики зависимости изменения амплитуды и фазы сигнала ЛЗ на ПАВ при воздействии паров воды различной концентрации

3. Заключение

Таким образом, стоит отметить, что акустoeлектронные устройства с сенсорными покрытиями на основе мицелия и фугата имеют воспроизводимые изменение параметров амплитуда и фаза сигнала, при воздействии на них паров воды различной концентрации, при температуре окружающей среды 25 градусов Цельсия и атмосферном давлении.

Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования ИРЭ им.В.А. Котельникова РАН.

Список литературы

1. Venema A., Nieuwkoop E., et al. Design aspects of SAW gas sensors // *Sensors and Actuators*, 1986, 10, 47-64.
2. Caliendo C., Verona E., D'Amico A. Surface acoustic wave gas sensors // In: G.Servieglieri Ed. *GasSensors*, London: Kluwer Academic Publishers, Dordrecht. 1992. P.28.
3. Anisimkin V.I., Voronova N.V., Kuznetsova I.E., et al. Aspects of using acoustic plate modes of higher orders for acoustoelectronic sensors // *Bulletin of the Russian Academy of Sciences. Physics*, 2015, 79 (10), 1278-1282.
4. Silina Y.E., Kuchmenko T.A., Korenman Y.I., et al. Use of a complete factorial experiment for designing a gas sensor based on extracts of *Pleurotus ostreatus* mycelium mushroom // *Journal of Analytical Chemistry*. 2005, 60(7), 678-683.
5. Kuznetsova I., Zaitsev B., Krasnopolskaya L., Teplykh A., Semyonov A., Avtonomova A., Ziangirova M, Smirnov A., Kolesov V. Influence of Humidity on the Acoustic Properties of Mushroom Mycelium Films Used as Sensitive Layers for Acoustic Humidity Sensors // *Sensors*. – 2020. – Т. 20. – №. 9. – С. 2711
6. Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Shikhabudinov A.M., et al. Acoustoelectronic gas sensor based on mushroom mycelial extracts // *Sensors and Actuators B*. 2017, 243, 525-531.
7. Smirnov A.V. et al. Investigation of the Influence of Sensor Films Made of the Mycelium of Basidiomycetes on the Characteristics of a Me1/AlN/Me2/Diamond Ultrahigh-Frequency Resonator // *Journal of Communications Technology and Electronics*. – 2020. – Т. 65. – №. 11. – С. 1345-1351.

Нано-механические свойства клеток буккального эпителия человека

Торхов Н. А., Евстигнеев М. П., Бучельникова В.А.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация

Аннотация: Проведено исследование фрактальной геометрии поверхности мембраны клетки буккального эпителия человека и проведены оценки её реальной площади, которая более чем в шесть раз превышает её проекцию. Этот факт позволяет более точно определять поверхностную энергию мембраны, интегральную работу адгезионных сил и способ перемещения внешних нано- и микрообъектов по её поверхности. Методами АСМ было проведено картографирование её основных нано-механических параметров: силы трения F_L , адгезии F_{adh} , модуля Юнга E , пластичности F_{stif} и трибологических свойств.

1. Введение

Интенсивное развитие биомеханических систем, подразумевающих интеграцию человека с различными биомеханическими и биоэлектрическими устройствами, требует разработки методов изучения механических свойств его организма на клеточном уровне. Большинство работ в этом направлении были выполнены на стыке инженерии, биологии, биофизики, медицины – механобиологии, и связаны с изучением реакции клеток и их составляющих (мембран, органоидов, сложных органических молекул) на внешние и внутренние механические раздражители (сигналы). При этом основная задача заключается в разработке эффективных методов количественного контроля того, как биологические системы воспринимают, преобразовывают и применяют такие сигналы [1 -3]. В частности, механические и трибологические свойства клеточной мембраны определяют возможности её механической фиксации и перемещения в среде или по внешней поверхности, а также способность инородных объектов (например, нуль-мерных – квантовые точки (молекул, фуллеренов и др.), одномерных – квантовые нити, двухмерных и трехмерных – плоские и объемные нано-объекты) прикрепляться и перемещаться по поверхности самой клетки [4]. Одними из наиболее удобных объектов для проведения таких исследований являются клетки буккального эпителия человека.

В связи с этим, целью настоящей работы является изучение методами атомно-силовой микроскопии (АСМ) морфологии поверхности (в частности, рельефа $h(x,y)$) мембраны живых клеток буккального эпителия человека (далее – клетка) и картографирование её основных механических свойств (силы трения F_L , адгезии F_{adh} , упругости – модуль Юнга E , пластичности F_{stif}).

2. Эксперимент

После помещения аликвоты буферного раствора, содержащего образцы живых клеток, на поверхность кремниевого образца, осуществлялось высушивание раствора на воздухе при нормальном атмосферном давлении и температуре $T \leq 40^\circ \text{C}$ в течении 5-10 минут. Находящиеся в каплях живые клетки естественным образом осаждались на кремниевую поверхность и сохранялись на ней в таком виде в течении 3-4 часов после испарения воды. На это указывали необратимые изменения в состоянии поверхности и морфологии их мембран происходившие, согласно проведенным исследованиям, после 3-4 часов пребывания клеток на воздухе.

Исследования морфологии поверхности клеток и их микромеханических свойств осуществлялось на воздухе при нормальных условиях с использованием АСМ NTEGRA-AURA производства NT-MDT г. Зеленоград, Москва в контактном (рис. 1, а) и гибридном (таб. 1) режимах сканирования с постоянной силой прижатия $F \approx 18 - 22 \text{ nN}$ обеспечивающей необходимый спектр силовых воздействий на клетку. В качестве измерительного зонда использовались кантилеверы HA-FMW₂C с радиусом закругления острия $r \leq 6 \text{ нм}$. Непосредственно перед проведением АСМ-измерений осуществлялась калибровка механических параметров кантилевера. Соизмеримые с толщиной клетки упругие деформации указывали на целостность (герметичность) клеточной мембраны исключающие протечки её содержимого наружу. Повторное сканирование в более щадящих режимах (при $F < 5 \text{ nN}$) не выявило разрушающих воздействий со стороны кантилевера.

Согласно проведенным исследованиям, было выявлено двухслойное микромеханическое устройство мембраны и её ячеистое строение. Мембрана обладает высокими упругими свойствами и хорошо выдерживает упругие деформации по нормали к поверхности (ось “Z”) превышающие 300 нм. Это обстоятельство позволило не только провести измерение рельефа её поверхности, но и

прощупать (пальпировать) неразрушающими методами находящиеся под ней органоиды, а также существенно расширить диапазон силовых воздействий.

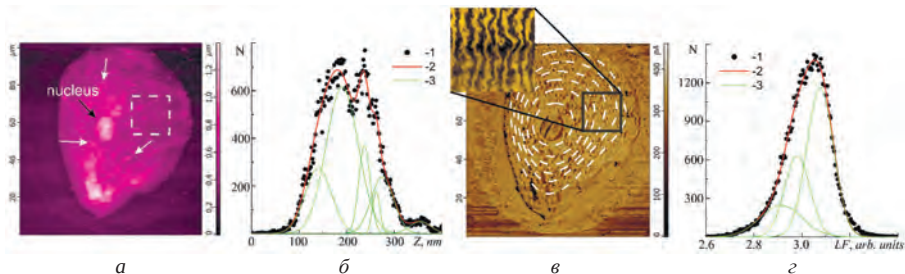


Рис. 1. Растровые (256×256) изображения 100×100 μm участка поверхности эпителиального Si{111} слоя с расположенной на ней клеткой буккального эпителия человека: рельефа $h(x,y)$ (черной стрелкой указано место расположения ядра, белыми стрелками – некоторых органоидов внутри клетки) – а), гистограммы распределения неровностей рельефа $N(h)$ – б), распределения латеральных сил $F_L(x,y)$ (пунктир обозначает преимущественную ориентацию контраста латеральных сил, вставка – растровое F_L -изображение выделенного 10×10 μm участка поверхности клетки) – в) и гистограммы распределения $N(F_L)$ – г)

Важной опцией при контактном сканировании является возможность регистрации LF-сигнала (рис. 1, б), отвечающего за распределение контраста латеральных сил F_L , полностью определяемых силой трения кантилевера по поверхности, в частности, её фазовым составом. Возникающий в процессе сканирования на растровом изображении контраст латеральных сил позволяет, таким образом, отслеживать характеристики трехмерного распределения трибологических свойств различных участков поверхности клеточных мембран в соответствии с их морфологией и функциональным состоянием.

Исследование фрактальной геометрии поверхности клетки позволило оценить реальную площадь её поверхности, которая более чем в шесть раз превышает её проекцию на плоскость.

Табл. 1. Средние значения геометрических и нано-механических параметров клеток буккального эпителия человека

Параметры	$\langle h \rangle$, нм	$\langle F_{adh} \rangle$, нН	$\langle E \rangle$, нН/м ²	$\langle F_{stif} \rangle$, нН/м	$\langle F_L \rangle$, отн. ед.
Значения	200	12	46	3.0	3.05

3. Заключение

Впервые исследована фрактальная геометрия поверхности мембраны буккальной клетки эпителия человека и проведены оценки её реальной площади, которая более чем в шесть раз превышает её проекцию. Этот факт позволяет более точно определять поверхностьную энергию мембраны, интегральную работу адгезионных сил и способ перемещения внешних объектов по её поверхности. Методами АСМ было проведено картографирование её основных нано-механических параметров (силы трения F_L , адгезии F_{adh} , модуля Юнга E , пластичности F_{stif}) и трибологических свойств.

Список литературы

1. Ece Neslihan Aybeke, Sarah Ployon, Marine Brule, Brice De Fonseca, Eric Bourillot, Martine Morzel, Eric Lesniewska, and Francis Canon. Nanoscale Mapping of the Physical Surface Properties of Human Buccal Cells and Changes Induced by Saliva. *Langmuir* 2019, 35, 12647–12655; DOI: 10.1021/acs.langmuir.9b01979.
2. Maria Lasalvia, Stefano Castellani, Palma D'Antonio, Giuseppe Perna, Annalucia Carbone, Anna Laura Colia, Angela Bruna Maffione, Vito Capozzi, Massimo Conese. HUMAN AIRWAY EPITHELIAL CELLS INVESTIGATED BY ATOMIC FORCE MICROSCOPY: A HINT TO CYSTIC FIBROSIS EPITHELIAL PATHOLOGY. *Experimental Cell Research*, 2016, DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.yexcr.2016.08.025>.
3. Jordi Alcaraz, Lara Buscemi, Mireia Grabulosa, Xavier Trepas, Ben Fabry, y Ramon Farre, and Daniel Navajas. Microrheology of Human Lung Epithelial Cells Measured by Atomic Force Microscopy. *Biophysical Journal* Volume 84, 2003 2071–2079.
4. F. M. Ohnesorge, J. K. H. Horber, W. Haberland, C.-P. Czerny, D. P. E. Smith and G. Binnig. AFM Review Study on Pox Viruses and Living Cells. *Biophysical Journal* Volume 73 October 1997 2183-2194.

Особенность применения волоконных тулиевых лазеров для дезинтеграции мочевых конкрементов

¹Чернега В. С., ²Арбузов И. А.

¹ Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
vs_chernega@mail.ru

² ГБУЗ Севастополя «Городская больница №9», урологическое отделение
ул. Мира, 5, Севастополь, 299018
arbuzov-007@mail.ru

Аннотация: Проведена сравнительная характеристика клинических и эксплуатационных параметров твердотельного гольмиевого и волоконного тулиевого лазера, применяемых в урологии для дробления мочевых конкрементов. Отмечается, что использование тулиевого лазера, излучающего оптические колебания на длине волны 1940 нм, существенно повышает эффективность процесса дезинтеграции камней и уменьшает вероятность травмирования окружающих тканей и возникновения послеоперационных осложнений. Показано влияние параметров излучения на величину порога фрагментации и скорость дробления мочевых конкрементов.

1. Введение

В современной урологии для дробления мочевых конкрементов (литотрипсии) наиболее широко используются твердотельные лазеры, выполненные на основе алюмо-итриевого граната, легированного ионами редкоземельного элемента гольмия Ho:YAG (*Holmium:yttrium-aluminum-garnet*). Источником накачки служит ксеноновая или криптоновая импульсная лампа, излучающая белый свет в широком спектральном диапазоне. Дробление мочевых конкрементов с использованием гольмиевого лазера считается «золотым стандартом» лазерной литотрипсии. Несмотря на значительные преимущества гольмиевой литотрипсии [1], этот способ дезинтеграции мочевых камней обладает рядом недостатков, существенно влияющих на его стоимость и затраты на эксплуатацию, что приводит к увеличению стоимости операции. К таким недостаткам относятся:

1) эксплуатационно-конструктивные (минимально возможный диаметр сердцевины оптического зонда не может быть меньше 200 мкм, низкий к.п.д. (3–5%), необходимость громоздкого водяного охлаждения, большой вес (75–90 кг) и габариты (250 (Ш) × 900 (В) × 850 (Г), чувствительность к внешним ударам);

2) клинические (относительно высокий порог абляции (100 Дж/см²); возможность повреждения окружающих конкремент мягких тканей, сравнительно низкая скорость дробления (1,4 мг/с), значительная (≤ 6 мм) величина ретропульсии конкрементов).

Более перспективными для дезинтеграции мочевых камней являются литотриптеры, построенные на основе волоконных тулиевых лазерах [2, 3]. На настоящее время в отечественных и зарубежных литературных источниках, недостаточно освещена связь эксплуатационных параметров волоконных тулиевых лазеров с клинической эффективностью литотрипсии.

Целью работы является раскрытие и оценка влияния параметров излучения волоконного тулиевого лазера на эффективность процесса дезинтеграции мочевых конкрементов.

2. Влияние параметров лазера на клиническую эффективность литотрипсии

В тулиевых волоконных лазерах TFL (*Thulium Fiber Laser*) рабочим телом является кварцевое оптическое волокно, легированное ионами тулия (Tu₂O₃). Сердцевина волокна имеет диаметр 10–20 мкм, а его длина варьируется в пределах 10–30 м. Резонатор внутри оптического волокна образуется двумя брэгговскими решётками, которые создаются на крайних участках оптического волновода.

Для лазерной литотрипсии тулиевый волоконный лазер оптимизирован для излучения на длине волны 1940 нм, что соответствует пику поглощения воды в ближнем инфракрасном диапазоне при 22 °С. Выполнение литотрипсии при длине волны 1940 нм существенно повышает качество проведения операции. Это связано с тем, что поглощение энергии инфракрасных колебаний при такой длине волны в 4,5 раза выше, чем у гольмиевого Ho:YAG лазера с длиной волны 2100 нм и в 2,3 выше, чем у твердотельного лазера с рабочим телом на основе Tm:YAG.

С коэффициентом поглощения связан важнейший клинический параметр «глубина проникновения» энергии излучения в окружающие ткани. Чем выше коэффициент поглощения, тем меньше глубина проникновения лазерных лучей в окружающие мягкие ткани и меньше вероятность их коагуляции. Под оптической глубиной проникновения принимается глубина, на которой излучение

ослабляется в $e = 2,7$ раз относительно своего первоначального значения. В гольмиевых Ho:YAG-лазерах глубина оптического проникновения достигает 400 мкм, а в волоконных тулиевых она составляет всего лишь около 15 мкм. Таким образом вероятность термического повреждения тканей при волоконной тулиевой литотрипсии существенно меньше.

Энергия импульсов в TFL лазерах может устанавливаться от 0,025 до 6 Джоулей. Дробление конкремента при низких уровнях энергии импульсов приводит к распылению его на более мелкие частицы и уменьшению ретропульсии (отскока) камня и необходимости перемещения оптического зонда до возобновления контакта с камнем. Коэффициент полезного действия тулиевого волоконного лазера значительно выше ($> 30\%$), чем у твердотельного гольмиевого лазера с накачкой от импульсной лампы, поскольку спектр излучения диодного лазера, используемого для лазерной накачки, практически совпадает с линией поглощения ионов тулия.

Пространственный профиль лазерного луча, излучаемого тулиевым волоконным лазером, из-за небольшого размера сердцевинки волокна, в котором возникает свет, состоит всего из нескольких мод и имеет колоколообразную форму. Этот более равномерный пространственный профиль луча позволяет упростить фокусировку луча в очень маленькую точку для передачи оптических колебаний высокой мощности через сверхтонкие световоды с диаметром сердцевинки 50–100 мкм. Благодаря этому возможно уменьшение размеров уретероскопа, что приводит к снижению вероятности травмированности уретры и мочеоточника.

Волоконные тулиевые литотриптеры имеют существенно меньший, по сравнению с гольмиевыми, вес (35–40 кг) и габариты ($\approx 28 \times 45 \times 55$ см) и изготавливаются в настольном исполнении.

TFL лазеры за счет изменения параметров излучения могут работать в режиме фрагментации и режиме распыления. В режиме фрагментации осуществляется дробление камней на относительно крупные фрагменты (≤ 3 мм), при энергиях излучения 0,6–1,0 Дж и частоте следования импульсов 6–10 Гц. Скорость абляции при таких параметрах лазерного излучения находится в пределах от 1,1 до 1,9 мг/с. В режиме распыления энергия лазерных импульсов устанавливается 0,2–0,6 Дж, а частота соответственно 20–50 Гц. Дробление камня при этом производится в «пыль», при котором максимальный диаметр частиц не превышает 1 мм. Скорости абляции при таком режиме уменьшается (0,3–1,1 мг/с) [3]. Однако уменьшение размера остаточных микрочастиц снижает риск травмирования мочевыводящих путей при выходе их из организма пациента.

3. Заключение

В результате проведенных исследований установлено, волоконный тулиевый лазер позволяет уменьшить длительность операции за счет повышения скорости дезинтеграции конкрементов и практически исключить явление ретропульсии камня и перемещения вследствие ее фрагментов камня из мочеоточника в лоханочную полость почки. Устранение ретропульсии приводит к уменьшению времени операции за счет уменьшения потерь времени на перемещение оптического зонда до возобновления контакта с камнем. Показано, что для дробления камня на мелкие фрагменты (менее 1 мм в диаметре) следует проводить дезинтеграцию конкремента при энергии импульсов 0,2 Дж и частоте импульсной последовательности 30 Гц. Повышение энергии импульсов до 6 Дж при частоте следования 6 Гц позволяет ускорить процесс дезинтеграции, однако при этом остаются фрагменты камня размером около 3 мм, которые могут самопроизвольно выходить через естественные физиологические протоки.

Список литературы

1. Чернега В.С., Еременко А. Н. Особенности использования твердотельных лазеров при лечении мочекаменной болезни // Информационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 3. С. 287–295.
2. Blackmon R., Irby P., Fried N. Comparison of holmium:YAG and thulium fiber laser lithotripsy: ablation thresholds, ablation rates, and retro-pulsion effects // Journal of biomedical optics. 2011, 16 (7), P. 071403 DOI:10.1117/1.3564884 Corpus ID: 4831335
3. Kronenberg P., Traxer O. The laser of the future: reality and expectations about the new thulium fiber laser—a systematic review // Transl. Androl. Urol. 2019, Vol.8, S. 4. Pp.398–417. Режим доступа: <http://dx.doi.org/10.21037/tau.2019.08.01> (Дата обращения: 22.03.2021).
4. Глыбочко П.В. Тулиевая (Tm) лазерная литотрипсия. Экспериментальное исследование / Глыбочко П.В., Альтшулер Г.Б., Винаров А.З. и др. // V Российский Конгресс по эндоурологии и новым технологиям. Ростов на Дону, 2016. Режим доступа: https://www.uroweb.ru/article/tulievaya_tm_lazernaya_litotripsiya_eksperimentalnoe_issledovanie (Дата обращения: 22.03.2021).

Датчик на основе щелевой моды в акустической линии задержки для быстрого обнаружения коронавируса¹

¹ Бородина И.А., ¹ Зайцев Б.Д., ¹ Теплых А.А., ² Староверов С.А., Фомин А.С., ² Гулий О.И.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация
borodinaia@yandex.ru

² Институт биохимии и физиологии растений и микроорганизмов РАН
г. Саратов, 410049, ул. просп. Энтузиастов, 13, Российская Федерация

Аннотация: Исследован датчик на основе щелевой моды в акустической линии задержки для быстрого определения коронавируса на примере вируса трансмиссивного гастроэнтерита свиней (ТГС) в водных растворах. Добавление антител, специфичных к вирусу ТГС, разведенному в воде, приводило к изменению глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь датчика. По разнице выходных параметров датчика до и после биологического взаимодействия вирусов со специфичными антителами можно судить о наличии (или отсутствии) исследуемых вирусов в анализируемом растворе. Показана возможность диагностики вируса в растворах с проводимостью от 1.9 до 900 мкСм/см. Время анализа не превышало 7 минут.

1. Введение

Вирусные инфекции, в том числе коронавирусная инфекция остаются одной из глобальных проблем современности. Различные виды коронавирусов широко распространены в природе, вызывая различную инфекционную патологию, как у человека, так и у домашних животных. Поэтому актуальным является развитие и совершенствование методов определения коронавирусов. Несмотря на большое разнообразие методов определения вирусов [1–3], развитие новых методов и подходов, позволяющих выявлять возбудителя заболевания за короткое время и на большом количестве образцов, является весьма актуальным направлением. Биосенсорные системы для определения вирусов являются уникальной альтернативой традиционным диагностическим тестам и представляют собой чувствительные, быстрые, миниатюрные и портативные платформы по сравнению с обычными лабораторными методами [4–6]. Перспективным направлением для анализа вирусов является использование акустических биосенсоров. Для определения вирусов наиболее предпочтительными являются датчики, которые позволяют проводить многократные измерения и легко очищаются от используемого образца после измерений. Примером может служить акустический датчик на основе щелевой моды в линии задержки с поперечно-горизонтальной волной нулевого порядка [7]. В данной работе исследована возможность использования такого датчика для быстрого определения коронавирусов в водных растворах с различной проводимостью. В качестве модельной системы использовали вирус трансмиссивного гастроэнтерита свиней (ТГС) и специфичные для него антитела.

2. Методика эксперимента и полученные результаты

Основным элементом датчика для обнаружения вирусов служила линия задержки из пластины Y-X ниобата лития толщиной 200 мкм. Встречно штыревые преобразователи наносились на одну сторону пластины для возбуждения и приема акустической волны с поперечно-горизонтальной поляризацией SH_0 . Жидкостный контейнер объемом 2 мл был размещен над противоположной стороной пластины с зазором 8 мкм. Основание контейнера было выполнено из пластины Z - X + 30° ниобата лития с толщиной 500 мкм.

Для определения вирусов в водных растворах при их взаимодействии со специфичными антителами датчик был подключен к измерителю S-параметров E5071 C (Agilent Technologies, USA) в режиме измерения частотной зависимости полных потерь датчика. Измерения проводились в дистиллированной воде и буферных растворах с различной проводимостью. Водные растворы с разбавленными вирусными частицами заливались в контейнер, а после этого к раствору добавлялись антитела. Показания датчика измерялись до и после добавления антител. Аналитическим сигналом служило изменение глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь датчика после взаимодействия вирусов с антителами.

Обнаружено, что добавление антител с концентрацией 5–30 мкг/мл, специфичных к вирусу ТГС приводило к значительному уменьшению глубины резонансных пиков (5–8 дБ) и к сдвигу резонансных частот на 0.01 МГц. На рис. 1а, в качестве примера представлены частотные

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-07-00304.

зависимости полных потерь датчика до (синяя кривая) и после (розовая кривая) добавления специфичных антител в количестве 20 мкг/мл к дистиллированной воде с вирусом ТГС.

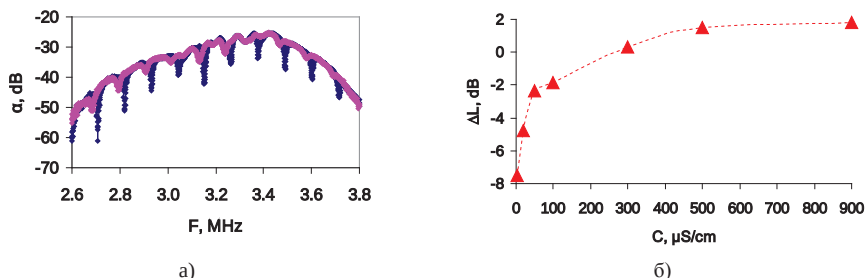


Рис. 1. (а) - Частотные зависимости полных потерь (α) датчика с контейнером, наполненным дистиллированной водой с вирусом ТГС до (синяя кривая) и после (розовая кривая) добавления специфичных антител; (б) – Зависимость изменения глубины резонансного пика (ΔL) на частоте 2.9 МГц от проводимости (С) буферных растворов

Далее мы проводили оценку чувствительности датчика при работе с реальными образцами жидкости с повышенной проводимостью. Были проведены исследования взаимодействия вируса ТГС со специфичными антителами в буферных растворах с проводимостью 4–900 мкСм/см. При этом процедура подготовки образца, внесения антител и проведения измерений была аналогична вышеописанной. Было показано, что добавление специфичных антител к буферным растворам с вирусом также как и в случае с дистиллированной водой, приводило к уменьшению глубины резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь датчика и к сдвигу резонансной частоты. При этом глубина резонансных пиков зависела от проводимости буферного раствора. На рис. 1б в качестве примера приведена зависимость изменения глубины пика резонансного поглощения вблизи частоты 2.9 МГц от проводимости буферного раствора при добавлении к раствору с вирусом специфичных антител в количестве 20 мкг/мл. Видно, что изменение глубины резонансного пика достигает максимального значения при проводимости буферного раствора 4 мкСм/см и составляет 7.8 дБ. При увеличении проводимости изменение глубины резонансного пика при добавлении антител к раствору с вирусом уменьшается, достигает нулевого значения при проводимости буфера 250 мкСм/см, затем меняет знак, немного растет и достигает насыщения для проводимости 900 мкСм/см.

3. Заключение

Проведенные исследования показали, что датчик на основе щелевой моды в акустической линии задержки успешно обнаруживает вирус ТГС при его взаимодействии со специфичными антителами в водных растворах с различной проводимостью. Время анализа не превышает 7 минут.

Список литературы

1. Carte R.J., Saunders V. *Virology: Principles and Applications*; John Wiley & Sons Ltd: London, UK, 2007; 358 p.
2. Souf S. Recent advances in diagnostic testing for viral infections. *Biosci Horizons. Int. J. Stud. Res.* 2016, V. 9, hzw010.
3. Coiras M.T., Aguilar J.C., Garcia M.L., Casas I., Pérez-Breña P. Simultaneous detection of fourteen respiratory viruses in clinical specimens by two multiplex reverse transcription nested-PCR assays // *J. Med. Virol.* 2004, V. 72, P. 484–495.
4. Samson R., Navale G.R., Dharne M.S. Biosensors: Frontiers in rapid detection of COVID-19 // *Biotech.* 2020, V. 10, P. 385.
5. Lin B., Blaney K.M., Malanoski A.P., Ligler A.G., Schnur J.M., Metzgar D., Russell K.L., Stenger D.A. Using a resequencing microarray as a multiple respiratory pathogen detection assay // *J. Clin. Microbiol.*, 2007, V. 45, P. 443–452.
6. Ozer T., Geiss B.J., Henry C.S. Review—Chemical and biological sensors for viral detection // *J. Electrochem. Soc.*, 2020, V. 167, P. 037523.
7. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Burygin G.L., Guliy O.I. Sensor based on the slot acoustic wave for the non-contact analysis of the bacterial cells – antibody binding // *Sens. and Actuat. B-Chem.*, 2018, V. 268, P. 217–222.

О задаче дистанционного измерения внутренней температуры биологических объектов¹

Убайчин А. В., Абдирасул уулу Т., Щегляков А. В., Жук Г. Г., Кречетов Д. В.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, ул. Вершинина 47, лаб. 514, 634012, Российская Федерация
dualog@mail.ru

Аннотация: В представленной работе показана проблематика решения задачи дистанционного измерения внутренней температуры биологических объектов. Приведены способы решения задач повышения быстродействия микроволновых радиометрических систем и дистанционной оценки потерь на границе раздела двух сред.

1. Введение

Существующие системы дистанционной оценки температуры на основе инфракрасных систем осуществляют измерения температуры только с поверхности тела [1]. Как правило, поверхностная температура отличается от внутренней температуры, являющейся информативным параметром. В связи с этим актуальна задача повышения достоверности дистанционного измерения температуры. Одним из способов повышения достоверности является дистанционное измерение внутренней температуры. В представленной работе дается оценка возможности реализации дистанционного измерения внутренней температуры биологических объектов при помощи систем микроволновой радиометрии.

2. Особенности реализации измерений

Микроволновые радиометрические системы широко используются в медицинской диагностике для измерения внутренней температуры. Однако, для проведения одного измерения необходимы сравнительно длительные интервалы времени – порядка 0,5...1 секунд. Так же, необходим непосредственный контакта радиометрической системы с телом. Это обусловлено необходимостью измерения и/или учета отражения части излучаемого сигнала от границы раздела "антенна-объект" [2]. Необходимость контакта с исследуемым объектом приводит к затруднительности использования таких систем для дистанционного измерения температуры. В случае решения описанных выше особенностей реализации измерений, на основе микроволновых радиометрических систем потенциально возможно осуществить дистанционное измерение внутренней температуры. Для повышения быстродействия предлагается использовать перспективные методы дистанционных измерений собственного электромагнитного излучения, обладающих повышенными динамическими свойствами [3]. Для оценки электродинамических характеристик исследуемого объекта предполагается использовать методы активной радиолокации. Для этого предлагается локализовать короткий зондирующий импульс на малом участке исследуемого объекта и по временной зависимости отраженного сигнала определить комплексные коэффициенты отражения от неоднородностей для решения обратной задачи оценки диэлектрической проницаемости среды, затухания и ее толщины [4].

3. Заключение

Раскрыта проблематика реализаций дистанционного измерения внутренней температуры биологических объектов. Приведены особенности использования микроволновых радиометрических систем в задаче измерения внутренней температуры. Показаны пути решения задач повышения динамических свойств радиометрических систем и дистанционной оценки диэлектрических характеристик исследуемых объектов.

Список литературы

1. F. J. Ring Pioneering progress in infrared imaging in medicine // Quantitative Infrared Thermography Journal. - 2014. - Vol. 11. - №1. - P.57-65
2. S. G. Vesnin, M. K. Sedankin, L.M. Ovchinnikov, A.G. Gudkov, V. Y. Leushin, I.A. Sidorov, I.I. Goryan Portable microwave radiometer for wearable devices / Sensors and Actuators A: Physical. - 2021. - Vol. 318. - No. 1. art. number 112506.
3. Ubaychin A.V., Abdirasul T., Zhuk G Microwave radiometer for sensor systems with self-contained power supplies // Sensor review. - Vol. - 40. Is. 3. – P. 329-334.
4. Б. И. Авдоченко, В. Д. Репенко, А. В. Убайчин, А. В. Фатеев, Н. Д. Хатьков, V. Issakov Исследование возможности измерений диэлектрической проницаемости органов и тканей человека средствами радиолокационного зондирования и математического моделирования // Сибирский журнал клинической и экспериментальной медицины. - Т.35. - № 4. - С. 78-94.

¹ Работа выполнена в рамках проекта FEWM-2020-0041 Минобрнауки России.

Взаимодействие микроволнового излучения с биологическими и социальными объектами

Дмитриев А.С., Рыжов А.И.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11-7
chaos@cplire.ru

Аннотация: Рассматривается одна из серьезных проблем, сопровождающих развитие мобильных средств связи — воздействие электромагнитного излучения на биологические объекты, включая человека, и социальные суперорганизмы, возникающие в результате взаимодействия большого количества людей. Показывается, что в последнем случае пороговый уровень влияния микроволновых электромагнитных полей значительно ниже, чем в случае биологических объектов и определяется скорее содержанием информации, циркулирующей в мобильных сетях связи, а не собственно уровнем мощности излучения

В середине 80-х годов рядом ведущих исследователей США из лаборатории Лос Аламоса была выдвинута и реализована идея создания специального института (Santa Fe Institute - SFI) для изучения проблем сложности (complexity). Цель исследований SFI хорошо выражает высказывание одного из его сотрудников Х. Пагеля (H. Pagels): «Я убежден, что нации и люди, овладевшие новой наукой о сложности, станут экономической, культурной и политической сверхдержавой следующего века».

Мобильные сети связи, как коммуникационные элементы сложных систем, в наше время стали одним из главных инструментов реализации этой мысли. Их развитие вместе с очевидными и не очень новыми возможностями и достоинствами затрагивает ряд проблем, перспективы решения которых не выглядят слишком радужными. Одна из этих проблем рассматривается в докладе и связана с тем, что биологические объекты, в том числе люди, подвергаются воздействию электромагнитного микроволнового излучения базовых станций и персональных устройств мобильных систем связи и взаимодействуют с этим излучением.

Проблема взаимодействия электромагнитных полей (ЭМП) была осознана практически сразу после появления первых радиосредств. Одним из ее активных исследователей был А.Г. Гурвич [1]. Примерно к этому же времени относятся исследования Б.Б. Кажинского [2].

Следует отметить, что исследования в области взаимодействия электромагнитных волн и биологических объекта велись интенсивно в ведущих странах (Германия, СССР, США) не только отдельными учеными, но и в рамках больших проектов.

Постепенно сформировалось убеждение, что проблема носит комплексный и системный характер. В Советском Союзе заметным событием, фиксирующим это убеждение, стал выход книги Александра Самуиловича Пресмана «Электромагнитные поля и живая природа» [3].

Следующий важный этап по изучению электромагнитных полей в связи с биологическими объектами связан с двумя событиями: проектом по изучению собственных полей излучения человека (Ю.В. Гуляев, Э.Э. Годик [4]), в котором впервые комплексно изучались различные типы полей, излучаемые человеком, а также многолетняя программа работ научного коллектива под руководством Н.Д. Девяткова по исследованию воздействия электромагнитного излучения миллиметрового диапазона на биологические объекты, включая человека [5,6].

Таким образом, вопрос влияния электромагнитных волн на организм человека интенсивно изучается несколько десятилетий. Однако до сих пор для него нет консолидированной позиции научного сообщества. Острота проблемы проявляется все сильнее с учетом того, что системы беспроводной связи, использующие электромагнитные излучения (ЭМИ), являются неотъемлемой частью жизни современного общества, а их количество только растет. И одним из самых важных вопросов является вопрос о безопасности электромагнитного излучения и его безопасных уровнях для здоровья человека.

Уже в 50—60 годы двадцатого века на основании специально проведенных исследований во многих странах мира были введены критерии, определяющие безопасный уровень.

Энергетический критерий, согласно которому излучение считается безопасным если его уровень не приводит к быстрому нагреванию кожного покрова. Этот уровень был определен в 1 мВт/см^2 .

В СССР (а позже в РФ) этот критерий также использовался, но проведенные исследования показали, что реально изменения в различных показателях жизнедеятельности организма наступают при значительно более низких уровнях плотности микроволнового излучения: уже при значениях $\sim 10 \text{ мкВт/см}^2$. Поэтому был введен также «информационный» порог воздействия, имеющий именно такое значение [7].

Как отмечалось в [3], максимальной чувствительностью к ЭМП обладают целостные организмы, меньшей - изолированные органы и клетки и еще меньшей - растворы макромолекул.

Первоначально введенные критерии безопасности ЭМИ предназначались в основном для людей, профессионально связанных с электромагнитными излучениями, и мало касались большей части населения. Ситуация кардинально стала меняться с появлением средств мобильной связи и их массовым применением. Постепенно это стало значительной проблемой, которая интенсивно обсуждается научно-техническим и медицинскими сообществами, а также общественностью. Особенно эти обсуждения стали острыми и интенсивными при переходе к системам связи 5G.

Пятое поколение мобильной связи – 5G, отличается от предыдущих поколений по нескольким критериям: многократным повышением пиковых скоростей передачи, значительно меньшим запаздыванием при передаче сигнала от источника к конечному потребителю (примерно в 100 раз от 100 мс до 1 мс по сравнению с поколением 4G), расширением возможной области используемых частот в нижней части спектрального диапазона до 6 ГГц и возможностью использования нескольких диапазонов частот в миллиметровом диапазоне.

Поэтому те опасения, которые имелись в отношении экологической безопасности мобильной связи предыдущих поколений для систем 5G только обострились.

Согласно идее Пресмана, чувствительность объектов к электромагнитным полям растет с увеличением сложности объектов.

Можно рассмотреть следующую цепочку биологических объектов с возрастающей сложностью: вирусы, клетки, культуры клеток, органы, живое существо в целом (например, человек), суперорганизм (социально-экономическая система, например, город), как объединение людей, обменивающихся информацией.

Если на уровне организма (или его частей) воздействие микроволнового излучения начинается с уровня плотности мощностей в единицы мкВт/см², то на какие плотности мощности может реагировать город как суперорганизм?

На сегодняшний день, как нам представляется, этот уровень многократно ниже, чем тот который задается санитарными нормами. Отсюда следует, что *реальное влияние микроволновых ЭМП мобильных систем связи на социальные организмы может начинаться при очень низких уровнях излучения, если это излучение несет принципиально важную для членов сообщества информацию.*

Действительно, каждый человек со смартфоном «привязан» к мобильной сети. Когда уровень потока излучения значительно ниже порогового «информативного» уровня воздействия, но при этом начинает превышать уровень, при котором обеспечивается устойчивая связь между мобильным терминалом пользователя и сетью, т.е., попадающий в терминал поток электромагнитной мощности достаточен для качественного приема сигнала, поведение суперорганизма, как социальной системы, качественно меняется. Это и есть порог воздействия ЭМП на город, как на суперорганизм.

Список литературы

1. Гурвич А.Г. Теория биологического поля. Изд. «Советская наука», М.:1944.
2. Кажинский Б.Б. Биологическая радиосвязь. Изд. АН УССР, Киев: 1962.
3. Пресман А.С. Электромагнитные поля и живая природа. Изд. Наука, М.:1968.
4. Гуляев Ю.В. Физические поля и излучения человека. Новые неинвазивные методы медицинской диагностики. М.: Фонд «Знание» им. С.И. Вавилова, 2009.
5. Девятков Н.Д. Влияние электромагнитного излучения миллиметрового диапазона длин волн на биологические объекты. УФН. 1973. Т. 110. №3. С. 453-454.
6. Бецкий О.В., Кислов В.В., Лебедева Н.Н. Миллиметровые волны и живые системы. Изд. Сайенс-Пресс. М.: 2004.
7. Электромагнитное излучение радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ). Санитарные Правила и нормы. СанПиН 2.2.4/2.1.8.055-96. М.: Госкомсанэпиднадзор. 2002. 30 с.

Photoconductive dipole antennas based on semiconductors with long and short charge carrier lifetimes for pulsed and cw terahertz generation and detection¹

Svetlana A. Bereznaya, Daniil A. Kobtsev, Sergey Yu. Sarkisov

Tomsk State University
Tomsk, Russian Federation
sarkisov@mail.tsu.ru

Abstract: In the present work cw and pulsed terahertz generation and detection by photoconductive dipole antennas depending on the parameters of the semiconductor, configuration of the antenna structure, the magnitude of the applied bias voltage and photoexcitation parameters have been studied.

1. Introduction

Photoconductive dipole antennas (PDAs) remain one of the most efficient optic-to-terahertz converters commonly used in terahertz spectrometers and imaging systems [1]. An important property of PDAs is that these devices can be used to extract the beat signal between two cw laser sources, the frequencies of which differ by a value from several gigahertz to several terahertz. In this case, the dipole antenna is called a photomixer. Generators of cw terahertz radiation based on photomixers are compact and can be excited by relatively cheap laser diodes. There are a number of applications for such devices: terahertz spectrometers, imaging and data transfer systems. Ultrafast photodiodes and photomixers are the basic converters of optics to microwaves in microwave photonics [2].

Parameters of nonequilibrium charge carriers in a semiconductor are important for the terahertz generation and detection by PDAs [3, 4]. For photoconductive dipole antenna a short charge carrier lifetime is required. In the present study PDAs on SI-GaAs:Cr and LT-GaAs were fabricated and studied (Fig. 1). The created devices were tested as pulsed terahertz sources and detectors under excitation by femtosecond laser pulses. Also the PDAs were tested as terahertz photomixers at excitation by cw DBR lasers. It is important to note that charge carrier lifetime in LT-GaAs can be as low as 100-500 fs, while in SI-GaAs:Cr it can be of the order of 1-20 ns in the bulk.

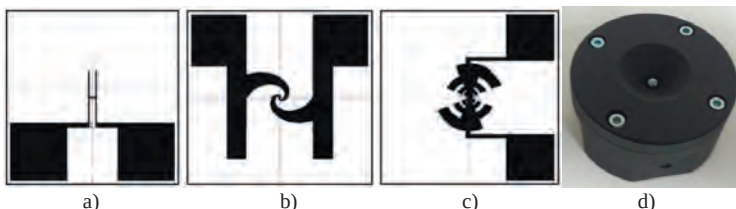


Fig. 1. Geometrical configurations of photoconductive dipole antennas studied: a) stripline (SPDA); b) logarithmic spiral (LSPDA); c) periodic spiral (PSPDA) and d) fabricated packaged device with silicon lens

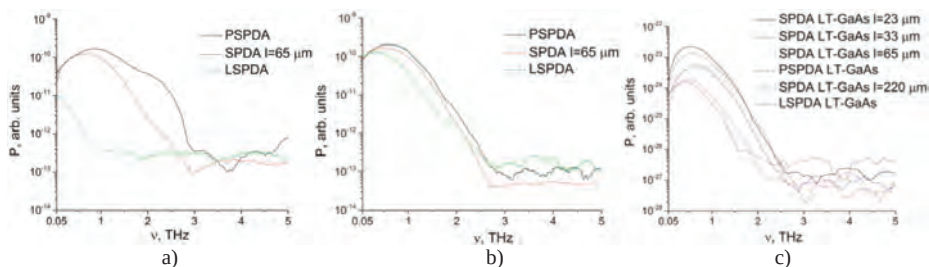


Fig. 2. Terahertz spectra generated by a) LT-GaAs and b) SI-GaAs PDAs at applied bias voltage of 27 V and c) terahertz spectra detected in LT-GaAs based PDAs

¹ This research was supported by Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation, project No 0721-2020-0038.

2. Pulsed terahertz generation and detection

It was found that both LT-GaAs and SI-GaAs:Cr PDAs generate pulsed terahertz in the spectral range of 0.05–2.8 THz (Fig. 2). On the contrary, according to the obtained results the lifetime of nonequilibrium charge carriers is important for the operation of PDAs as detectors of terahertz pulses and in this case should not exceed tens of picoseconds. The fabricated SI-GaAs:Cr PDAs did not work as detectors of pulsed terahertz radiation. The terahertz spectra detected in LT-GaAs based PDAs and generated from InAs crystal surface are shown in Fig. 2, c.

3. Cw terahertz generation and detection

For photoexcitation of the photomixer two DBR laser diodes, generating cw radiation in the region of the wavelength of 800 nm with an average power of up to 300 mW were used. Part of this radiation was fed to the LT-GaAs PSPDA used as a generator. As a result, beats of the illumination intensity at the difference frequency were formed in its contact gap. For coherent detection, a 23- μm LT-GaAs SPDA was installed as a detector. The waveforms (Fig. 3) were recorded by scanning the optical path difference between rays exciting the generator and detector with a step of 10 μm . SI-GaAs:Cr PDAs, because of the long charge carrier lifetime of the active medium, did not emit terahertz at excitation by two cw lasers.

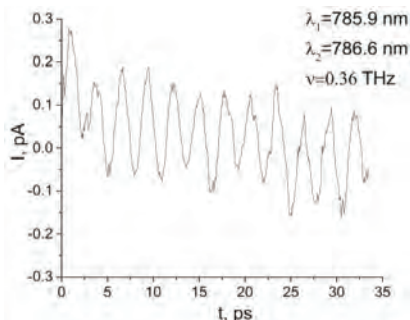


Fig. 3. Terahertz radiation waveform generated by LT-GaAs PSPDA at applied bias voltage of 27 V and detected by SPDA based on LT-GaAs with a length $l=23\ \mu\text{m}$ upon excitation by cw DBR lasers at a wavelength $\lambda_1 = 785.9\ \text{nm}$ and $\lambda_2 = 786.6\ \text{nm}$

4. Conclusion

It has been found that the developed PDAs based on both LT-GaAs and SI-GaAs:Cr generates pulsed terahertz radiation in the range of 0.05–2.8 THz. The highest conversion efficiencies are observed for SPDAs with a length of 65 μm or less, as well as for PSPDAs. The lifetime of nonequilibrium charge carriers is important for PDA operation as detectors of terahertz pulses and in this case should not exceed tens of picoseconds. PDAs based on SI-GaAs:Cr cannot be used as terahertz detectors. For LT-GaAs PDAs, the detection efficiency increases with decreasing antenna length. The possibility of generation and detection of radiation by photomixers based on short charge carrier lifetime material LT-GaAs has been demonstrated.

References

1. Sarkisov S. Yu., Safiullin F. D., Skakunov M. S. et al. Dipole antennas based on SI-GaAs:Cr for generation and detection of terahertz radiation // Russ. Phys. J. 2013. V. 53, No 8. P. 890–898.
2. Yao J. A tutorial on microwave photonics // IEEE Photon. Soc. Newslett. 2012. V. 26, No 2. P. 4–12.
3. Sarkisov S. Yu., Skakunov M. S., Tolbanov O. P. et al. SI-GaAs<Cr> photoconductive dipole antennas for terahertz generation: the influence of antenna length and shape // 25th Int. Crimean conf. «Microwave & Telecommunication Technology» - CriMiCo/2015 (Sevastopol, September 6–12, 2015). 2015. P. 455–456.
4. Kobtsev D., Kolesnikova I., Redkin R., Sarkisov S. A comparison of photoconductive semiconductors with long and short charge carrier lifetimes for pulsed and cw terahertz generation and detection // Proc. of 2019 Conference on Lasers and Electro-Optics Europe & European Quantum Electronics Conference - CLEO/Europe-EQEC 2019 (Munich, Germany, June 23–27, 2019). 2019. P. 8872412.

Радиотонная многоканальная приемная система ионозонда¹

¹ Андреев В. Д., Лустина А. А., Денисенко Е.П., Иванов А.А., Денисенко П.Е.

¹ Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, ул. Карла Маркса, 10, Российская Федерация
AAIvanov@kai.ru

Аннотация: Предлагается структура радиотонного измерителя угла прихода плоской волны диапазона 30 МГц, отраженной от ионосферы, построенной на тандемных амплитудно-фазовых модуляторах (ТАФМ). Измеритель позволяет определить угол прихода отраженного радиосигнала по отношению выходных сигналов измерительного и компенсирующего каналов, первый из которых содержит по одному ТАФМ, подключенному к отдельному элементу приемной антенны, состоящей из 8 диполей, разнесенных на определенное расстояние. Основным преимуществом применения ТАФМ является возможность получить отношение выходных сигналов, не зависящее от амплитуды отраженного радиосигнала, в широком диапазоне отклонения параметров модуляционного преобразования от оптимальных.

1. Введение

Диапазон изменения амплитуд ионосферных эхо-сигналов как функция несущей радиочастоты является основным продуктом данных ионозонда и называется ионограммой [1]. Хорошо известно, что прием пространственной волны может быть осуществлен с расстояний в несколько тысяч километров и более. Наблюдения в пассивном режиме могут использоваться для решения фоновых задач ВЧ-радионаблюдения, в частности, для определения местоположения передатчика на основе определения угла прихода (УП) ионосферных волн и дальнейшего отслеживания лучей в ионосфере. Общая задача определения УП рассматривает приемные антенны с произвольным расположением и произвольными характеристиками направленности в среде с произвольной ковариационной матрицей шума или помехи. Такая задача была описана и решена с использованием различных методов пеленгации, например, алгоритма оценки минимальной дисперсии или алгоритма классификации множественных сигналов. Основная погрешность известных микроволновых фотонных измерителей УП [2] заключается в том, что индекс амплитудной модуляции в модуляторах устройства, определяемый параметрами отраженного сигнала A_s может меняться в широких пределах. Как показано в [2], при $m=0,5$ величина частично подавленной неинформативной несущей лишь на 12 дБ меньше амплитуд информативных составляющих на частоте отраженного сигнала f_s . Кроме того, отмечено, что меньший коэффициент модуляции приводит к существенному снижению отношения сигнал/шум измерений [3]. Особым решением может быть построение специального радиотонного канала для построения измерителя УП в восьмиканальной системе приемника ионозонда, построенной на технологиях ТАФМ. ТАФМ реализует метод Ильина-Морозова – преобразования одночастотного когерентного излучения в двухчастотное – с полным подавлением несущей и высокой спектральной чистотой – сверхнизким уровнем спектральных составляющих высших порядков при отклонении параметров амплитудно-фазового преобразования от оптимальных [4-7].

2. Теория

Приемник ионозонда, использующего зондирующие радиочастотные импульсы на уровне единиц мВт и частотный диапазон до 30 МГц, структурно состоит из восьми параллельных каналов, подключенных к широкополосным активным дипольным антеннам с предусилителями 10 дБ. Данные каналы могут одновременно измерять комплексные амплитуды отраженного сигнала в зависимости от групповой задержки огибающей импульса и радиочастоты, что позволяет получить амплитуды и фазы для ионограмм во всем частотном диапазоне. Приемная дипольная решетка имеет форму «ножниц» с расстоянием между элементами 34 м. Компонировка решетки приемных диполей восьми антенн обозначены, как «-1x; 0x; 1x; 2x» для горизонтального ряда и «-1y; 0y; 1y; 2y» для вертикального, а центр скрещенного диполя «0x,0y» является точкой отсчета для анализа фазовых параметров [1].

Задача анализа УП состоит в том, чтобы сначала определить φ_x и φ_y из фазы наложения спектров измерения при наличии ошибок измерения. В приближении плоской волны для этого используются суммы фазовых параметров шести диполей центрального креста « $\pm 1x, y$; 0x, y». Когда плоская радиоволна с длиной волны λ достигает разнесенные приемные антенны, расположенных аналогично

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках государственного задания КНИТУ-КАИ № 075-03-2020-051 (fzsu-2020-0020, программа «Фократ»).

относительно земли и разделенные известными расстояниями d_x и d_y вдоль осей x и y соответственно, фазовые изменения из-за разнесения антенн можно определить с помощью следующих уравнений $\varphi_x = (d_x/\lambda)\cos\Delta\sin\alpha_y$, $\varphi_y = (d_y/\lambda)\cos\Delta\cos\alpha_y$, где Δ – угол места, измеренный над горизонтом; α_y – азимутальный угол от оси y .

Суммарное электрическое поле на выходе ТАФМ1 канала антенны «0х», на вход которого подается сигнал f_s с условной фазой «0», и на выходе ТАФМ2 – выходе компенсационного канала антенны «0х», на вход которого подается сигнал f_s с условной фазой « $\pi/2$ », попарно с электрическим полем на выходе ТАФМN, в качестве которого может быть выбран канал любой из антенн « $\pm 1x$ » и на вход которого подается сигнал f_s с условной фазой «0» может быть описано как:

$$E_{out1} = \frac{\alpha_i E_{in}}{2\sqrt{2}} e^{j2\pi f_s t} \left[J_1(m, \phi) e^{j\pi f_s t} (1 - e^{j\theta}) - J_1(m, \phi) e^{-j\pi f_s t} (1 - e^{-j\theta}) \right], \quad (1)$$

$$E_{out2} = \frac{\alpha_i E_{in}}{2\sqrt{2}} e^{j2\pi f_s t} \left[J_1(m, \phi) e^{j\pi f_s t} (1 - e^{j[\theta+\pi/2]}) - J_1(m, \phi) e^{-j\pi f_s t} (1 - e^{-j[\theta+\pi/2]}) \right], \quad (2)$$

где E_{in} – амплитуда электрического поля лазерного излучения, попадающего в ТАФМ, α_i – потери, вносимые ТАФМ, $J_1(m, \phi)$ – функция Бесселя первого порядка первого рода, m и ϕ – параметры амплитудного и фазового преобразования в ТАФМ, зависящие от амплитуды отраженного сигнала A_s .

Выходной оптический сигнал с ТАФМ поступает на PD, который генерирует фототок, амплитуда которого на частоте f_s может быть получена из уравнений (1) и (2) и определяется как:

$$I_{fs1} = \Re \frac{\alpha_i^2 P_{in}}{4} J_1^2(m, \phi) \sqrt{2(1 - \cos\theta)}, \quad (3)$$

$$I_{fs2} = \Re \frac{\alpha_i^2 P_{in}}{4} J_1^2(m, \phi) \sqrt{2(1 - \sin\theta)}, \quad (4)$$

где $\Re$ – чувствительность фотодетектора, а P_{in} – мощность входного лазерного излучения для ТАФМ1,2,N.

Электрическая мощность на частоте f_s , то есть информационная пиковая мощность для получения информации об УП, полученная из уравнений (3) и (4), может быть использована для определения отношения измерительного и компенсационного канала:

$$K = (1 - \cos\theta)/(1 - \sin\theta). \quad (5)$$

Как видно из уравнения (5), данное отношение не зависит от A_s .

3. Заключение

Представленная многоканальная приемная система ионозонда, работающая в пассивном режиме, позволяет решать проблему определения положения лицензированных или нелегальных источников радиопередачи. Вычисленные фазовые параметры многоэлементной приемной антенны, обусловленные разнесением антенн по осям x и y (возможна разная ориентация диполей), используются для определения УП. Микроволновая фотоника обеспечивает эффективные решения для определения УП, связанные с уменьшением электромагнитных помех, размеров системы, ее вес и потребляемой мощности. При этом получено отношение выходного сигнала каждого канала, включающего в себя компенсирующий ТАФМ, не зависящее от амплитуды входящего радиосигнала.

Список литературы

1. Lung-Chih Tsai, Mao-Ho Tien, Guo-Huei Chen, and Yali Zhang. HF Radio Angle-of-Arrival Measurements and Ionosonde Positioning // Terr. Atmos. Ocean. Sci. 2014. Vol. 25. No. 3. P. 401–413.
2. Huang C., Chen H., and Chan E.H.W. Simple photonics-based system for Doppler frequency shift and angle of arrival measurement // Optics Express. 2020. V. 28(9), P. 14028–14037.
3. Chen H. and Chan E.H.W. Technique to eliminate RF signal amplitude dependence in AOA measurement // Electronics Letters. 2020. V. 56(5), P. 243–244, doi: 10.1049/el.2019.3273.
4. Il'in G.I., Morozov O.G. and Il'in A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application // Proc. of SPIE. 2014. Vol. 9156. P. 91560M.
5. Morozov O.G., Il'in G.I., Morozov G.A., Nureev I.I., Misbakhov Rus.Sh. External amplitude-phase modulation of laser radiation for generation of microwave frequency carriers and optical poly-harmonic signals: an overview // Proc. of SPIE. 2016. Vol. 9807. P. 980711.
6. Sakhabutdinov A.J., Morozov O.G., Ivanov A.A., Morozov G.A., Misbakhov R.S., and Feofilaktov S.V. Multiple frequencies analysis in tasks of FBG based instantaneous frequency measurements. Proc. SPIE. 2018. Vol. 10774. P. 107740Y.
7. Морозов О.Г., Нуреев И.И., Сахабудинов А.Ж., Иванов А.А., Папазян С.Г., Василец А.А., Мисбахов Р.Ш. // Измерение мгновенной частоты микроволновых сигналов с использованием тангенсной амплитудно-фазовой модуляции в оптическом диапазоне // Фотон-экспресс. 2019. № 5 (157). С. 16–24.

Экспериментальное исследование интегрального оптоэлектронного приемника на основе кремниевой технологии¹

^{1,2} Коколов А. А., ¹ Коряковцев А. С., ¹ Бабак Л. И., ¹ Шеерман Ф. И., ^{1,3} Конкин Д. А.

¹ Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
kokolovaa@gmail.com

² Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН

г. Томск, 634055, пл. Академика Зуева, 1, Российская Федерация

³ Национальный исследовательский Томский политехнический университет (НИ ТПУ)

г. Томск, 634050, пр. Ленина, 30, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты экспериментального исследования интегральной схемы оптического приемника, выполненного по фотонно-электронной 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии. Интегральный оптический приемник состоит из германиевого (Ge) p-i-n-фотодиода, оптических элементов и широкополосного трансимпедансного усилителя. Микросхема может использоваться в оптических системах передачи аналоговых данных с полосой до 22,5 ГГц и цифровых данных при скоростях до 25 Гб/с.

1. Введение

В настоящее время повышенное внимание к фотонным технологиям связано во многом с необходимостью увеличения скорости передачи данных (до 100 Гб/с, 400 Гб/с и в перспективе - до нескольких Тб/с) в оптоэлектронных каналах, соединяющих между собой базовые станции перспективных систем телекоммуникации 5G и 6G, узлы больших дата-центров и др. Из-за большого числа оптических приемопередатчиков в таких каналах на первый план выходят финансовые затраты на их производство. Именно благодаря низкой стоимости внимание разработчиков привлечено к интегральным фотонным технологиям, которые, помимо резкого уменьшения габаритов, веса и стоимости волоконно-оптических систем, позволяют значительно улучшить многие другие характеристики: быстродействие, полоса частот, надежность, технологичность и др. [1].

Настоящая работа посвящена описанию методике и результатам экспериментального исследования, разработанного ранее интегрального оптического приемника [2], выполненного по фотонно-электронной 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии.

2. Теория

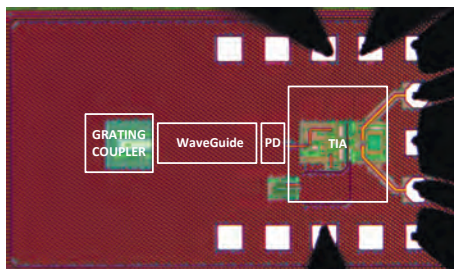
Разработанный интегральный оптический приемник построен по схеме прямого детектирования и предназначен для приема оптических сигналов с амплитудной модуляцией. Его схема содержит устройство ввода излучения в интегральную схему (ИС), оптический волновод для связи с фотодиодом (ФД), сам ФД и широкополосный трансимпедансный усилитель (ТИУ). В быстродействующих оптических системах передачи данных от передатчика через оптоволоконный кабель на вход приемника поступает лазерное излучение, модулированное цифровым или аналоговым информационным сигналом, спектр которого находится в области СВЧ. ФД преобразует падающее на него излучение в выходной ток пропорционально интенсивности светового потока. Основным назначением ТИУ является преобразование тока ФД в выходное СВЧ напряжение.

Фотография оптоэлектронного приемника, выполненная по фотонно-электронной 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии, приведена на рис. 1а, размеры кристалла с контактными площадками составляют 1,46×0,85 мм². На фотографии показано положение оптического входа с дифракционной решеткой, волновода, связывающего решетку с ФД, самого фотодиода и ТИУ. На контактные площадки ФЭИС подаются напряжения питания 3,3 В и 2,5 В, а также напряжение смещения ФД, кроме того, с контактов снимается выходной дифференциальный СВЧ сигнал. Потребляемая мощность составляет порядка 160 мВт.

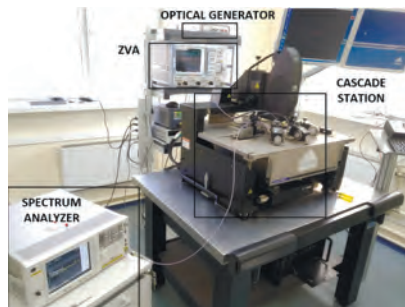
Для измерения коэффициента оптоэлектронного преобразования использован двухсигнальный метод оптического гетеродинамирования [3]. На вход ИС подается суммированный когерентный оптический сигнал с близкими по значению частотами f_1 и f_2 , в результате детектирования на ФД формируется модулированный сигнал с частотой модуляции, равной разностной частоте $f_1 - f_2$, кото-

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ, базовая часть ГЗ, уникальный идентификатор FEWM-2020-0046.

рый усиливается ТИУ. Уровень выходного сигнала фиксируется при помощи анализатора спектра. Общая фотография экспериментального стенда представлена на рис. 1б.



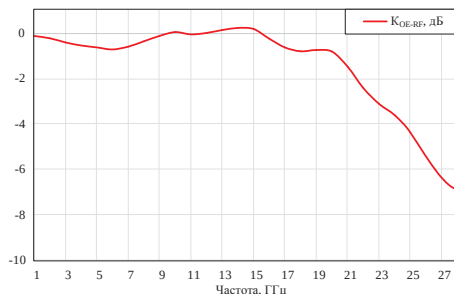
а)



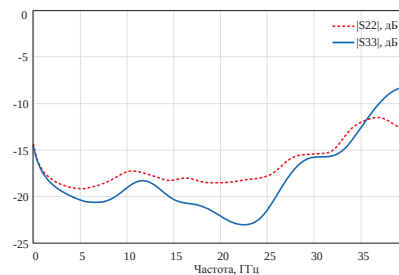
б)

Рис. 1. а) Микрофотография интегрального оптического приемника ($1,46 \times 0,85 \text{ мм}^2$); б) фотография стенда для проведения экспериментального исследования

На рис. 2а представлена типовая нормированная АЧХ коэффициента преобразования оптического приёмника $K_{OE-RF}(f)$. Полоса пропускания приёмника составила 22,5 ГГц, что позволяет использовать его для цифровых сигналов со скоростью до 25 Гб/с. В частотном диапазоне до 30 ГГц типовые значения коэффициентов отражения на обоих выходах оптоэлектронного приёмника ($|S_{22}|$ и $|S_{33}|$) не хуже -15 дБ (рис. 2б).



а)



б)

Рис. 2. Результаты зондовых измерений интегрального оптического приёмника: а) частотная характеристика нормированного коэффициента преобразования K_{OE-RF} ; б) фактика 2; в) коэффициенты отражения $|S_{22}|$ и $|S_{33}|$ по обоим выходам

3. Заключение

Представлены результаты экспериментального исследования интегральной схемы оптического приёмника, выполненного по фотонно-электронной 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии. Интегральный оптический приёмник состоит из германиевого (Ge) pin-фотодиода, оптических элементов и широкополосного ТИУ. Для измерения коэффициента оптоэлектронного преобразования использован двухсигнальный метод оптического гетеродинирования. Микросхема может использоваться в оптических системах передачи аналоговых данных с полосой до 22,5 ГГц и цифровых данных при скоростях до 25 Гб/с.

Список литературы

1. Chrostowski L. and Hochberg M. Silicon Photonics Design. Cambridge University Press, 2015.
2. Koryakovtsev A.S., Kokolov A.A., Konkin D.A., Sheyerman F.I., Babak L.I. A DC-20 GHz Integrated Linear Photonic Receiver in a 0.25 um BiCMOS SiGe:C technology // Proc. of XIII IEEE Conference Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Omsk, Russia, Nov. 5-7, 2019).
3. Dennis T., Hale P. High-accuracy photoreceiver frequency response measurements at 1.55 um by use of a heterodyne phase-locked loop // Optics Express, 2011. Vol. 19. No. 21. P. 20103-20114.

Радиофотонный измеритель угла прихода отраженного радиолокационного сигнала¹

¹ Денисенко Е. П., Лустина А. А., Андреев В. Д., Иванов А. А., Денисенко П. Е.

¹ Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, ул. Карла Маркса, 10, Российская Федерация
AAIvanov@kai.ru

Аннотация: Рассмотрен новый метод для измерения угла прихода (УП) радиолокационного микроволнового сигнала, отраженного от движущегося объекта, основанный на технологиях радиофотоники. Измеритель УП имеет ту же структуру, что и классический волоконно-оптический канал связи и состоит из лазера, блока электрооптических модуляторов и фотодетектора. Блок электрооптических модуляторов в отличие от известных решений на базе двухпортового амплитудного модулятора Маха-Цендера (DD-MZM) построен на двух параллельных субблоках, состоящих из тандемных однопортовых амплитудного и фазового модуляторов (ТАФМ). Биения выходных сигналов ТАФМ на выходе фотодетектора представляют собой преобразованный отраженный от объекта сигнал, по мощности которого можно определить УП. Экспериментальные результаты показывают, что измерение УП в диапазоне от 0 до $\pi/2$ возможно с погрешностью $\pm 1,7$ мрад при определении мощности информативной компоненты на частоте отраженного сигнала с погрешностью $\pm 10^{-3}$.

1. Введение

Оценка УП обычно выполняется с помощью методов цифровой обработки сигналов [1]. Однако цифровая обработка широкополосных микроволновых сигналов радиоэлектронными методами затруднена из-за ограничений полосы пропускания существующих цифровых сигнальных процессоров. Поэтому были предложены оптические реализации измерителей УП [2-4].

Наиболее простая схема измерителя УП представлена в [5]. Непрерывное излучение лазера попадает в блок электрооптических модуляторов на основе параллельного двухпортового модулятора Маха-Цендера DD-MZM. Отраженный сигнал на частоте f_s принимается двумя антеннами, которые подключены к двум входным радиочастотным портам MZM1 и MZM2 внутри DD-MZM. DD-MZM через основной MZM смещены в нулевую рабочую точку, что позволяет частично подавить неинформативную компоненту несущей лазерного излучения f_c и получить двухчастотное излучение $f_c \pm f_s$ с разностной частотой $2f_s$. Амплитуда компонент, соответствующих отраженному сигналу, на частотах $f_c \pm f_s$ зависит от τ (задержки времени прихода сигнала на антенны) через разность фаз сигналов θ на двух входных радиочастотных портах DD-MZM и позволяет определить УП. Частота и мощность выходных сигналов измерителя УП могут быть измерены с помощью электронных анализаторов спектра. Основным достоинством данного измерителя является простота его реализации. Однако за такую простоту приходится платить достаточно высокой погрешностью измерений. DD-MZM, установленный в нулевой рабочей точке, не обеспечивает полного подавления несущей частоты лазера на выходе блока модуляторов, что приводит к погрешности определения УП за счет появления вклада остаточной амплитуды неинформативной несущей в амплитуду информативной составляющей, так и появлению биений на удвоенной информативной частоте.

Для устранения указанных недостатков в данной работе предложено строить схему блока модуляторов на основе ТАФМ, реализующих метод преобразования одночастотного когерентного излучения Ильина-Морозова с полным подавлением несущей и высокой спектральной чистотой при отклонении параметров амплитудно-фазового преобразования от оптимальных [6-7].

2. Теория

Отраженный сигнал в измерительном канале, принимаемый двумя антеннами, подключенными к радиочастотным входам ТАФМ1 и ТАФМ2 имеют разность фаз θ , соответствующую УП φ и временной задержке τ :

$$\varphi = \sin^{-1}(c\tau/d), \quad \theta = 2\pi(f_s\tau - k), \quad (1)$$

где k – целое число.

Суммарное электрическое поле на выходе ТАФМ1 и ТАФМ2 может быть описано как:

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках государственного задания КНИТУ-КАИ № 075-03-2020-051 (fszu-2020-0020, программа «Фократ»).

$$E_{out1,2} = \frac{\alpha_i E_{in}}{2\sqrt{2}} e^{j2\pi f_s t} \left[J_1(m, \phi) e^{j\pi f_s t} (1 - e^{-j\theta}) - J_1(m, \phi) e^{-j\pi f_s t} (1 - e^{-j\theta}) \right], \quad (2)$$

где E_{in} – амплитуда электрического поля лазерного излучения, попадающего в ТАФМ, α_i – потери, вносимые ТАФМ, $J_1(m, \phi)$ – функция Бесселя первого порядка первого рода, m и ϕ – параметры амплитудного и фазового преобразования в ТАФМ, зависящие от амплитуды отраженного сигнала.

Выходной оптический сигнал блока ТАФМ поступает на фотодетектор, который генерирует фототок. Амплитуда фототока на частоте f_s может быть получена из уравнения (2) и определяется как:

$$I_{fs} = \Re \frac{\alpha_i^2 P_{in}}{4} J_1^2(m, \phi) \sqrt{2(1 - \cos \theta)}, \quad (3)$$

где $\Re$ – чувствительность фотодетектора, P_{in} – мощность входного лазерного излучения для ТАФМ1,2.

Электрическая мощность на частоте f_s , то есть информационная пиковая мощность для получения информации об УП, может быть получена из уравнения (3) и определяется выражением

$$P_{fs} = \Re^2 \frac{\alpha_i^4 P_{in}^2}{16} J_1^4(m, \phi) R_L (1 - \cos \theta), \quad (4)$$

где R_L – сопротивление нагрузки фотоприемника.

Уравнение (4) показывает, что мощность информативной компоненты зависит от разности фаз θ отраженных сигналов на двух радиочастотных ТАФМ1 и ТАФМ2. Следовательно, УП отраженного сигнала θ может быть найден через определения θ из уравнения пиковой мощности (4), τ и ϕ – из уравнений (1). Результат статистических оценок по массиву измерений, проведенной на установке [8] показывает, что погрешность измерения УП в диапазоне от 0 до $\pi/2$ составляет угол меньше $\pm 1,7$ мрад. В идеальном случае информативная компонента равна 0 при разности фаз $\theta=0$ и равна нормированной 1 при $\theta=\pi$. Однако на практике из-за несбалансированности сигналов на двух радиочастотных портах ТАФМ, отклонении параметров преобразования от оптимальных, нормализованная информативная пиковая мощность составляет около -35 дБ при разности фаз $\theta=0$ и -2 дБ при разности фаз $\theta=\pi$.

3. Заключение

Для повышения точности измерений УП желательно перенести их реализацию из гигагерцового диапазона в мегагерцовый, что дополнительно позволит снизить стоимость применяемого фотодетектора, и что можно реализовать при сплитировании отраженных частот. Его преимущества могут стать более существенными при построении измерителя по технологиям интегральных фотонных схем. Это позволит использовать универсальный измеритель в задачах создания новых оборонных радиофотонных локаторов и их применения для гражданских задач, например, для задач экологического мониторинга.

Список литературы

1. Kang B., Fan Y., Wang W., Wang Z., Tan Q., Jiang W., He Y., and Gao Y. 6–40 GHz photonic microwave Doppler frequency shift measurement based on polarization multiplexing modulation and I/Q balanced detection // Opt. Commun. 2020. Vol. 456. P. 124579.
2. Biernacki P.D., Ward A., Nichols L.T., and Esman R.D. Microwave phase detection for angle of arrival detection using a 4-channel optical downconverter // International Topical Meeting on Microwave Photonics. 1998. P. 137–140.
3. Zou X., Li W., Pan W., Luo B., Yan L., and Yao J. Photonic approach to the measurement of time-difference-of-arrival and angle-of-arrival of a microwave signal // Opt. Lett. 2012. Vol. 37. No. 4. P. 755–757.
4. Cao Z., van den Boom H.P.A., Lu R., Wang Q., Tangdionga E., and Koonen A.M.J. Angle-of-arrival measurement of a microwave signal using parallel optical delay detector // IEEE Photonics Technol. Lett. 2013. Vol. 25. No. 19. P. 1932–1935.
5. Huang C., Chen H., and Chan E.H.W. Simple photonics-based system for Doppler frequency shift and angle of arrival measurement // Optics Express. 2020. Vol. 28. No. 9. P. 14028–14037.
6. Il'in G.I., Morozov O.G. and Il'in A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application // Proc. of SPIE. 2014. Vol. 9156. P. 91560M.
7. Morozov O.G., Il'in G.I., Morozov G.A., Nureev I.I., Misbakhov Rus.Sh. External amplitude-phase modulation of laser radiation for generation of microwave frequency carriers and optical poly-harmonic signals: an overview // Proc. of SPIE. 2016. Vol. 9807. P. 980711.
8. Морозов О.Г., Нуреев И.И., Сахобутдинов А.Ж., Иванов А.А., Папазян С.Г., Василец А.А., Мисбахов Р.Ш. // Измерение мгновенной частоты микроволновых сигналов с использованием тандемной амплитудно-фазовой модуляции в оптическом диапазоне // Фотон-экспресс. 2019. № 5 (157). С. 16–24.

Радиофотонное формирование сверхширокополосных СВЧ сигналов для радаров высокого разрешения¹

^{1,2,3} Кулагин В. В., ^{3,4} Валуев В. В., ² Корниенко В. Н., ³ Прохоров Д. А., ² Черепенин В. А.

¹ Государственный астрономический институт им. П.К.Штернберга МГУ им. М. В. Ломоносова
г. Москва, 119991, Университетский просп., 13, Российская Федерация
victorvkulagin@yandex.ru

² Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11, Российская Федерация

³ Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ
г. Москва, 115409, Каширское ш., 31, Российская Федерация

⁴ ЗАО НТЦ «Модуль»
г. Москва, 125190, 4-ая улица 8 Марта, 3, Российская Федерация

Аннотация: Исследованы методы радиофотонного формирования сверхширокополосных СВЧ сигналов для радаров высокого разрешения. Предложены варианты схемных решений, и разработаны схемы формирования таких импульсов, основанные на использовании оптической сетки опорных частот. Создана математическая модель системы формирования излучаемых сигналов, режимы работы которой исследованы с помощью численного моделирования. Получены характеристики формируемых сверхширокополосных СВЧ сигналов, и оценены параметры радаров высокого разрешения, использующих такие импульсы.

1. Введение

Современной тенденцией развития радиолокационных систем с возможностью радиовидения является обеспечение сверхвысокого разрешения по дальности за счет расширения полосы зондирующего сигнала. Требуемые характеристики могут быть обеспечены в радиолокационных установках, разработанных на основе радиофотонных технологий. В настоящее время в мире ведется интенсивная работа над созданием радиофотонных радаров и их отдельных частей. Первый макет радиофотонного радара [1] показал хорошие результаты при натурных испытаниях. Морские испытания макета многодиапазонного радара [2], одновременно использующего две несущих в диапазонах 2.5 ГГц и 10 ГГц и когерентно обрабатывающего отраженный сигнал, продемонстрировали, что разрешение по дальности растет. Натурные испытания макета радара с распределенной приемной системой [3] показали, что угловое разрешение существенно увеличивается. Работы над этой тематикой ведутся также под эгидой американской программы DARPA [4]. Уже очевидно, что радиофотонные локационные комплексы являются принципиально новым поколением систем дистанционного зондирования, и их возможности существенно превосходят возможности современных установок. Наибольшие перспективы здесь открывает применение радиофотонных интегральных схем, позволяющих создавать на одном чипе целые блоки или даже всю установку. Аналоговые радиофотонные процессоры в интегральном исполнении [5-7] могут с успехом применяться для решения таких задач, как фильтрация СВЧ сигналов, формирование СВЧ сигналов с заданной формой спектра, Фурье преобразование входного сигнала и др.

В работе с помощью численного моделирования исследовано радиофотонное формирование сверхширокополосных СВЧ сигналов для радаров высокого разрешения, в частности, сверхкоротких импульсов, импульсов с линейно изменяющейся частотой (ЛЧМ) и OFDM сигналов [8,9] (такой сигнал содержит множество ортогональных несущих с фиксированным шагом по частоте). Предложены схемы генерации таких импульсов, основанные на использовании оптической сетки опорных частот, формируемой в данном случае непрерывным лазером и амплитудным модулятором с большим индексом модуляции [10]. Это позволяет обеспечить жесткую временную синхронизацию частей спектра формируемого сверхширокополосного СВЧ сигнала. Получены характеристики сигналов и оценены параметры радаров высокого разрешения, использующих такие импульсы.

2. Радиофотонное формирование спектра сверхширокополосного СВЧ сигнала

Радиофотонное формирование спектра сверхширокополосного СВЧ сигнала может в общем случае основываться на следующем подходе. Каждая оптическая линия сетки частот выделяется оптическим фильтром и модулируется нужным сигналом от задающего радиочастотного цифрового источника отдельно от других линий. Затем все линии опять объединяются в один оптический сиг-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 19-29-06108 и 20-07-00768.

нал, имеющий ширину спектра модуляции, равную суммарной ширине спектра всех модулирующих сигналов. С помощью радиофотонного преобразователя частоты, использующего в качестве опорного колебания одну из мод сетки частот, формируется СВЧ колебание с требуемой несущей частотой и модуляцией с заданной формой и шириной спектра. Если все линии необходимо промодулировать одинаковым сигналом (случай OFDM сигнала [11]), то задача значительно упрощается, так как все нужные линии оптической сетки частот могут быть промодулированы одновременно в одном модуляторе. При таком методе формирования упрощается также и проблема с излучением сверхширокополосных сигналов. Действительно, на каждую антенну может направляться сигнал, сформированный из определенной группы линий опорной сетки частот. В этом случае характеристики СВЧ сигналов, сформированных из разных групп оптических мод, могут быть оптимальным образом согласованы с параметрами антенн.

В качестве многомодовых оптических источников могут применяться как многомодовые (импульсные) лазеры, так и системы, построенные, например, на базе непрерывного лазера и амплитудного модулятора с большим индексом модуляции [10,11]. В последнем случае излучение непрерывного лазера модулируется высокостабильным СВЧ сигналом (который может генерироваться, например, с помощью оптоэлектронного генератора, имеющего рекордно низкие шумы), в результате при достаточной амплитуде модуляции образуется необходимое количество боковых мод для формирования сетки опорных частот. Этот тип многомодового источника обладает определенными преимуществами, так как возможно существенное изменение не только средней оптической частоты сетки частот, которая задается лазером, но и расстояния между модами, равного частоте модулирующего СВЧ колебания.

Следует отметить, что для радиолокационной системы, использующей заранее заданные формы сверхкоротких или ЛЧМ импульсов, могут быть применены значительно более простые схемы, формирующие требуемые сигналы на основе многомодового источника с заданной длительностью импульса и формой спектра. В этом случае импульс многомодового источника должен быть частотно-ограниченным (не иметь чирпа) для формирования сверхкоротких импульсов, а для ЛЧМ импульсов величина чирпа определяется требуемым изменением частоты СВЧ сигнала. Тогда при радиофотонном преобразовании частоты вниз формируется СВЧ импульс, длительность и изменение частоты которого определяются длительностью и чирпом лазерного импульса. Такие схемы также исследованы, и с помощью численного моделирования оценены их характеристики.

3. Заключение

Численно исследовано радиофотонное формирование сверхширокополосных СВЧ сигналов для радаров высокого разрешения, в частности, сверхкоротких, ЛЧМ и OFDM импульсов. Предложены и проанализированы схемы формирования таких импульсов, с помощью численного моделирования определены их характеристики. Оценены параметры радаров высокого разрешения, использующих такие импульсы. Обработка принимаемых сигналов может быть проведена, например, с помощью многоканальной приемной системы [12].

Список литературы

1. Ghelfi P., Laghezza F., Scotti F. et al. A fully photonics-based coherent radar system // *Nature*. 2014. Vol. 507. P. 341–345.
2. Ghelfi P., Laghezza F., Scotti F. et al. Photonics for radars operating on multiple coherent bands // *J. Lightw. Technol.* 2016. Vol. 34. No. 2. P. 500–507.
3. Serafino G., Scotti F., Lemb L. et al. Toward a New Generation of Radar Systems Based on Microwave Photonic Technologies // *J. Lightw. Technol.* 2019. Vol. 37. No. 2. P. 643–650.
4. Ridgway R.W., Dohrman C. L., Conway J.A. Microwave Photonics Programs at DARPA // *J. Lightw. Technol.* 2014. Vol. 32. P. 3426–3439.
5. Capmany J., Gasulla I., Pérez D., Microwave photonics: The programmable processor // *Nature Photon.* 2016. Vol. 10. P. 6–8.
6. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated microwave photonics // *Nature Photon.* 2019. Vol. 13. No. 2. P. 80–90.
7. Smit M., Williams K., Van der Tol J. Past, present, and future of InP-based photonic integration // *APL Photonics*. 2019. Vol. 4. No. 5. P. 050901.
8. Rohling H. OFDM Concepts for Future Communication Systems. Springer-Verlag, 2011. 258 p.
9. Ellinger J., Zhang Z., Wicks M. et al. Multi-carrier radar waveforms for communications and detection // *Radar Sonar & Navigation IET*. 2017. Vol. 11. No. 3. P. 444–452.
10. Sakamoto T., Kawanishi T., Izutsu M. Asymptotic formalism for ultraflat optical frequency comb generation using a Mach–Zehnder modulator // *Optics Letters*. 2007. Vol. 32. No 11. P. 1515–1517.
11. Кулагин В. В., Валуев В. В., Конторов С. М. и др. Формирование широкополосных СВЧ сигналов и многоканальное преобразование частоты с помощью радиофотонного генератора сетки опорных частот // *Изв. РАН. Сер. физ.* 2021. Т. 85. № 1. С. 91–97.
12. Кулагин В. В., Валуев В. В., Конторов С. М. и др. Высоочастотный радиофотонный АЦП с многоканальным измерением сигнала в спектральных интервалах // *Изв. РАН. Сер. физ.* 2020. Т. 84. № 1. С. 67–72.

Радиофотонный измеритель доплеровского изменения частоты отраженного радиолокационного сигнала¹

¹ Лустина А. А., Андреев В. Д., Денисенко Е. П., Иванов А. А., Денисенко П. Е.

¹ Казанский национальный исследовательский университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, ул. Карла Маркса, 10, Российская Федерация
AAIvanov@kai.ru

Аннотация: Рассмотрен новый метод измерения доплеровского изменения частоты (ДИЧ) радиолокационного микроволнового сигнала, отраженного от движущегося объекта, основанный на технологиях радиофотоники. Измеритель ДИЧ имеет ту же структуру, что и радиофотонное последовательное звено с фильтрацией и состоит из лазера, блока электрооптических модуляторов, волоконной брэгговской решетки (ВБР-фильтра) и фотодетектора (ФД). Блок электрооптических модуляторов в отличие от известных решений на двух параллельных двухпортовых амплитудных модуляторах Маха-Цендера (DP-DDMZM) построен на двух субблоках, состоящих из последовательно включенных, тандемных однопортовых амплитудного и фазового модуляторов (ТАФМ). Биения сигналов от измерительного и опорного каналов, построенных на ТАФМ, на выходе общего фотоприемника представляют собой два низкочастотных электрических сигнала, по частотам и мощностям которых можно определить ДИЧ. При использовании ТАФМ исходные компоненты несущей оптических излучений на входе ТАФМ обоих каналов полностью подавляются, что существенно отличает предложенное решение от известных в лучшую сторону с точки зрения повышения точности измерений.

1. Введение

Скорость движущегося объекта в радиолокационных методах обычно определяется из доплеровского изменения частоты (ДИЧ) f_{DFS} , который представляет собой разность частот между отраженным и зондирующим сигналом, излучаемым РЛС, и определяется из [1]:

$$f_{\text{DFS}} = f_s - f_p = 2vf_p \cos \vartheta / c, \quad (1)$$

где f_s и f_p – частоты отраженного и зондирующего сигналов соответственно, v – абсолютная скорость объекта, ϑ – угол места антенны. Обратим внимание, что направление движения объекта также можно узнать из f_{DFS} . Если f_{DFS} положительна (или отрицательна), то объект движется к РЛС (или от нее). Величина разностной частоты классических радиофотонных измерителей ДИЧ [1] между компонентами на частотах $f_c \pm f_s$ и $f_c \pm (f_p + 2\text{МГц})$, где f_c – частота оптической несущей, в 2 МГц – удвоенное значение максимально возможного доплеровского сдвига [2], позволяет определить ДИЧ. Выходное излучение DP-DDMZM детектируется фотодетектором. Это создает фототок на частотах $(f_p + 2\text{МГц}) - f_s$, который для большинства приложений представляет собой низкочастотный сигнал на частотах от 1 МГц до 3 МГц. Частоты и мощности выходных сигналов измерителя ДИЧ могут быть измерены с помощью низкочастотных электронных анализаторов спектра. Основным достоинством данного измерителя является простота его реализации. Однако за такую простоту приходится платить отсутствием привязки опорной частоты к частоте зондирования или ее сверхсложной реализацией в виде устройства сдвига частоты ($f_p + 2\text{МГц}$). Нестабильность частоты зондирования и ее условная привязка к опорной частоте приводят к погрешности измерения ДИЧ, поскольку их величины при зондировании на частотах в единицы-десятки ГГц сравнимы. DP-DD-MZM и его субблоки DD-MZM, установленные в нулевой рабочей точке, не обеспечивают полного подавления несущей частоты лазера на выходе блока модуляторов, что приводит к погрешности определения ДИЧ за счет появления биений между информативными частотами и неинформативной несущей.

Для устранения указанных недостатков предложено строить схему блока модуляторов на основе ТАФМ, реализующих метод преобразования одночастотного когерентного излучения Ильина-Морозова с полным подавлением несущей и высокой спектральной чистотой при отклонении параметров амплитудно-фазового преобразования от оптимальных [3, 4]. Кроме этого, использование эффекта расщепления зондирующей частоты на две, разнесенные на 2 МГц, также реализуемое с помощью ТАФМ [5], позволит упростить реализацию и повысить стабильность опорного канала.

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках государственного задания КНИТУ-КАИ № 075-03-2020-051 (fzsu-2020-0020, программа «Фократ»).

2. Теория

Отраженный сигнал в измерительном канале, принимаемый антенной, подключенной к радиочастотному входу ТАФМ1, формирует на его выходе электрическое поле:

$$E_{\text{out1}} = \frac{\alpha_i E_{\text{in}}}{2\sqrt{2}} e^{j2\pi f_c t} \left[J_1(m, \phi) e^{j\pi f_s t} - J_1(m, \phi) e^{-j\pi f_s t} \right], \quad (2)$$

где E_{in} – амплитуда электрического поля лазерного излучения, попадающего в субблоки ТАФМ, α_i – потери, вносимые одним субблоком ТАФМ, $J_1(m, \phi)$ – функция Бесселя первого порядка первого рода, m и ϕ – параметры амплитудного и фазового преобразования в ТАФМ, зависящие от амплитуды отраженного сигнала. Опорный сигнал подается на входной радиочастотный порт ТАФМ2. На радиочастотный порт ТАФМ3 подается сигнал с частотой максимального ДИЧ $f_D = 2$ МГц. Электрическое поле на выходе ТАФМ3 имеет вид:

$$E_{\text{out3}} = \frac{\alpha_i E_{\text{in}}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi f_c t} \left[J_1(m, \phi) e^{j\pi(f_s + f_D)t} - J_1(m, \phi) e^{-j\pi(f_s + f_D)t} + J_1(m, \phi) e^{j\pi(f_s - f_D)t} - J_1(m, \phi) e^{-j\pi(f_s - f_D)t} \right]. \quad (3)$$

Следовательно, выходное электрическое поле блока ТАФМ в целом можно записать как:

$$E_{\text{out1,3}} = \frac{\alpha_i E_{\text{in}}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi f_c t} \left\{ \frac{1}{2} \left[J_1(m, \phi) e^{j\pi f_s t} - J_1(m, \phi) e^{-j\pi f_s t} \right] + \left[J_1(m, \phi) e^{j\pi(f_s + f_D)t} - J_1(m, \phi) e^{-j\pi(f_s + f_D)t} + J_1(m, \phi) e^{j\pi(f_s - f_D)t} - J_1(m, \phi) e^{-j\pi(f_s - f_D)t} \right] \right\}. \quad (4)$$

По значению мощностей биений указанных сигналов можно определить ДИЧ. Для преобразования частота-амплитуда полученных значений в структуру измерителя ДИЧ введен ВБР-фильтр с вогнутыми склонами [6]. Полный вариант вычисления f_s подробно описан в работах [6, 7]. Для подтверждения работоспособности метода был собран экспериментальный макет (рис. 1).



Рис. 1. Измеритель ДИЧ: опорный канал

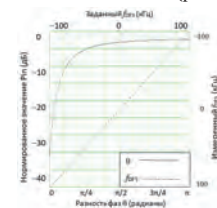


Рис. 2. Зависимости $P_{in}(\theta)$ и f_{DFS}

Результат статистических оценок по массиву измерений для f_s ($P_{in}(\theta)$, сплошная линия рис. 2) показывает, что погрешность измерения ДИЧ в диапазоне от -100 до 100 кГц (f_{DFS} заданный и измеренный, пунктирная линия рис. 2) составляет величину меньше $\pm 10^{-5}$.

3. Заключение

Новый радиофотонный измеритель ДИЧ на ТАФМ представляет собой простое, недорогое и надежное решение, которое преодолевает недостатки известных решений. Дальнейшей задачей для его совершенствования необходимо определить возможность измерений ДИЧ совместно с определением угла прихода отраженного сигнала и их реализацию на базе интегральных фотонных схем.

Список литературы

1. Huang C., Chen H., and Chan E.H.W. Simple photonics-based system for Doppler frequency shift and angle of arrival measurement // Optics Express. 2020. V. 28(9), P. 14028–14037.
2. Lu B., Pan W., Zou X., Yan X., Tan L., and Luo B. Wideband Doppler frequency shift measurement and direction ambiguity resolution using optical frequency shift and optical heterodyning. Opt. Lett. 2015. Vol. 40. No. 10. P. 2321–2324.
3. Il'in G.I., Morozov O.G. and Il'in A.G. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application // Proc. of SPIE. 2014. Vol. 9156. P. 91560M.
4. Morozov O.G., Il'in G.I., Morozov G.A., Nureev I.I., Misbakhov Rus.Sh. External amplitude-phase modulation of laser radiation for generation of microwave frequency carriers and optical poly-harmonic signals: an overview // Proc. of SPIE. 2016. Vol. 9807. P. 980711.
5. Иванов А.А., Дмитриев Д.С., Морозов О.Г., Бурдин В.А., Дашков М.В. Измерение мгновенной частоты множества микроволновых сигналов на основе методов вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна и предварительного двухчастотного расщепления // Известия ВУЗов. Физика. 2017. Т. 60. № 12-2. С. 130–134.
6. Sakhabutdinov A.J., Morozov O.G., Ivanov A.A., Morozov G.A., Misbakhov R.S., and Feofilaktov S.V. Multiple frequencies analysis in tasks of FBG based instantaneous frequency measurements. Proc. SPIE. 2018. Vol. 10774. P. 107740Y.
7. Морозов О.Г., Нуреев И.И., Сахабутдинов А.Ж., Иванов А.А., Папазян С.Г., Василец А.А., Мисбахов Р.Ш. // Измерение мгновенной частоты микроволновых сигналов с использованием тандемной амплитудно-фазовой модуляции в оптическом диапазоне // Фотон-экспресс. 2019. № 5 (157). С. 16–24.

Optoelectronic characterization of gallium nitride and silicon near-ultraviolet p-i-n photodiodes¹

Volcheck V. S., Stempitsky V. R.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
Minsk, 220013, 6 P. Brovki Str., Republic of Belarus
vlad.volchek@bsuir.by

Abstract: A simulation procedure for determining the optoelectronic characteristics of gallium nitride and silicon near-ultraviolet p-i-n photodiodes is demonstrated. The dependence of the cathode current on the light intensity and the spectral response of these devices are calculated.

1. Introduction

In recent years, ultraviolet photodetectors have been of great interest to a wide range of civilian and military industries [1–4]. Advantageous optical and electrical properties of gallium nitride (GaN), along with a room temperature bandgap of 3.43 eV (365 nm), make it a very promising material for visible-blind ultraviolet detection. One of the most fundamental ultraviolet photodetectors is the GaN-based p-i-n photodiode characterized by low dark current, high-speed operation and sharp ultraviolet/visible cut-off ratio. In this paper, a simulation procedure for determining the optoelectronic characteristics of GaN near-ultraviolet p-i-n photodiodes is demonstrated. Using one of the well-known semiconductor device simulators, the dependence of the steady-state cathode current on the optical source power, or light intensity, and the spectral response were calculated and compared with those of the analogous silicon devices.

2. Simulation Details

The two-dimensional device structure consists of a $10 \times 10 \mu\text{m}$ square of GaN with an anode stretching across the top surface and a cathode across the bottom. It has a uniformly distributed donor concentration of 10^{14} cm^{-2} , with heavily doped (up to 10^{18} cm^{-2}) p^+ and n^+ regions formed near the anode and the cathode, respectively.

The optical source originates $1 \mu\text{m}$ above the structure and is directed normally to its top surface. The photodiode is reverse-biased at 6 V.

The available photocurrent—the equivalent current that would be observed if all the light absorbed were converted to terminal current—can be determined as follows:

$$I_a = \frac{qB\lambda}{hc} \int_0^L \alpha e^{-\alpha y} dy, \quad (1)$$

where q is the elementary charge, B is the light intensity, λ is the wavelength, h is the Planck constant, c is the speed of light, L is the length of the device structure (along the y axis) and α is the absorption coefficient:

$$\alpha = \frac{4\pi\kappa(\lambda)}{\lambda}, \quad (2)$$

where κ is the imaginary part of the optical index of refraction.

The wavelength dependent complex indices of refraction were obtained from the SOPRA database for GaN and from [5] for silicon.

3. Results

The steady-state optoelectronic characteristics of the GaN and silicon near-ultraviolet p-i-n photodiodes are presented in Fig. 1. For determining the dependence of the cathode current on the optical source power, the solar irradiance spectrum tabulated in a certain text file was used. This spectrum was sampled at ten discrete parts between the wavelengths of 250 and 400 nm. Using integer multiplication factors from 0 to 10, the light intensity was ramped from 0 to 0.132 W/cm^2 .

The spectral responses of the GaN and silicon p-i-n photodiodes were simulated for a light intensity of 1 W/cm^2 at discrete wavelengths from 250 to 400 nm.

¹ This work is supported by the grant 1.4.4 of Belarusian National Scientific Research Program “Digital and Space Technologies, Human and Public Safety and National Security”.

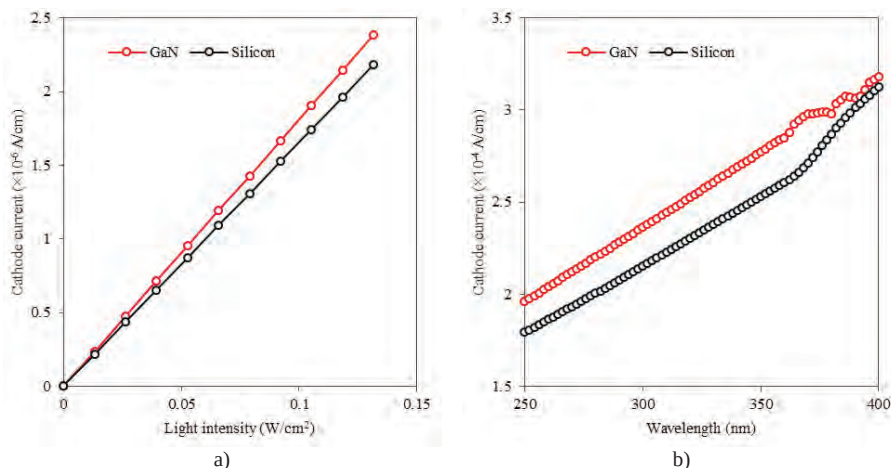


Fig. 1. Steady-state optoelectronic characteristics of the silicon and GaN near ultraviolet p-i-n photodiodes: a) cathode current as a function of the optical source power; b) spectral response

4. Conclusions

The simulation procedure for determining the optoelectronic characteristics of the GaN near-ultraviolet p-i-n photodiode was shown. The dependence of the steady-state cathode current on the optical source power and the spectral response were calculated and compared with those of the identical silicon devices. In case of the multispectral simulation, at a light intensity of 0.132 W/cm^2 , the cathode current of the GaN photodiode is 9.2 % larger. The GaN device exhibits a higher spectral response in a range of wavelengths from 250 to 400 nm.

References

1. Bie Y. Q., Liao Z. M., Zhang H. Z., Li G. R., Ye Y., Zhou Y. B., Xu J., Qin Z. X., Dai L., Yu D. P. Self-Powered, Ultrafast, Visible-Blind UV Detection and Optical Logical Operation Based on ZnO/GaN Nanoscale p-n Junctions // *Adv. Mater.* 2011. Vol. 23. P. 649–653.
2. Xie F., Lu H., Chen D., Ren F., Zhang R., Zheng Y. Bias-Selective Dual-Operation-Mode Ultraviolet Schottky-Barrier Photodetectors Fabricated on High-Resistivity Homoepitaxial GaN // *IEEE Photon. Technol. Lett.* 2012. Vol. 24, No. 24. P. 2203–2205.
3. Xu W., Shi Y., Ren F., Zhou D., Su L., Liu Q., Cheng L., Ye J., Chen D., Zhang R., Zheng Y., Lu H. Magnesium Ion-Implantation-Based Gallium Nitride p-i-n Photodiode for Visible-Blind Ultraviolet Detection // *Photonics Res.* 2019. Vol. 8, No. 7. P. 48–54.
4. Chen J., Ouyang W., Yang W., He J. H., Fang X. Recent Progress of Heterojunction Ultraviolet Photodetectors: Materials, Integrations, and Applications // *Adv. Funct. Mater.* 2020. Vol. 30, No. 16. 1909909.
5. Aspnes D. E., Studna A. A. Dielectric Functions and Optical Parameters of Si, Ge, GaP, GaAs, GaSb, InP, InAs, and InSb from 1.5 to 6.0 eV // *Phys. Rev. B.* 1983. Vol. 27, No. 2. P. 985–1009.

Оптические блоховские осцилляции в системе диэлектрических волноводов с постоянным градиентом показателя преломления¹

¹ Анастасиев А. А., ² Гозман М. И., ^{1,2} Полищук И. Я., ¹ Полищук Ю. И.

¹ Национальный исследовательский центр "Курчатовский институт"
г. Москва, 123182, пл. Академика Курчатова, 1, Российская Федерация
santafracks@gmail.com

² Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)
Московская обл., г. Долгопрудный, 141701, Институтский пер., 9, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается подход к описанию оптических блоховских осцилляций, основанный на формализме многократного рассеяния. Одним из преимуществ подхода является возможность восстановления электромагнитного поля во всем пространстве "из первых принципов".

1. Введение

Блоховские осцилляции в массивах диэлектрических волноводов представляют собой один из возможных видов оптического возбуждения [1,2], которое возникает при плавном изменении показателя преломления волноводов. Известны различные способы достижения такого эффекта [3-11], однако с теоретической точки зрения для описания блоховских осцилляций зачастую используется приближение связанных мод, которое, несмотря на его простоту и эффективность, имеет ряд существенных недостатков. В настоящей работе для описания блоховских осцилляций используется формализм многократного рассеяния [12, 13]. Одним из его ключевых преимуществ является то, что он использует только геометрические параметры системы, т.е. позволяет провести расчеты "из первых принципов".

2. Теория

В рамках формализма многократного рассеяния электромагнитное поле, рассеянное волноводом с номером j , может быть разложено по векторным цилиндрическим гармоникам

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{sc}^{(j)}(\mathbf{r}, t) &= \int \frac{d\beta d\omega}{(2\pi)^2} e^{i\beta z - i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{im\phi^{(j)}} (a_{jm}(\beta, \omega) \mathbf{M}_{\omega\beta m}(r^{(j)}) - b_{jm}(\beta, \omega) \mathbf{N}_{\omega\beta m}(r^{(j)})), \\ \mathbf{B}_{sc}^{(j)}(\mathbf{r}, t) &= n_{ex} \int \frac{d\beta d\omega}{(2\pi)^2} e^{i\beta z - i\omega t} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{im\phi^{(j)}} (a_{jm}(\beta, \omega) \mathbf{N}_{\omega\beta m}(r^{(j)}) + b_{jm}(\beta, \omega) \mathbf{M}_{\omega\beta m}(r^{(j)})). \end{aligned} \quad (1)$$

Коэффициенты разложения $a_{jm}(\beta, \omega)$, $b_{jm}(\beta, \omega)$ называются парциальными амплитудами, $\mathbf{M}_{\omega\beta m}$ и $\mathbf{N}_{\omega\beta m}$ – векторными цилиндрическими гармониками. Из граничных условий для уравнений Максвелла на поверхности каждого волновода получаем следующее выражение:

$$S_{jm}(\beta, \omega) \begin{pmatrix} a_{jm}(\beta, \omega) \\ b_{jm}(\beta, \omega) \end{pmatrix} - \sum_{l=1}^N \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \frac{H_{m-p}^{(1)}(\kappa_{ex} R_{lj}) J_m(\kappa_{ex} R_j)}{H_p^{(1)}(\kappa_{ex} R_l)} e^{i(p-m)\phi_{lj}} \begin{pmatrix} a_{lp}(\beta, \omega) \\ b_{lp}(\beta, \omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{jm}(\beta, \omega) \\ Q_{jm}(\beta, \omega) \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Здесь N – количество волноводов в системе, R_j – радиус j -го волновода, $H_m^{(1)}(x)$ – функция Ганкеля первого рода, $J_m(x)$ – функция Бесселя, S_{jm} – матрица рассеяния, P_{jm} , Q_{jm} – парциальные амплитуды падающей волны. P_{jm} и Q_{jm} определяются по известным Фурье-компонентам внешнего поля следующим образом

$$\begin{aligned} P_{jm}(\beta, \omega) &= \frac{i^m}{8\pi^2} J_m(\kappa_{ex} R_j) \int_0^{2\pi} e^{i\kappa_{ex}(x_j \cos\varphi + y_j \sin\varphi) - im\varphi} E_{ext,z}(\kappa_{ex} \cos\varphi, \kappa_{ex} \sin\varphi, \beta, \omega) d\varphi, \\ Q_{jm}(\beta, \omega) &= \frac{i^m}{8\pi^2} \frac{\mu_{ex}}{n_{ex}} J_m(\kappa_{ex} R_j) \int_0^{2\pi} e^{i\kappa_{ex}(x_j \cos\varphi + y_j \sin\varphi) - im\varphi} H_{ext,z}(\kappa_{ex} \cos\varphi, \kappa_{ex} \sin\varphi, \beta, \omega) d\varphi. \end{aligned} \quad (3)$$

Таким образом, формализм многократного рассеяния позволяет решить задачу рассеяния произвольной волны, падающей на систему.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 19-02-00433, № 18-32-00204.

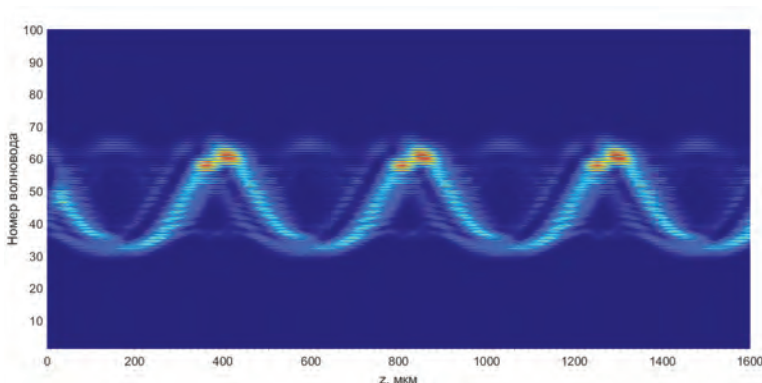


Рис. 1. Интенсивность оптических блоховских осцилляций в системе 100 диэлектрических волноводов с постоянным градиентом показателя преломления. Показатель преломления центрального волновода равен 3.5

На рис. 1. представлен результат моделирования блоховских осцилляций с помощью узкого гауссова пучка, который освещает небольшую область в окрестности центрального волновода. В случае, когда характерная длина изменения показателя преломления много больше ширины пучка, оказывается возможным связать форму траектории блоховских осцилляций с профилем локального закона дисперсии системы и предсказать период и амплитуду блоховских осцилляций.

3. Заключение

Предложен подход к описанию оптических блоховских осцилляций в системах цилиндрических волноводов, основанный на формализме многократного рассеяния. Предложен способ предсказания амплитуды и периода оптических блоховских осцилляций на основе данных о локальном законе дисперсии системы. Выполнено моделирование оптических блоховских осцилляций в рамках задачи рассеяния гауссова пучка.

Список литературы

1. Zheng M. J., Wang G., Yu K. W. Tunable hybridization at midzone and anomalous Bloch-Zener oscillations in optical waveguide ladders. // Opt. Lett. 2010. V. 35. P. 3865.
2. Wang G., Huang J. P., Yu K. W. Nontrivial Bloch Oscillation in waveguide arrays with second-order coupling. // Opt. Lett. 2010. V. 35. P. 1908.
3. Pertsch T., Dannberg P., Elflein W. et al. Optical Bloch Oscillations in Temperature Tuned Waveguide Arrays. // Phys. Rev. Lett. 1999. V. 83. P. 4752.
4. Pertsch T., Zentgraf T., Peschel U. et al. Beam steering in waveguide arrays. // Appl. Phys. Lett. 2002. V. 80. P. 3247.
5. Trompeter H., Pertsch T., Lederer F. et al. Visual Observation of Zener Tunneling. // Phys. Rev. Lett. 2006. V. 96. P. 023901.
6. Peschel U., Pertsch T., Lederer F. Optical Bloch oscillations in waveguide arrays. // Opt. Lett. 1998. V. 23. P. 1701.
7. Chiodo N., Della V. G., Osellame R. et al. Imaging of Bloch oscillations in erbium-doped curved waveguide arrays. // Opt. Lett. 2006. V. 31. P. 1651.
8. Dreisow F., Szameit A., Heinrich N. et al. Bloch-Zener Oscillations in Binary Superlattices. // Phys. Rev. Lett. 2009. V. 102. P. 076802.
9. Dreisow F., Wang G., Heinrich M. et al. Observation of anharmonic Bloch oscillations. // Opt. Lett. 2011. V. 36. P. 3963.
10. Morandotti R., Peschel U., Aitchison J. S. et al. Experimental Observation of Linear and Nonlinear Optical Bloch Oscillations. // Phys. Rev. Lett. 1999. V. 83. P. 4756.
11. Korovai O.V., Markov D.A. The Theory of Anharmonic Bloch Oscillations in the Coupler from the Two Arrays of Waveguides. // NAP. 2018. 8914966.
12. Polishchuk I. Ya., Anastasiev A. A., Tsyvkunova E. A. et al. Guided modes in the plane array of optical waveguides. // Phys. Rev. A. 2017. V. 95. P. 053847.
13. Anastasiev A. A., Polishchuk I. Ya., Polishchuk Yu. I. Band structure and spatial electromagnetic field distribution in the 2D photonic crystals with nontrivial elementary cell. // ITM Web of Conferences. 2019. V. 30. No. 06008. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf_crimico2019_06008.pdf (дата обращения: 01.12.2019).

О возможности получения положительных коэффициентов передачи в радиифотонных трактах диапазона СВЧ

Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А.

Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»
пр. Космический, 24а, Омск, 644027, Россия
aockba@ckba.net

Аннотация: Определены схема структурная, конструктивное исполнение и требования к параметрам фотонной и радиифотонной компонентных баз, при которых радиифотонные тракты, во-первых, будут иметь положительные коэффициенты передачи без использования усилителей в «электрических» трактах, и во-вторых, станут более привлекательными для использования радиоэлектронных системах различного назначения.

1. Введение

В настоящий момент известно [1] о применении радиифотонных устройств (РФУ) в различных радиоэлектронных системах (РЭС) дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн (ДДЦВ, СДЦВ и МДЦВ): например, системах радиосвязи, радионавигации, радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и радиоэлектронной разведки, а также в радиолокационных системах (РЛС). При этом можно предположить, что наиболее востребованным типом РФУ будут радиифотонные тракты (РФТ). Однако в настоящий момент существует целый ряд проблем, по которым широкое применение РФТ пока невозможно — например, в РЭС на различных авиационных платформах.

В данной работе рассмотрены эти проблемы и приведены возможные варианты их решения.

2. Устройство простейшего РФТ и его коэффициент передачи

Как правило, РФТ выглядит так, как это показано на рис. 1, и содержит оптоволоконный тракт (ОВТ), фотодетектор (ФД), источник оптического сигнала (ИОС) и электрооптический модулятор (ЭОМ), как правило, в виде модулятора Маха — Цандера (ММЦ).

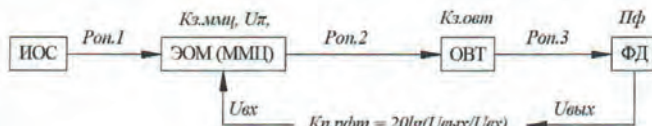


Рис. 1. Типичная схема структурная РФТ с внешней модуляцией: ИОС — источник оптического сигнала, ММЦ — модулятор Маха — Цандера, ОВТ — оптоволоконный тракт, ФД — фотодетектор, ЭОМ — электрооптический модулятор

Определим требования к параметрам элементов РФТ (рис. 1), при которых могут быть получены максимально высокие коэффициенты передачи РФТ ($K_{п.рфт}$). В [2] показано, что $K_{п.рфт}$ возрастает при увеличении уровня мощности сигнала ИОС ($P_{оп.1}$, рис. 1), уменьшении полувольтного напряжения ММЦ (U_{π} , рис. 1), уменьшении потерь в оптических трактах ММЦ ($K_{з.ммц}$, рис. 1) и увеличении фоточувствительности ФД ($P_{ф}$, рис. 1). А если говорить про конкретные значения параметров, то при типичных значениях $K_{з.ммц}$ (~ 6 дБ), $P_{ф}$ (~ 0,6 А/Вт) и потерь в ОВТ ($K_{з.овт}$, рис. 1-3 дБ) значения $K_{п.рфт}$ становятся положительными (> 1 дБ) при $P_{оп.1} > 200$ мВт и $U_{\pi} < 0,5$ В. В этом случае — с учётом значений $K_{з.ммц}$ (~ 6 дБ) и $K_{з.овт}$ (~ 3 дБ) — уровень мощности оптического сигнала на выходе ММЦ ($P_{оп.2}$, рис. 1) может достигнуть 50 мВт, а уровень мощности оптического сигнала на входе ФД ($P_{оп.3}$, рис. 1) минус 25 мВт.

Таким образом, можно сформулировать следующее требование по динамическому диапазону ФД: для получения положительных значений $K_{п.рфт}$ зависимость амплитуды выходного электрического сигнала ($U_{вых}$, рис. 1) от значения $P_{оп.3}$ должна оставаться линейной даже при $P_{оп.3} > 25$ мВт.

Оценим перспективы достижения положительных значений $K_{п.рфт}$ при использовании существующих видов ММЦ с точки зрения динамических диапазонов по оптическим входам этих устройств. При использовании сегнетоэлектрических (как правило, ниобат-литиевых) ММЦ значение $P_{оп.1}$ не может превышать 100 мВт [3]. При использовании производимых в недавнем прошлом фирмой GigOptix, Inc. (США) ММЦ на электрооптических полимерах (модель LX8401) значение $P_{оп.1}$ не может превышать 50 мВт. При использовании полупроводниковых (фосфид-индиевых, прежде всего) ММЦ значение $P_{оп.1}$ не может превышать 30 мВт [4]. Таким образом, РФТ, схема ко-

торого приведена на рис. 2, даже теоретически не может иметь положительных $K_{п.рфт}$ из-за ограничений по предельно-допустимым значениям $P_{оп.1}$ (рис. 2). Так, например, в соответствии с приведёнными в [2] графиками при $P_{оп.1} = 30$ мВт и типичных значениях $K_{з.ммц}$ (~ 6 дБ), $K_{з.овт}$ (~ 3 дБ) и $P_{ф}$ ($\sim 0,6$ А/Вт) $K_{п.рфт}$ не будет превышать минус 16 дБ даже при $Ш < 0,5$ В.

Таким образом, для увеличения $K_{п.рфт}$ в схему структурную РФТ необходимо добавить оптический усилитель (ОУ) так, как это показано на рис. 2. Определим требования к параметрам этого ОУ.

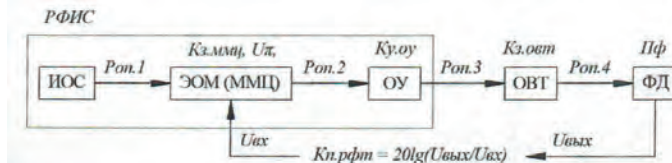


Рис. 2. Типичная схема структурная РФТ с ОУ: ИОС — источник оптического сигнала, ММЦ — модулятор Маха — Цандера, ОВТ — оптоволоконный тракт, ОУ — оптический усилитель, РФИС — радиофотонная интегральная схема, ФД — фотодетектор, ЭОМ — электрооптический модулятор

Для использования в РФТ для РЭС авиационной платформы наиболее подходят упомянутые выше полупроводниковые ММЦ, так как в этом случае ММЦ можно будет «объединить» — в одной радиофотонной интегральной схеме (РФИЦ, рис. 2) — с такими же полупроводниковыми ИОС и ОУ. Как было сказано выше, максимальное значение уровня мощности сигнала ИОС на входе такого ММЦ ($P_{оп.1}$, рис. 2) не может превышать 30 мВт [4]. Поэтому уровень мощности оптического сигнала на его выходе ($P_{оп.2}$, рис. 2) — с учётом $K_{з.ммц} \sim 8$ дБ [4] — не превысит 5 мВт.

Выше было показано, что для получения положительных значений $K_{п.рфт}$ в РФТ, структурная схема которого приведена на рис. 1, значение $P_{оп.2}$ (рис. 1) должно быть не менее 50 мВт. Таким образом, коэффициент усиления ОУ ($K_{у.оу}$, рис. 2) должен быть не менее 10 дБ. В этом случае уровень мощности оптического сигнала на выходе ОУ ($P_{оп.3}$, рис. 2) составит 50 мВт (и будет равен «требуемому» значению $P_{оп.2}$ на рис. 1), а уровень мощности оптического сигнала на входе ФД ($P_{оп.4}$, рис. 2) — с учётом $K_{з.овт} \sim 3$ дБ — составит 25 мВт (и будет равен «требуемому» значению $P_{оп.3}$ на рис. 1).

Таким образом, можно сформулировать следующие требования к ОУ (рис. 2): при $K_{у.оу} > 10$ дБ линейность должна сохраняться до $P_{оп.2} > 5$ мВт или $P_{оп.3} > 50$ мВт.

Что касается требований к параметрам полупроводникового ИОС, то, исходя из приведённых выше рассуждений, можно сказать следующее: уровень мощности его выходного сигнала ($P_{оп.1}$, рис. 2) не должен быть каким-то «рекордным» — вполне хватит упомянутых выше 30 мВт.

3. Заключение

Таким образом, в данной статье показано, что РФТ с положительными значениями $K_{п.рфт}$ вполне реализуемы и могут быть привлекательны для использования в РЭС авиационных платформ.

Список литературы

1. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А., Тихонов В.В. О применении методов и средств радиофотоники для обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Прикладная фотоника, № 1, Пермь, 2014.
2. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А. Теоретическое и экспериментальное моделирование сверхширокополосных аналоговых радиофотонных трактов дециметрового, сантиметрового, и миллиметрового диапазонов длин волн // Материалы 2-й Всероссийской научно-технической конференции «Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения и интегрированных систем и комплексов информационного обеспечения Воздушно-космической обороны». М.: Радиотехника, 2014.
3. www.photonics.ixblue.com/store/lithium-niobate-electro-optic-modulator/intensity-modulators
4. www.hhi.fraunhofer.de/fileadmin/PDF/PC/MOD/160805_Flyer_PC_40-Gbit-s-InP-Mach-Zehnder-Modulator_Web.pdf

Источники шума в оптоэлектронных СВЧ автогенераторах

¹Лучинин А. С., ¹Малыгин И.В., ²Журавлев А.А., ²Струк В.К.

¹Институт радиоэлектроники и информационных технологий
Уральский федеральный университет им. Б.Н.Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
r303las@mail.ru

²ПАО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания»
ул. 25 Октября, 106, Пермь, 614990, Россия

Аннотация: Представлены результаты исследования количественных характеристик источников шумов в оптоэлектронном (ОЭ) СВЧ генераторе на основе оптоволоконной линии задержки. Выявлено определяющее влияние шумов СВЧ усилителя. Экспериментально показана большая разница уровней фазовых шумов ОЭ генератора в зависимости от типа микросхем. Применение микросхем типа HMC311SC70 (Analog Devices) с низким уровнем фазового шума позволило получить уровень фазового шума -120 дБн на частоте отстройки 10 кГц (частота генератора около 7 ГГц) при длине оптоволоконной линии задержки 206 м. Показано сильное влияние на уровень фазовых шумов ОЭ генератора большого ослабления СВЧ сигнала, создаваемого оптическими компонентами ОЭ СВЧ генератора.

1. Введение

Современные радиотехнические системы (радиолокации, связи и т.д.) развиваются в направлении повышения рабочих частот, и в настоящее время работают на частотах десятки и сотни ГГц. Влияние фазовых шумов источников гармонических колебаний с ростом рабочих частот увеличивается, поэтому разработке формирователей маломощных СВЧ колебаний уделяется много внимания [1 – 4].

Эффективным направлением понижения уровня фазовых шумов СВЧ генераторов является использование оптических и оптоэлектронных компонентов позволяющих достигать высокой добротности колебательных систем, порядка 10^6 и более.

Реализация высоких значений добротности на оптических компонентах достигается за счет применения очень длинных линий задержки (километры) или высокотехнологическими методами на оптических резонаторах. Это является сдерживающим фактором к широкому применению оптоэлектронных (ОЭ) СВЧ генераторов.

Уровень фазовых шумов в автогенераторах, в том числе и оптоэлектронных, определяется интенсивностью источников шумов элементов, входящих в петлю автогенераторов. Если удастся понизить уровень шумов элементов, то требования к добротности могут быть снижены.

Настоящая работа посвящена экспериментальному исследованию количественных характеристик источников шумов элементов ОЭ СВЧ генератора, на примере использования для его построения серийных образцов оптоэлектронных элементов. На этих компонентах построены макеты ОЭ СВЧ генераторов и показаны возможности оптимизации их характеристик.

2. Результаты измерения вклада шумов отдельных элементов

Оптоэлектронный СВЧ генератор, представляет собой сложное устройство, содержащее несколько разнородных компонентов, каждый из которых вносит некоторый уровень шума в выходное колебание. Представляется важным выяснить, который из элементов является определяющим, и какой вклад вносят все компоненты.

Структурная схема ОЭ автогенератора показана на рис. 1.

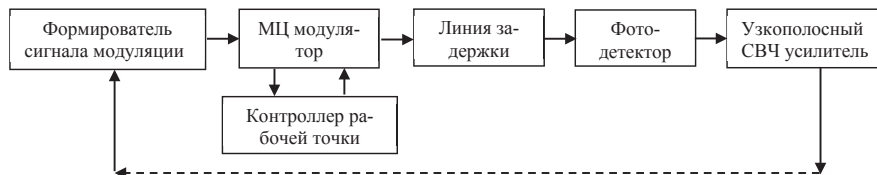


Рис. 1. Структурная схема разомкнутой петли ОЭ автогенератора

В работе проведены измерения фазовых шумов отдельных элементов петли обратной связи автогенератора. Показано, что имеет место высокий коэффициент шума (25 дБ).

При подключении узкополосного СВЧ усилителя к выходу фотодетектора коэффициент шума еще увеличился до 30 дБ.

Возникает вопрос, каков физический механизм образования такого высокого коэффициента шума. И можно ли его снизить?

3. Результаты измерения шумов ОЭ СВЧ генераторов. Определение вклада шумов компонентов

В процессе работы было построено несколько генераторов на СВЧ усилителях, реализованных на разных электронных компонентах (транзисторах, микросхемах). Установлено преобладающее влияние фликкер-шумов микросхем по сравнению с влиянием шумов оптоэлектронных устройств (лазера, модулятора Маха Цандера, фотодетектора). Микросхемы HMC311SC70 фирмы Analog Devices с низким уровнем фазового шума позволили значительно понизить уровень фазового шума оптоэлектронного генератора по сравнению с усилителями на других электронных элементах.

Спектр фазового шума лучшего генератора показан на рис. 2.

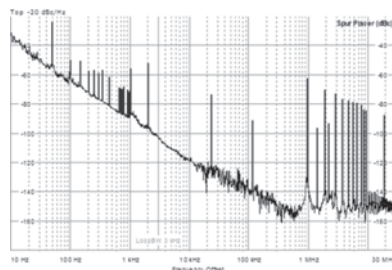


Рис. 2. Спектр фазового шума ОЭ СВЧ генератора с частотой колебаний 6,91 ГГц.
В качестве колебательной системы использована оптическая линия задержки длиной 206 м

4. Заключение

1. Оценены количественные характеристики вносимых шумов отдельными элементами оптоэлектронного СВЧ генератора.
2. Показана возможность уменьшения влияния этих источников шумов.
3. Экспериментально показана большая разница в уровнях фазовых шумов ОЭ генератора в зависимости от типа микросхем усилителя СВЧ.
4. С использованием малошумящего типа СВЧ микросхем построен оптоэлектронный СВЧ генератор с частотой колебаний около 7 ГГц с уровнем фазового шума -120 дБн при отстройке от несущей 10 кГц.

Список литературы

1. Zeina Abdallah. Microwave sources based on high quality factor resonators : modeling, optimization and metrology. Optics / Photonic. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2016. English. NNT : 2016 TOU 30267. HAL Id: tel-01445614. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01445614v2>. Submitted on 22 Jan 2018.
2. Yao, X. S. & Maleki, L. Optoelectronic microwave oscillator. J. Opt. Soc. Am. B 13, 1725-1735 (1996).
3. А.А. Борцов. Влияние добротности резонатора лазера на радиочастотные фазовые шумы в сверхмалошумящем оптоэлектронном генераторе. Электромагнитные волны и электронные системы-«Радиотехника», №11, т. 17, 2012. с. 48 – 55.
4. Микитчук К. Б. Малышев С. А., Чиж А. Л. Оптоэлектронный СВЧ-генератор (Варианты), Описание полезной модели к патенту RU 119 188 U1, Заявка: 2012114018/08, 10.04.2012.
5. Жалуд В, Кулешов В.Н. Шумы в полупроводниковых устройствах. Под общей ред. А.К. Нарышкина. Совместное советско-чешское издание. М., Сов. Радио, 1977. – 416 с.
6. D. Leeson. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. – IEEE Proceedings, v. 54, №2, February 1966, p. 329–332.

Радиофотонный синтезатор частот миллиметрового диапазона длин волн¹

¹Белкин М. Е., ²Головин В. В., ²Тыщук Ю. Н.

¹ МИРЭА – Российский технологический университет,
Научно-технологический центр «Интегральная радиофотоника»
г. Москва, проспект Вернадского, 78, 119454, Российская Федерация
belkin@mirea.ru

²Севастопольский государственный университет, СевГУ
Севастополь, 99053, Россия

Аннотация: В докладе представлена структурная схема радиофотонного синтезатора частот миллиметрового диапазона длин волн (PCЧ) с дискретом настройки частот 4,25 ГГц, предназначенного для радиоэлектронных комплексов, в том числе для систем связи нового поколения, представлены результаты нелинейного имитационного моделирования PCЧ в САИР AWR Design Environment.

1. Введение

На сегодня телекоммуникационные и радиолокационные системы активно осваивают миллиметровый диапазон длин волн. В связи с этим приобретает повышенную актуальность применение гибридных технологий для построения отдельных узлов и модулей соответствующих систем, в том числе — радиофотонных технологий. В том числе важной задачей является разработка компактных, энергетически эффективных синтезаторов сетки опорных частот СВЧ и миллиметрового диапазонов. В докладе рассматривается возможность построения подобного синтезатора частоты на основе радиофотонных устройств [1—6].

2. Основная часть

На рис. 1 показана структурная схема радиофотонного синтезатора частот миллиметрового диапазона длин волн (PCЧ), в состав которого входят следующие блоки: SLS — лазерный источник, OS — оптический Y-ответвитель, XC1,2 — оптические X-ответвители, FL1,2 — петли обратной связи, OBPf1,2 — оптические полосно-пропускающие фильтры, SOA1,2 — оптические эрбиевые усилители, SSB-SC1,2 — волоконные однополосные электрооптические модуляторы, RG — радиочастотный генератор, RFM — микроволновый умножитель частоты, ORF — оптический режекторный фильтр, ROADM1,2 — оптические демультиплексоры, WSS1,2 — оптические коммутаторы, BPD — балансный фотодиод.

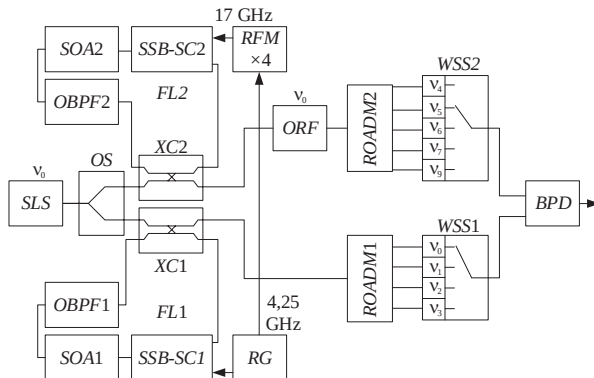


Рис. 1. Структурная схема радиофотонного синтезатора частот

SLS генерирует излучение на частоте ν_0 ТГц, которое через XC1,2 подается в петли обратной связи FL1,2 на вход SSB-SC1,2, где моделируется СВЧ сигналами 4,25 и 17 ГГц, соответственно. Энергетика СВЧ и оптического сигналов, усиление SOA1,2 подбираются таким образом, чтобы в

¹ This work was supported by the Russian Foundation for Basic Research, Grant No. 18-29-20083

петлях обратной связи обеспечить нелинейный режим работы SSB-SC1,2, работающих в режиме однополосной модуляции. При этом на выходах XC1,2 во внешнюю цепь поступают сигналы с несущей ν_0 и верхняя боковая полоса — на выходе FL1, ν_0 и нижняя боковая полоса — на выходе FL2 (см. рис. 2). С учетом ORF, подавляющим несущую ν_0 , на выходах ROADM2 выделяются частоты ν_4 — ν_8 , отстоящие от ν_0 на интервалы кратные 17 ГГц. На выходах ROADM1 выделяются частоты ν_0 — ν_3 , следующие с интервалами кратными 4,25 ГГц. С помощью оптических WSS1,2 выделяется по одной из частот с выходов ROADM1,2, которые подаются на BPD, выполняющего также функцию СВЧ смесителя, когда на его выходе формируется составляющая с суммарной СВЧ частотой.

На рис. 3 показана эквивалентная электрическая имитационная модель РСЧ, выполненная в САПР AWR Design Environment, на основе которой проведено комплексное нелинейное имитационное моделирование РСЧ и проведена оценка его частотных и энергетических характеристик.

С применением СРЧ, показанным на рис. 3, на выходе сформирована дискретная сетка частот 4,25 — 85 ГГц с шагом 4,25 ГГц.

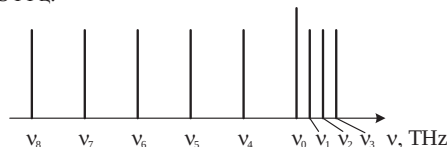


Рис. 2. Обобщенный спектр с выходов двух петель обратной связи

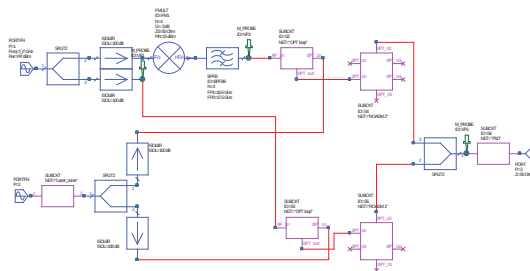


Рис. 3. Имитационная нелинейная эквивалентная электрическая модель РСЧ в САПР AWR Design Environment

3. Заключение

Разработана структурная схема радиопотонного синтезатора частот миллиметрового диапазона длин волн, формирующего дискретную сетку частот 4,25 — 85 ГГц с шагом 4,25 ГГц. В САПР разработана имитационная модель СРЧ, анализ характеристик которой подтвердил работоспособность предложенной схемы радиопотонного СРЧ, которую в модификациях сетки частот можно в дальнейшем использовать для решения различных технических задач.

Список литературы

1. Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Vasil'ev M.G., Sigov A.S. Computer-Aided Design of Microwave-Photonics-Based RF Circuits and Systems / RF Systems, Circuits and Components. — London: IntechOpen Limited, 2019. — DOI: 10.5772/intechopen.72548.
2. Belkin M.E., Bakhvalova T., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Modeling and Simulation in Microwave-Photonics Applications / Modeling and Simulation in Engineering. — London: IntechOpen Limited, 2020. — DOI: 10.5772/intechopen.91940.
3. Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. A simulation technique for designing next-generation information and communication systems based on off-the-shelf microwave electronics computer tool / International Journal of Simulation and Process Modelling, vol. 3, 2018, pp. 238 — 254.
4. Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Modeling key photonics components based on off-the-shelf microwave-electronics computer tool / 29th European Modeling and Simulation Symposium, EMSS 2017, Held at the International Multidisciplinary Modeling and Simulation Multiconference, I3M, 18 — 20 September, 2017, Barcelona, Spain. — pp. 303 — 306.
5. Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Modeling Electroabsorption Modulated Laser for Digital Optical Transmission / 2018 British and Irish Conference on Optics and Photonics, BICOP 2018, INSPEC Accession Number: 18503876. — DOI: 10.1109/BICOP.2018.8658362.
6. Belkin M.E., Golovin V., Tyschuk Y., Sigov A.S. Studying an Optimal Approach to Design Combined Fiber-Wireless Telecom Systems / 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2018, Divani Hotel Caravel/Vassileos Alexandrou 2Athens; Greece; 4 — 6 July 2018. — 2018. — pp. 142 — 146.

Возможности обнаружения гравитационных волн от массивных тесных двойных систем

¹ Вольвач А.Е., ¹ Вольвач Л.Н., ² Ларионов М.Г., ³ Бурдин Д.В.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

² Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва

³ Физико-технический институт ФГАОУ ВО «КФУ имени В.И. Вернадского», Симферополь

Аннотация: В ряде галактических объектов звездообразования обнаружены мощные вспышки мазера водяного пара. Обнаруженная корреляция между экспоненциальным ростом потока и уменьшением ширины линии свидетельствует о ненасыщенном состоянии мазера во время вспышки. Рассмотрена возможность детектирования гравитационных волн от тесных двойных массивных звездных систем. Обнаружена двойная черная дыра 3C 434.3, которая является самой массовой двойной системой во Вселенной. На основе полученных данных были рассмотрены характеристики гравитационного излучения системы сверхмассивных черных дыр.

1. Введение

Массивный комплекс активного звездообразования, в котором расположен мазерный источник W49N расположен на расстоянии 11 кпк от солнечной системы. Мазерная область характеризуется высокой светимостью мазерных линий, широким диапазоном времен переменности и значительным диапазоном лучевых скоростей деталей (± 150 км/сек). В объекте за всю историю наблюдений было отмечено несколько вспышек с амплитудой около 80 кЯн. Во время вспышек мазера воды суточная переменность потока может составлять десятки процентов, поэтому необходим практически ежедневный мониторинг таких явлений. Это требует больших временных затрат при проведении наблюдательных программ. Но именно таким образом можно реализовать преимущества мониторинга на одиночных антеннах и наблюдать детали процессов, происходящих в очень компактных образованиях размерами менее 10^{13} - 10^{14} см. Даже глобальные интерферометры могут разрешать детали в W49N размерами более $3 \cdot 10^{14}$ см (20 а.е.).

2. Экспериментальная база наблюдений

Наблюдательная программа проводилась на радиотелескопе РТ-22 КРАО. Использовался неохлаждаемый приемник с температурой шумов $T_{\text{ш}} = 60$ К. В зависимости от погодных условий температура приемной системы с учетом шумов антенны и атмосферы находилась в пределах (150-200) К. Калибровка по потоку осуществлялась по источникам DR 21, Vir A и Cyg A. Температура калибровочной ступеньки ГШ устанавливалось по фиксированному температурному перепаду на апертуре радиотелескопа, обеспечиваемого согласованной нагрузкой, находящейся при температурах жидкого азота и комнатной температуре. Ширина диаграммы направленности радиотелескопа по половинной мощности составляла 150 угл. сек. Радиотелескоп имел чувствительность 13 Ян/К.

Во вторичном фокусе радиотелескопа была установлена приемная система и данные наблюдений по промежуточной частоте 160 ± 16 МГц передавались с радиотелескопа на спектрометр и аппаратуру регистрации. Полоса приема данных составляла 4 МГц при работе с системой регистрации Марк-5В+ и 32 МГц при регистрации на РДР-1. Гетеродин стабилизировался от Н-мазера частотой 5 МГц.

3. Результаты

Интересно рассмотреть свойства ТДС в массивных галактических комплексах звездообразования с точки зрения возможности регистрации от них гравитационных волн (ГВ). В эксперименте по обнаружению гравитационных волн 11 февраля 2016 г., возможно, зафиксированы слияния объектов звездных масс. Поэтому, индикаторами состояния кратных массивных звезд, в фазе близкой к слиянию, могут быть гигантские вспышки мазера воды. Такими массивными областями активного звездообразования являются Orion KL, G25.65+1.05, W49N, G45.47+9.95, NGC63341-MMI, S2551R-NIRS3, G358.93-0.03 и др. При этом, эти области могут содержать кратные ТДС, которые могут излучать гравитационные волны (ГВ) в интервале $10^{-8} - 10^{-9}$ Гц (орбитальные периоды ТДС, составляющие 3-30 лет) [1].

Мощность ГВ двойной системы из СМЧД такой как OJ 287 на максимальном удалении СМЧД друг от друга (минимальная мощность излучения системы) [2]:

$$dE/dt = L_{\text{OJ 287}} = \{ [32 \cdot G^4 \cdot m_1^2 \cdot m_2^2 \cdot (m_1 + m_2) \cdot (1 + 3.5e^2 + 1.4e^4)] / [5c^5 \cdot a^5 (1 - e^2)^{1/2}] \} \approx 6 \cdot 10^{43} \text{ эрг/сек}, \quad (1)$$

где масса центральной СМЧД $m_1 = 2 \cdot 10^{10} M_\odot$, масса компаньона $m_2 = 1.4 \cdot 10^8 M_\odot$, эксцентриситет $e=0.7$, большая полуось орбиты $a = 10^{17}$ см. – принятые значения параметров ОJ 287.

Для сравнения возможности регистрации ГВ от разных перспективных источников, сначала рассчитаем поток ГВ на поверхности Земли от СМЧД ОJ 287 с учетом расстояния до него $R_{OJ\,287} \approx 10^9$ пк ($z \approx 0.3$):

$$L_{OJ\,287}^{Earth} = L_{OJ\,287} / 4\pi R_{OJ\,287}^2 \approx 5.5 \cdot 10^{-13} \text{ эрг/(сек}\cdot\text{см}^2\text{)}. \quad (2)$$

Оценим поток ГВ на поверхности Земли, идущий от тесной двойной системы (ТДС) массивных звезд в областях активного звездообразования. Какими должны быть параметры ТДС и ее орбиты для того, чтобы поток ГВ на поверхности Земли был таким же, как от ОJ 287? При этом, сохраним величину эксцентриситета орбиты $e = 0.7$, примем $m_1 = 60 M_\odot$, $m_2 = 10 M_\odot$ и найдем большую полуось a . Будим считать, что ТДС находится в известном комплексе активного звездообразования Orion RL, расстояние до которого $R_{Orion\,KL} = 4 \cdot 10^2$ пк. Мощность излучения ТДС, находящейся на расстоянии Orion KL:

$$L_{Orion\,KL} = L_{OJ\,287}^{Earth} \cdot 4\pi R_{Orion\,KL}^2 \approx 5.5 \cdot 10^{-13} \text{ эрг/(сек}\cdot\text{см}^2\text{)} \cdot 4\pi \cdot 1.44 \cdot 10^{42} \approx 0.95 \cdot 10^{31} \text{ эрг/(сек}\cdot\text{см}^2\text{)} \quad (3)$$

При этом значении мощности ГВ расчет по формуле (1) дает значение $a = 2.3 \cdot 10^{12}$ см ≈ 23 млн. км. При таком a это действительно очень тесная двойная система. Интересно найти время жизни такой системы до ее слияния.

Таким образом, могут существовать галактические ТДС, способные обеспечивать поток ГВ на поверхности Земли, сравнимый с тем, который идет от уникальной внегалактической ДСМЧД ОJ 287.

Регистрация коротких всплесковых явлений от слияния галактических и внегалактических тесных двойных систем (на временных интервалах доли секунды) перспективны для детекторов гравитационных волн LIGO и LISA. Фиксирование ГВ от таких же источников в течение длительных промежутков времени (годы) более предпочтительно для детекторов типа IPTA.

4. Заключение

На примере ТДС из массивных звезд рассмотрена возможность детектирования от них гравитационных волн (ГВ) в мониторинговом режиме. Показано, что такие двойные системы могут излучать ГВ, поток от которых на Земле сопоставим с потоком от перспективного внегалактическим источником ОJ 287.

Список литературы

- [1] A. E. Volvach, L. N. Volvach, M. G. Larionov Unusually powerful flare activity of the H₂O maser feature near velocity -60 kms-1 in W49N // Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters, 2020. Vol.496, Issue 1, July 2020, Pages L147–L151.
- [2] A.E Volvach, L. N. Volvach, M.G. Larionov Most massive double black hole 3C 434.3 and powerful gravitational wave radiation // A&A. 2021. V.648. A27.

Наблюдения активности региона NOAA 2665 орбитальными и наземными инструментами

¹ Вольвач А.Е., ¹ Якубовская И.В.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

Аннотация: Представлены наблюдения в оптическом диапазоне и радиочастотах 245 МГц — 17 ГГц солнечной вспышечной активности региона NOAA 2665 и всплеска M2.4 произошедшего 14 июля 2017 года. Синхронность возникновения протонных потоков, рентгеновских вспышек и радио-всплесков и определенное сходство в их структуре во время вспышки M2.4 14 июля 2017 г. означает, что мы имеем дело с общим источником. Вспышка M2.4 сопровождалась радио всплеском IV типа.

1. Введение

На поверхности Солнца постоянно существуют физические процессы, связанные с высвобождением энергии. Особенно много энергии выделяется во время солнечных вспышек, происходящих в области солнечных пятен. Солнечные вспышки - это гигантские взрывы на Солнце, которые отправляют в космос энергию, свет и высокоскоростные частицы. Эти вспышки часто связаны с солнечными магнитными бурями, известными как корональные выбросы массы (CME). Хотя это наиболее распространенные солнечные события, Солнце также может испускать потоки очень быстрых протонов, известные как события солнечных энергетических частиц (SEP), и возмущения в солнечном ветре, известные как области коротационного взаимодействия (CIR).

Одним из основных методов диагностики последствий влияния солнечных событий на геофизические процессы, является наблюдение потока радиоизлучения на нескольких длинах волн. Исследование начальной активности NOAA 2665 представляет огромный интерес, так как регион не распался и 3 августа появился на новом обороте с видимой с Земли стороны под номером NOAA 2670 в координатах S05E44. Затем, совершив еще один оборот, 30 августа из-за восточного лимба в южной полусфере Солнца он вышел на третий оборот с координатами S08E50, которому присвоен номер NOAA 2673. Появление NOAA 2673 приведет к уникальному событию в период минимума солнечной активности в виде серии протонных вспышек, соответствующих в рентгеновском диапазоне X классу. 6 сентября 2017 NOAA 2673 произведет вспышки X2.2 и мощнейшую X9.3, а 10 сентября X8.2.

Представлены наблюдения активности региона NOAA 2665 и наиболее сильного радио всплеска IV типа, сопутствующего вспышке рентгеновского класса M2.4 14 июля 2017 года. Для комплексного изучения процессов рассмотрены данные излучения Солнца на разных частотах, полученные несколькими инструментами, расположенными как на Земле, так и на орбитальных спутниках.

2. Экспериментальная база наблюдений Солнца

Радиоастрономический диагностический комплекс солнечной активности, созданный на базе радиотелескопа PT-22 и трех малых радиотелескопов PT-3, PT-2 и PT-M, объединенных в Службу Солнца KRM, расположенную в координатах 330° 59' 30" Е долготы и 440° 23' 52" N широты, проводит одновременные наблюдения в диапазоне длин волн от 8 мм до 1,2 м в режиме мониторинга и алертов (рис. 1). Он интегрирован во Всемирную Службу исследования солнечной активности, а ежедневно получаемые данные сохраняются в реальном времени в цифровом виде и выставляются на сайты мировой службы Солнца, которая включает 14 наземных станций в кооперации с орбитальными обсерваториями [Юровский 2013; Вольвач 2016].

Радиотелескоп PT-2 Уссурийской астрофизической обсерватории (УАФО ДВО РАН) предназначен для измерений интегрального потока солнечного радиоизлучения на частоте 2.804 ГГц. Регулярные наблюдения ведутся в УАФО с 1990 года. В радиометре использован стандартный приемник СВЧ излучения ПК 7-18 с характеристиками [Кузьменко 2008]: диапазон принимаемых частот от 2 до 4 ГГц при полосе 44 МГц; приемник супергетеродина типа; пределы измерения шумовой температуры от 30 до $3 \cdot 10^5$ К; флуктуационный порог чувствительности $\Delta T_{\text{мин}}$ в нормальных условиях при постоянной времени $\tau = 1$ с не превышает 1.5 К, при повышенной влажности (летом) – 2 К.

Радиообсерватория Learmonth (Западная Австралия) - расположена на широте 22.2333° S и долготы 114.08333° E. Для мониторинга радиоизлучения Солнца на частотах 245, 410 и 610 МГц используется радиотелескоп с диаметром зеркала 8.5 метра, на частотах 1415, 2695, 4995 и 8800 МГц - 2.4-м антенна, на частоте 15400 МГц - 1-метровая параболическая антенна. Выходные данные радиотелескопа оцифровываются (частота дискретизации 1 Гц), обрабатываются, анализируются на предмет активности всплесков и сохраняются в цифровом виде для архивных целей.

3. Результаты и обсуждение

14 июля область NOAA 2665, находясь в координатах S06W29, произвела вспышку рентгеновского класса M2.4. Данное длительное событие продолжительностью не менее 2 часов 17 минут. Корональный выброс масс в виде асимметричного сияния наблюдался коронографами SOHO/LASCO. KBM начался в 01:07 UT, пик пришелся на 02:09 UT и закончился в 03:24 UT. Во время вспышки M2.4 несколькими наземными радиотелескопами был зафиксирован радиовсплеск IV типа. Область NOAA 2665 продолжала вспышечную активность, на более низком уровне, производя вспышку C5.8 в 19:37 UT 15 июля 2017 года, вспышку 17 июля C1.2 и 20 июля C1.25. 23 июля NOAA 2665, находясь уже на не видимой с Земли стороне, произвела вспышку, которая напоминала событие, подобное Кэррингтону, которое имело место 5 лет назад, тоже по другую сторону Солнца. Это событие можно было наблюдать со спутника STEREO-A.

Солнечная вспышка среднего размера (M2) и корональный выброс массы (CME) произошли из одной и той же большой активной области Солнца 14 июля 2017 года (рис.1). Снимки жесткого рентгена телескопа Hinode (XRT) позволяют наблюдать диссипативную часть жизненного цикла солнечных магнитных полей, которая проявляется в виде вспышек и выбросов корональной массы (рис.1). Мягкие рентгеновские снимки показывают конфигурацию магнитного поля и его эволюцию, позволяя наблюдать процесс накопления, хранения и высвобождения энергии в короне. Определенные параметры линейной поляризации H-альфа эмиссии вспышек, содержат сведения о соотношении протонов и электронов, ускоренных во вспышке.

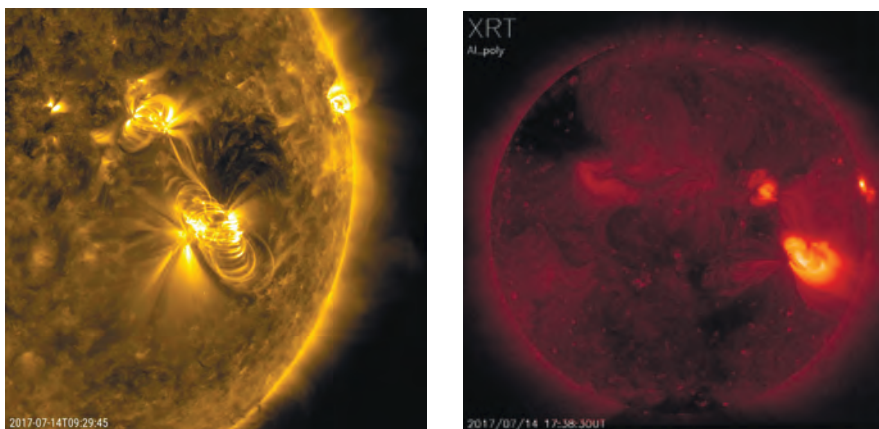


Рис. 1. Изображения Солнца 14 июня 2017 г в УФ диапазоне длин волн [Image Credit: NASA/GSFC/Solar Dynamics Observatory] (слева) и в жестком рентгене, полученные телескопом Hinode XRT (справа)

Синхронность возникновения протонных потоков, рентгеновских вспышек и радио-всплесков и определенное сходство в их структуре означает, что мы имеем дело с общим источником. Таким образом, исследование данных изменения во времени протонных потоков и величину потока рентгеновского излучения являются замечательным индикатором связи между солнечными и земными возмущениями. С этими данными хорошо согласуется радиоизлучение на длине волны в 10.7 см (Рис.2).

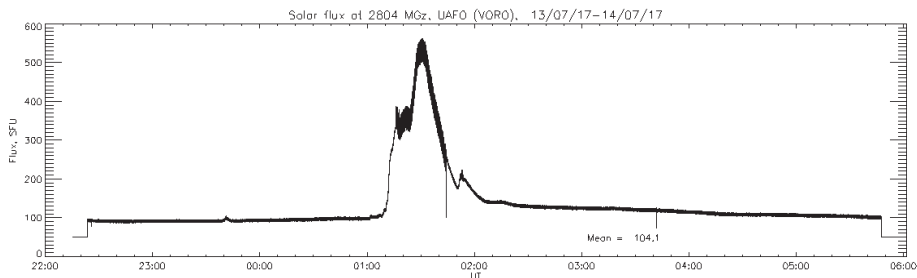


Рис. 2. Потоки радиоизлучения, зарегистрированные в радиообсерватории Уссурийск на частоте 2804 МГц

Наблюдения в области радиоволн на низкой частоте являются наиболее информативным инструментом для прогнозирования последствий солнечных вспышек. Вспышка M2.4 сопровождалась радио всплеском IV типа, что определяется анализом динамических спектров радиоизлучения во время вспышки M2.4 14 июля 2017 года полученных радиоспектротометрами (Рис.3). Радио всплески IV типа, являются одним из наиболее распространенных типов радио всплесков, возникающих при крупных хромосферных вспышках.

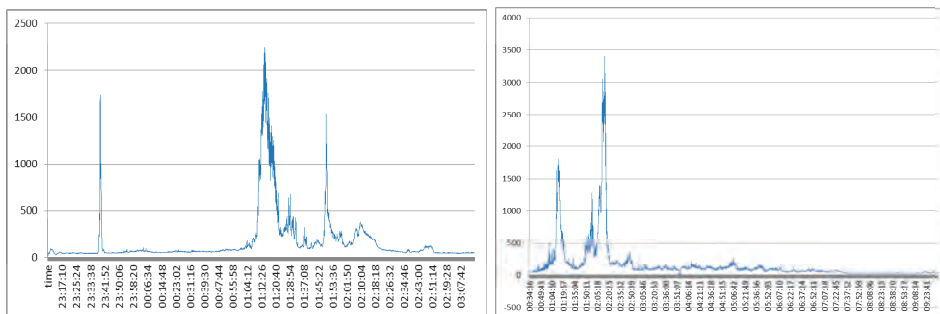


Рис. 3. Потoki радиоизлучения, зарегистрированные в радиообсерватории Learmont на частотах 410 МГц (слева) и 245 МГц (справа)

4. Заключение

Синхронность возникновения протонных потоков, рентгеновских вспышек и радио-всплесков и определенное сходство в их структуре во время вспышки M2.4 14 июля 2017 г. означает, что мы имеем дело с общим источником. Вспышка M2.4 сопровождалась радио всплеском IV типа. Для предотвращения негативного влияния КВМ направленных в сторону Земли на критически важное для человечества оборудование необходимы работы по прогнозированию вспышек.

Благодарность

Выражаем благодарность коллегам из Уссурийской астрофизической обсерватории за предоставленные данные.

Список литературы

1. Кузьменко И.В., Михалина Ф.А., Капустин Б.А. Радиотелескоп РТ-2 Уссурийской астрофизической обсерватории: современное состояние и данные наблюдений // Изв. Вузов: Радиофизика. 2008. Т. LI. №12. с.1005-1010.

Чувствительность нулевого радиометра с упрощенной конструкцией входного СВЧ-блока¹

Жук Г. Г., Убайчин А. В., Щегляков А. В., Абдирасул уулу Т., Кречетов Д. С.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
g.g.zhuk@mail.ru

Аннотация: В работе описаны результаты оценки флуктуационной чувствительности и рассмотрены особенности реализации микроволнового радиометра с упрощенной конструкцией входного СВЧ-блока.

1. Введение

Среди всех известных средств дистанционного зондирования особое место занимают микроволновые радиометры. При помощи микроволновых радиометров успешно решаются задачи прогнозирования пожароопасных мест, оценки влагозапаса почвы и т.д.[1-4].

Одним из наиболее перспективных носителей средств дистанционного зондирования являются малагабаритные беспилотные летательные аппараты (МБПЛА) в виду того, что они обладают высокой мобильностью, им не требуются использование специальной инфраструктуры (не требуют взлётно-посадочных полос, космодромов) и т.д.

Недостатком МБПЛА в качестве носителей средств дистанционного зондирования является то, что их конструктивные особенности обуславливают жесткие требования к массогабаритным параметрам бортовой аппаратуры. Поэтому, актуальна задача максимального упрощения конструкции микроволновых радиометров без ухудшения их метрологических характеристик.

2. Теория

При проектировании радиометрических систем существует проблема избыточности модулей, входящих в состав микроволновых радиометров, в связи с чем повышаются массогабаритные показатели и энергопотребление. Избыточность модулей прежде всего связана с необходимостью повышения флуктуационной чувствительности, надежности, долговременной стабильности, устранения влияния помех и т.д.

Среди множество различных способов построения микроволновых радиометров особое место занимают схемотехнические решения на основе нулевого метода измерений. Технически реализация нулевого метода заключается в сравнении энергии сигнала антенны с энергией двух или более генераторов шума. Нулевые микроволновые радиометры обладают самой высокой устойчивостью результатов измерений в независимости от условий окружающей среды [5].

В нулевых радиометрах на результат измерений не влияют основные дестабилизирующие факторы, поэтому системы температурной стабилизации в нулевых радиометрах самые простые с точки зрения реализации. Простая реализация устройства температурной стабилизации не допускает увеличения массогабаритных показателей, что является еще одним достоинством данного типа радиометрических систем. С точки зрения реализации блока низкочастотной обработки сигналов появляются сложности, связанные с наличием дополнительных систем: компаратора, синхронного фильтра, устройства управления генератором шума. Стоит отметить, что входной СВЧ-блок нулевых радиометров является самым сложным сточки зрения реализации микроволнового радиометра. В классической схеме ко входному СВЧ-блоку подключается три эталона (антенна и два опорных генератора шума). Что влечет за собой сложности при реализации, увеличению стоимости и массогабаритных показателей [6].

Для снижения массогабаритных параметров нулевого радиометра необходимо модифицировать и максимально упростить конструкцию входного блока [7]. Реализацию модификации нулевого радиометра предложено осуществить путем замены активного генератора шума (на основе лавинно-пролетных диодов, работающих в режиме обратного пробоя) на малошумящий усилитель подключенный входом к входу и исключения направленного осветителя и дополнительного СВЧ-переключателя.

Использование малошумящего усилителя в качестве опорного генератора шума в СВЧ-радиометре позволит упростить конструкцию устройства на системном уровне при одновременном снижении массы, потребляемой энергии и повысить чувствительность [8-9].

¹ Работа выполнена в рамках проекта FEWM–2020–0041 Минобрнауки России.

Проведя математическое моделирование алгоритма работы предлагаемого варианта реализации нулевого радиометра было установлено, что использование генератора низкотемпературного шума позволяет повысить чувствительность по сравнению с классическими нулевыми радиометрами. Повышенная чувствительность достигается за счет использования двух эффектов. Первый эффект заключается в уменьшении омических потерь, что приводит к уменьшению собственных шумов радиометра.

Второй эффект заключается в снижении шумовой температуры генератора шума. Уменьшение шумов генератора шума приводит к уменьшению флуктуирующей составляющей вольт-секундных площадей [10], когда реализуется нулевой метод. Уменьшение флуктуаций вольт-секундных площадей также снижает разброс результатов измерений, что эквивалентно увеличению чувствительности.

3. Заключение

Использование шума на основе малошумящего усилителя, в качестве эталона для передаточной характеристики позволяет реализовать нулевой метод без использования активных генераторов шума, построенных на лавинообразных диодах. Это упрощает конструкцию модифицированного нулевого радиометра.

Анализ чувствительности показал, что чувствительность модифицированного радиометра выше по сравнению с классической схемой. Это достигается за счет уменьшения потерь во входной микроволновой цепи путем исключения направленного ответвителя и уменьшения флуктуаций вольт-секундных площадей.

Принцип функционирования модифицированного нулевого радиометра основан на нулевом методе, реализованном за счет синхронного выполнения двух типов импульсной модуляции. Такая реализация позволяет установить линейную зависимость между сигналом широтно-импульсной модуляции и измеренным сигналом от антенны. В результате это измерения не зависят от изменений коэффициента передачи приемника и дрейфа собственных шумов.

Модифицированный нулевой радиометр найдет широкое применение в бортовых системах дистанционного зондирования, характеризующихся повышенными требованиями к массогабаритным характеристикам, пространственному разрешению и потребляемой мощности.

Список литературы

1. А.В. Убайчин, А.В. Филатов, П.Е. Орлов. Основы микроволновой радиометрии. Учебное пособие // Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – 2014. – 85 с.
2. Camps, A. and Tarongi, J.M. (2010), "Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times", *Remote Sensing*, Vol. 2 No. 7, pp. 1826-1843.
3. Wilson, W.J.; Tanner, A.; Pellerano, F. Development of a High Stability L-band Radiometer for Ocean Salinity Measurements. In *Proceedings of 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Pasadena, CA, USA, July 2003; Volume 2, pp. 1238-1240.
4. Wilson, W.J.; Tanner, A.; Pellerano, F. Ultra Stable Microwave Radiometers for Future Sea Surface Salinity Missions; JPL Report D-31794; California Institute of Technology: Pasadena, CA, USA, April 2005.
5. А.В. Убайчин, А.В. Филатов. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений: моногр. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 154 с.
6. А.В. Филатов. Радиометрические системы нулевого метода измерений: монография – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 276 с.
7. A.V. Ubaichin, T. Abdirasul Uulu, E.V. Alekseev, G.G. Zhuk, D.E. Minenko «Fluctuation sensitivity of microwave radiometers» Международная научнопрактическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск, 29 ноября – 1 декабря 2017 г. Томск: В-Спектр, 2017: в 2 частях. – Ч. 1.
8. A.V. Ubaychin, T. Abdirasul Uulu, G. G. Zhuk. Microwave radiometer for sensor systems with self-contained power supplies. *Sensor Review* (2020), Vol. 40 No. 3, с 329-334.
9. Абдирасул уулу Т., Алексеев Е.В., Данилов Д.Н., Жук Г.Г., Ташходжаев А.С., Убайчин А.В., Филатов А.В. Бортовая микроволновая радиометрическая система с высокой динамикой измерения // *Динамика систем, механизмов и машин*. 2016. № 4. С. 62–65.
10. Убайчин А.В. Линейность передаточной характеристики нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией при высоком динамическом диапазоне измеряемых шумовых температур // *Известия высших учебных заведений. Физика*. 2012. Т. 55. № 9–3. С. 130–133.

Результаты натурного эксперимента по дистанционному измерению влажности почвы двухполяризационным радиометром на полях для выращивания мискантуса¹

¹ Сидоров И. А., ² Хохлов Н.Ф., ³ Новичихин Е.П., ⁴ Леушин В.Ю.

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана, igorasidorov@yandex.ru

² РГТУ МСХА им. К.А. Тимирязева,

³ ФИРО РАН им. В.А. Котельникова,

⁴ ООО «НПП ФИРМА «Гиперион»

Аннотация: Приводятся результаты натурного эксперимента по дистанционному измерению влажности почвы при помощи двухполяризационного СВЧ-радиометра на полях для выращивания мискантуса в Шатурском районе Московской области. Показаны особенности внутренней и внешней калибровок радиометра. Приводятся графики измеренных значений радиоярких температур на вертикальной и горизонтальной поляризациях, а также график индекса поляризации (второго параметра Стокса) вдоль линий визирования по полю. Приводится яркостно-влажностная регрессия, полученная на основе отбора проб почвы с последующим измерением объемного влагосодержания. Показаны модели цифровых карт температур поверхности и влагосодержания в продуктивном слое почвы.

1. Введение

Известен способ измерения влажности почвы при помощи СВЧ-радиометра или системы СВЧ-радиометров [1—3]. При визировании поверхностей различными радиометрами возникает проблема их взаимной калибровки и обеспечения долговременной стабильности их параметров. Этих проблем удастся избежать если измерения проводятся одним радиометрическим приемником одновременно на двух поляризациях – горизонтальной и вертикальной. Такой радиометр был разработан и испытан [4—6].

Целью настоящей работы является изложение результатов натурного эксперимента по дистанционному измерению температуры поверхности и объемного влагосодержания в продуктивном слое почвы на полях для выращивания Мискантуса при помощи двухполяризационного радиометра.

2. Натурный эксперимент

Урожайность сельскохозяйственных культур определяется тремя управляемыми факторами: количеством полученной растениями влаги, количеством тепла (света) и биохимическими параметрами почвы (плодородие). Технологии точного земледелия требуют проведение периодического контроля указанных физических показателей почвы. Необходимо: точное определение времени начала посевной компании (в том или ином районе), принятие своевременных мер по поддержанию её уровня влажности, а также доступности минеральных источников.

Точную и полную информацию о температуре и влажности почвы дает радиометр. Радиометр размещается на подвижном носителе – квадрокоптере, квадроцикле, тракторе, тележке или транспортируется вручную. В результате перемещения носителя вдоль заранее намеченных линий над исследуемым полем накапливается информация о радиоярких температурах одновременно на двух поляризациях. По измеренным значениям радиоярких температур на вертикальной $T_{\text{ЯВ}}$ и горизонтальной $T_{\text{ЯГ}}$ поляризациях вычисляется индекс поляризации I_P по формуле (1):

$$I_P = (T_{\text{ЯВ}} - T_{\text{ЯГ}}) / (T_{\text{ЯВ}} + T_{\text{ЯГ}}) \quad (1)$$

Значение индекса поляризации слабо зависит от температуры слоя почвы и в основном определяется значением диэлектрической проницаемости почвы, которая зависит от влагосодержания. Зависимость индекса поляризации от влажности почвы различна при различных условиях и зависит от состава почвы, наличия растительного покрова и др. Для точного определения радиационно-влажностной зависимости требуется специальная калибровка радиометрической системы, применительно к конкретным условиям.

На рис. 1 показан – график изменения радиоярких температур по двум поляризациям.

Зеленым цветом показан график по вертикальной поляризации, малиновым цветом график по горизонтальной поляризации.

¹ Работа выполнена при поддержке «Фонда содействия инновациям», договор № 2886ГС1/45415 от 28.03.2019.

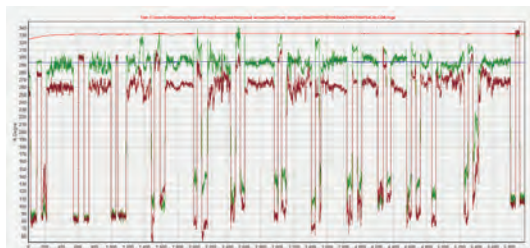


Рис. 1. График радиоярких температур по двум поляризациям

На рис.2 показаны карта температуры поверхности почвы (а), карта влагосодержания почвы (б) и график индексно-влажностной регрессии (в).

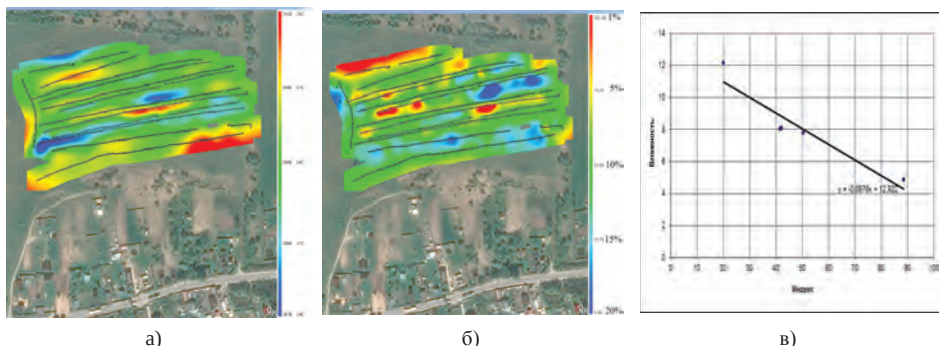


Рис. 2. Карты температуры а), влажности почвы б) и индексно-влажностная регрессия

3. Заключение

В результате проведенных экспериментальных работ были записаны и сохранены радиометрические данные одновременно с навигационными данными спутниковой навигационной системы и данными датчика углового положения антенны в пространстве. В результате обработки полученных данных построены геопривязанные цифровые карты температуры поверхности почвы и объемного влагосодержания в продуктивном слое почвы. Анализ полученных карт и сравнение их с результатами обработки отобранных проб почвы показал эффективность калибровки радиометра по индексу поляризации для последующего пересчета во влажность почвы.

Список литературы

1. Сидоров И.А., Солдатенко А.П., Гудков А.Г., Леушин В.Ю., Новичихин Е.П. . Результаты натурных экспериментов по мониторингу гидрологической обстановки вдоль автомобильных дорог многочастотной поляризметрической системой СВЧ-радиометров // Машиностроитель, Том 84, Выпуск 12, 2015г., стр.46-55 ISSN 0025-4568.
2. Шутко А.М., Новичихин Е.П., Маречек С.В., Плющев В.А., Сидоров И.А., Бирюков Е.Д., Решиков А.Д., Хаарбринк Р. Поляризметрическая система из двух СВЧ-радиометров типа «Ранет-21». // «Радиотехника». 2013. № 1. С. 123-126.
3. Сидоров И.А., Плющев В. А., Новичихин Е.П., Гудков А.Г. Результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометрического приемника с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 26-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 6-12 сентября 2016, Севастополь, Крым, Россия, Том 10, стр. 2301-2307.
4. Alexandr Gudkov, Vitaly Leushin, Svetlana Agasieva, Igor Sidorov. Bipolarization L-band microwave radiometer// ITM Web of Conferences 30, 15028(2019) [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/abs/2019/07/itmconf_crimico2019_15028/itmconf_crimico2019_15028.html Плющев В. А.
5. Плющев В. А., Сидоров И.А., Новичихин Е. П. Двухполяризационный СВЧ-радиометр для измерения влажности почвы с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 27-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 10-16 сентября 2017, Севастополь, Крым, Россия, Том 7, стр. 1663-1670.
6. Сидоров И.А., Агасиева С.В., Горлачева Е.Н., Дистанционный влагомер // Патент РФ №2737068, Приоритет от 05.02.2020. Класс МКИ G01N22/04.

Вспышки водяного мазера в молодой двойной системе IRAS 16293-2422

¹ Вольвач А.Е., ¹ Вольвач Л.Н., ² Ларионов М.Г., ¹ Орленсон В.В.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели;

² Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва

Аннотация: Получены уникальные результаты детального (интервал между данными один-два дня) одноклеточного мониторинга молодой двойной системы IRAS 16293-2422, выполненного на радиотелескопе РТ-22 (Си-меиз). В источнике обнаружены мощные вспышки мазера водяного пара. Обнаруженная корреляция между экспоненциальным ростом потока и уменьшением ширины линии свидетельствует о ненасыщенном состоянии мазера во время вспышки.

1. Введение

Давно известно, что около 75% звезд как раннего, так и позднего спектрального класса образуют двойные или кратные системы. Звезды часто образуются вместе со своими спутниками, как это видно в обзорах молодых звездных объектов класса 0. Они образуются из коллапсирующих ядер докзвезд, которые являются наиболее плотными частями нитевидного большого молекулярного облака, где турбулентность и магнитные поля являются причиной значительных отклонений от симметрии в системе.

Маломассивная протозвездная двойная система класса 0 IRAS 16293 расположена в облачном комплексе ρ Змееносца на расстоянии ~ 140 пк. Наблюдения на VLA позволили выявить два компактных источника A1 и A2, разделенных ~ 50 а.е. и ориентированных примерно перпендикулярно линии, соединяющей A и B. Таким образом, IRAS 16293 A1-A2 подтвержден как двоичная система. Существование компактной неразрешенной эмиссии A1, возможно, связано с запыленным околосредным диском размером не более 3.6 а.е. Деталь A2 разрешенная и состоит из газопылевого диска размером 12 а.е. Это один из дисков, на котором может располагаться наши мазеры водяного пара, о которых пойдет речь в работе.

2. Экспериментальная база наблюдений

Наблюдательная программа проводилась на радиотелескопе РТ-22 КРАО. Использовался неохлаждаемый приемник с температурой шумов $T_{\text{ш}} = 60$ К. В зависимости от погодных условий температура приемной системы с учетом шумов антенны и атмосферы находилась в пределах (150-200) К. Калибровка по потоку осуществлялась по источникам DR 21, Vir A и Cyg A. Температура калибровочной ступеньки ГШ устанавливалось по фиксированному температурному перепаду на апертуре радиотелескопа, обеспечиваемого согласованной нагрузкой, находящейся при температурах жидкого азота и комнатной температуре. Ширина диаграммы направленности радиотелескопа по половинной мощности составляла 150 угл. сек. Радиотелескоп имел чувствительность 13 Ян/К.

Во вторичном фокусе радиотелескопа была установлена приемная система и данные наблюдений по промежуточной частоте 160 ± 16 МГц передавались с радиотелескопа на спектрометр и аппаратуру регистрации. Полоса приема данных составляла 4 МГц при работе с системой регистрации Марк-5В+ и 32 МГц при регистрации на РДР-1. Гетеродин стабилизировался от Н-мазера частотой 5 МГц.

3. Результаты

Обнаружена корреляция между экспоненциальным ростом плотности потока и уменьшением ширины линии, что характерно для поведения мазера в ненасыщенном состоянии. Полуширина детали самой мощной вспышки 2 составляет 0.60 км/с (рис. 1). То же для вспышки 1 на уровне плотности потока 3000 Ян составляет 0.61 км/с. Полуширины обеих вспышек практически идентичны [1].

Газопылевые диски вокруг протозвезд могут содержать компоненты водяного мазера, которые движутся по орбитам Кеплера вокруг протозвезд. Возникает вопрос, в каком из дисков может быть наш водяной мазер с характеристиками 8 км/с?

Новые данные, полученные в обоих случаях, чрезвычайно важны, так как указывают на то, что конфигурация вспышечных событий не могла быть случайной необходимостью возникновения мощных вспышек [2]. Вспышки продолжительностью около полугода состоят из нескольких более коротких. Отдельные вспышки могут возникать на вершинах других, что, возможно, инициирует их излучение. Скопление мазерных пятен может располагаться в одном из газопылевых дисков A1 или A2, предпочтительно A2, вокруг одной из протозвезд, близких к солнечной массе.

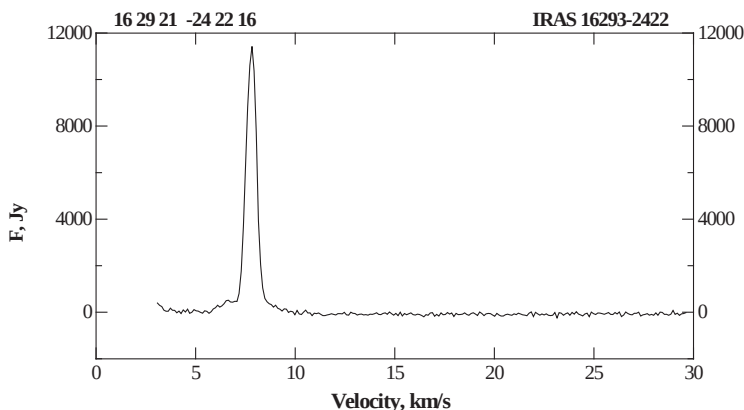


Рис. 1. Спектр детали на скорости 8 км/с в максимуме плотности потока в IRAS 16293.

4. Заключение

1. Впервые зафиксирована короткая мощная вспышка мазера водяного пара (характеристика +8 км/с), представляющая собой комбинацию трех компонентов, два из которых находятся в ненасыщенном состоянии, а один - в насыщенном состоянии.

2. Впервые гипотеза о возникновении мощного мазерного излучения за счет наложения компонентов друг на друга и увеличения эффективной длины мазерной накачки была подтверждена непосредственно с помощью экспериментальных данных.

3. Получены новые данные о параметрах среды, в которой формируется мазерное излучение.

4. Экспериментально показано, что все зарегистрированные в настоящее время короткие мощные вспышки имеют одинаковую структуру и возникают в мазерных скоплениях с определенной конфигурацией мазерных пятен в них: ненасыщенные мазеры сосредоточены в центральных областях, а насыщенные мазеры - на периферии. Это совершенно новые и чрезвычайно важные данные для понимания строения мазерных образований.

5. Это подтверждают полученные нами данные о сверхмощных коротких вспышках в галактическом киломазере W 49N.

Список литературы

- [1] A. E. Volvach, L. N. Volvach, M. G. Larionov Unusually powerful flare activity of the H₂O maser feature near velocity -60 kms-1 in W49N // Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters, 2020. Vol.496, Issue 1, July 2020, Pages L147–L151.
- [2] A.E Volvach, L. N. Volvach, M.G. Larionov Composite powerful short flare of water maser in young binary system IRAS 16293-2422 // Monthly Notices of the Royal Astronomical Society: Letters, 2021.

Анализ движения Северного географического полюса

¹ Вольвач А.Е., ¹ Курбасова Г.С., ¹ Дмитроца А.И., ³ Неяченко Д. И.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

Аннотация: Проведено сопоставление времени появления глобальных джерков в параметрах геомагнитного поля и особенностей в движении Северного полюса Земли. По результатам анализа в системе IERS 1997 года с интервалом отсчётов 0.05 года за период с 1900-01-01 по 2020-03-25 гг. с применением метода вейвлет-анализа сделан вывод о связи глобальных энергетических перестроек в системе Земля после 1969 года.

1. Введение

Вращение Земли и движение её полюсов характеризуется сложным процессом изменения ориентации. Одной из неизученных проблем является изменение ориентации движения Северного среднего полюса по поверхности Земли, появление точек возврата на графиках полюдий – проекций координат полюса на плоскость. На фоне долговременных гладких изменений в геомагнитном поле наблюдаются джерки – быстрые изменения магнитного поля во времени.

Связь вращения Земли с геомагнитным полем позволяет предположить, что одни и те же глобальные процессы, которые влияют на вращение Земли, влияют и на геомагнитное поле

2. Экспериментальная база наблюдений

Для анализа использовались временные ряды координат полюса x , y (IERS) C01 в системе IERS 1997 года с интервалом отсчётов 0.05 года за период с 1900-01-01 по 2020-03-25 гг. Для анализа и сопоставления нерегулярностей в различных сферах системы Земля использовались данные о компонентах углового момента атмосферы (ААМ), определённые в результате оперативного анализа Европейского центра прогноза погоды среднего радиуса действия.

3. Результаты

Появление точек возврата на графике долговременного тренда географического полюса Земли зависит от соотношения внешних и внутренних параметров, определяющих состояние системы Земля. Точки возврата на графиках долговременных трендов с последующим изменением режима колебания служат показателем момента энергетической перестройки в системе, порождающей этот процесс.

Для анализа выделенного долговременного тренда нами построена численная модель. Математическое описание её имеет вид:

Для анализа выделенного долговременного тренда нами построена численная модель. Математическое описание её имеет вид:

$$f(dt) = a_0 + \sum_{i=1}^n \left(a_i \cos(idtw) + b_i (\sin(idtw)) \right), \quad (1)$$

где dt – временной интервал, отсчитываемый в годах от начала моделируемого временного ряда, n – порядок модели. Коэффициент a_0 моделирует постоянный член в данных, W – основная частота сигнала, n – количество членов (гармоник) в приближаемых данных.

На рис.1 приведены графики исходных данных R и описанный моделью (1) нелинейный тренд. Квадрат модуля когерентности (КМК) в виде

$$\text{КМК}(f) = |F_{xy}(f)|^2 \quad (2)$$

Установленная когерентность (КМК = 0.86) между вариациями с периодом 35.3 года в данных и допускает возможность процесса их синхронизации с опережением колебаний в данных на 6 лет.

Мы предполагаем, что появление кратковременных джерков в изменении параметров геомагнитного поля является закономерной реакцией на изменение характера наложения внешних и внутри земных факторов на процесс поступательно-вращательного движения Земли и связанных с этим процессом геомагнитным полем.

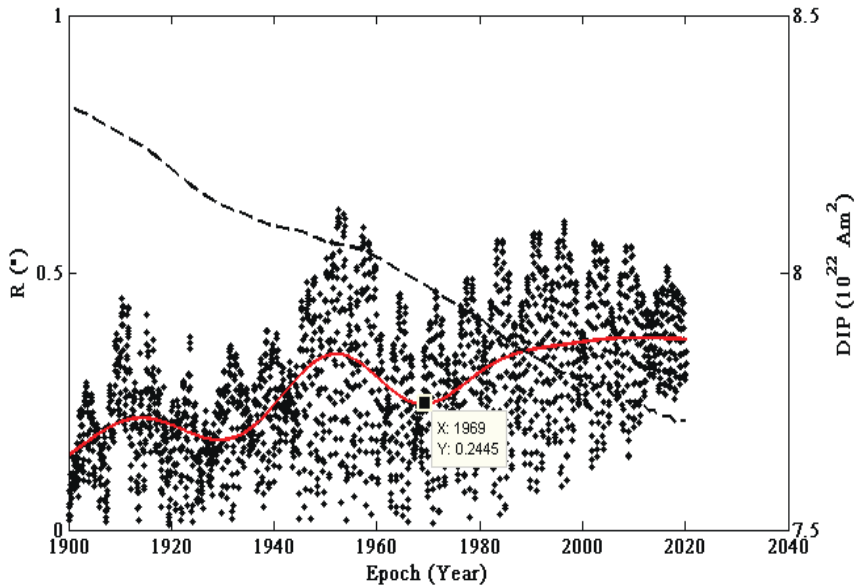


Рис. 1. Исходные данные R (звёздочки, единицы отсчёта 0.05 лет), график долговременного тренда (непрерывная линия), график данных о дипольном моменте (прерывистая линия, единицы отсчёта 1 год).

4. Заключение

Приведены результаты анализа и сопоставления моментов появления особенностей долговременного смещения по поверхности Земли географического Северного полюса, компонентов углового момента атмосферы и появления глобальных скачков в геомагнитном поле. Установлена когерентность между вариациями с периодом 35.3 года в данных об изменении положения Северного полюса относительно условного начала и в данных об изменении дипольного момента.

Анализ среднегодовой приземной температуры воздуха в пунктах Кара-Даг и Краснодар

¹ Вольвач А.Е., ¹ Курбасова Г.С., ¹ Дмитроца А.И., ³ Неяченко Д. И.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

Аннотация: Приведены результаты анализа временных рядов измерений из космоса локальных температур поверхности земли и воздуха на высоте 2 метров в пунктах Кара-Даг и Краснодар. Проведен статистический анализ наблюдений и непрерывный частотно-временной вейвлет – анализ. Сопоставлены модели сезонных колебаний в трёх временных рядах наблюдений. Анализ вычисленного по моделям прогноза среднегодовой температуры на 1918 — 2020 годы указывает на постепенное снижение среднегодовой температуры даже при наличии кратковременных импульсов её повышения. Темпы снижения среднегодовой температуры по наземным наблюдениям несколько выше, чем по космическим, что вероятно связано с более полным учётом в наземных наблюдениях местных условий.

1. Введение

Главным источником изменений климата является Солнце: от угла падения солнечных лучей на Землю зависит изменение климата на планете. При этом наблюдаются кратковременные вариации параметров климата такие как чередование времен года и даже изменение температуры в течение дня. За последнее время существенно возросла эндогенная активность Земли: наблюдается повышение глобальной температуры, а также усиление атмосферных и магнитных аномалий, связанных с активностью солнечных процессов.

На полуострове Крым, сейсмически активной зоне Земли, есть несколько ретро вулканов. Один из них, особо опасный по экологическим последствиям, действовал в пункте Кара-Даг. В настоящее время не существует методов предсказания его «пробуждения». Существует ряд косвенных признаков возможной активизации землетрясений и вулканов. К ним относятся такие как экстремальные события на Солнце, динамика вращения Земли, активизация течения жидких масс внутри Земли, события в атмосфере и магнитосфере. Нарушения теплового баланса, необъяснимый периодически протекающими процессами приток энергии в локальном месте поверхности земли, служит сигналом нестабильности экологической обстановки.

Авторами настоящей статьи ранее исследовались изменения инсоляции и температуры в различных пунктах Крыма: обнаружены и установлены когерентные колебания между отдельными вариациями в данных об инсоляции и температуры приземного воздуха, параметрами магнитного поля, параметрами вращения Земли и солнечными циклами. Для анализа использовались космические наблюдения инсоляции и температуры воздуха на высоте 2 м. Обнаруженные нами различия в локальных тенденциях роста инсоляции и температуры в Крыму, их отличия от глобальных тенденций побуждают к продолжению этих работ. Для анализа нами выбран пункт Краснодар из-за однородности и высокого качества временного ряда наземных наблюдений в этом пункте.

2. Экспериментальная база наблюдений

Созданный в Крыму геодинимический полигон «Симеиз-Кацивели» составил основу наземных и космических временных рядов наблюдений климатических и геофизических характеристик Крыма, особенно его Горной части.

В настоящее время функционирует проект прогноза энергетических ресурсов во всем мире (Prediction of Worldwide Energy Resource Project, POVER), в рамках которого создана база данных параметров наземной метеорологии и солнечной энергии из более 200 спутниковых параметров метеорологии и параметров солнечной энергии. С 13 июня 2018 года новый проект POWER включает улучшенные солнечные и метеорологические данные со всеми параметрами, доступными на глобальной сетке 0.5° широты и 0.5° долготы. Для анализа нами использовались временные ряды поверхностной и солнечной энергии (sfuraces and solar energy, SSE): общей инсоляции падающей на поверхность земли (All Sky Insolation Incident on a Horizontal Surface, ALLSI), температур поверхности земли (Earth Skin Temperature, TS), температур воздуха на высоте 2 метров (Temperature at 2 Meters, T2M).

На сервере ВНИИГМИ-МЦД (Всероссийский научно-исследовательский институт гидрометеорологической информации – Мировой Центр Данных) нами получен доступ к массивам среднемесячных данных. На основе этих данных вычислены среднегодовые величины приземной температуры воздуха с 1981 по 2017 годы в пункте Краснодар.

3. Результаты

Графики на рисунке 1 демонстрируют наземные измерения и тренды среднегодовой температуры в 5 пунктах России. Как следует из рисунка 1, смещение в западном направлении по одной и той же параллели приводит к существенному росту температуры.

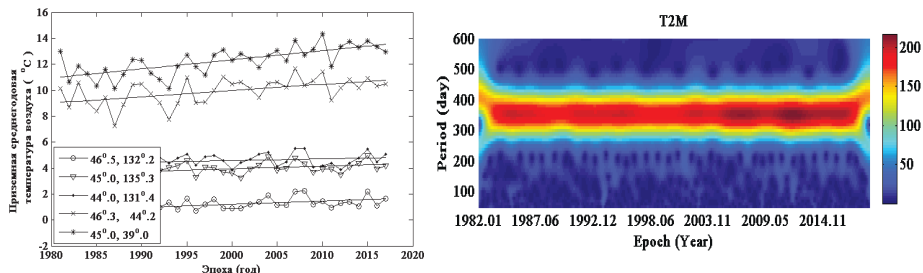


Рис. 1. Графики среднегодовой приземной температуры на 5 станциях России (слева). Графики частотно-временного вейвлет-преобразования временных рядов данных температуры воздуха на высоте 2 метров в пункте Кара-Даг (справа)

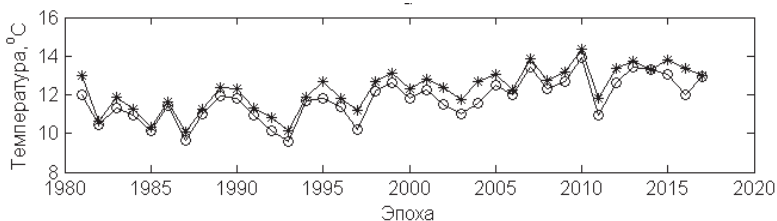


Рис. 2. Сопоставление наземных и космических наблюдений приземной среднегодовой температуры воздуха на станции Краснодар: графики наземных измерений (звёздочки) и космических измерений (кружки)

Одним из признаков накопления энергии в пункте Кара-Даг является увеличение энергии наиболее регулярных и мощных сезонных колебаний, и колебаний, вызванных лунными и лунно-солнечными приливами. Анализ прогноза приземной среднегодовой температуры указывает на постепенное снижение среднегодовой приземной температуры воздуха даже при наличии кратковременных скачков.

4. Заключение

Круговорот энергии и вещества в литосфере, может вызвать избыток накопившейся энергии в локальном пункте Земли. При этом заключительным звеном в зависимости от локальной геологической структуры и сложных взаимодействий близких по частоте циклов в различных геофизических процессах возникают резонансные явления с увеличением амплитуды суммарного колебания.

Применение СВЧ радиолокации для загоризонтного мониторинга надводной обстановки

^{1,2} Михайлов М. С.

¹ ООО «Радиокомп»

109316, г. Москва, Волгоградский пр-кт, д. 42

sales@radiocomp.ru

² НИУ «МЭИ»

111250, Россия, г. Москва, Красноказарменная ул., д. 14

Аннотация: В данном докладе приводятся исследования загоризонтного распространения радиоволн. Рассматривается влияние неоднородностей тропосферы на работоспособность радиолокационных систем X-диапазона, работающих над морской поверхностью. Распространение радиоволн в тропосферных волноводах моделируется методом параболического уравнения. Для описания условий распространения радиоволн необходимо знание показателя преломления неоднородной тропосферы. Рассматривается построение системы интеллектуальных беспроводных датчиков для мониторинга параметров волновода испарения.

Оценка характеристик импульсов, отраженных от элементов рельефа местности, при двухпозиционной радиолокации¹

Денисов В.П., Мещеряков А.А., Крутиков М.В., Полянских П.А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
dvp15@sibmail.com

Аннотация: В статье оцениваются характеристики сигналов РЛС, отраженных от местности, по результатам проведенного эксперимента.

1. Введение

В 1995 – 2010 годах в НИИ РТС ТУСУР проводились эксперименты по изучению распространения сантиметровых радиоволн в условиях пересеченной местности. Сигналы излучались трехсантиметровой импульсной РЛС, работающей в сканирующем режиме. Приемная аппаратура находилась на удалении до 40 км и позволяла принимать и записывать в память ЭВМ сигналы РЛС, прошедшие трассу распространения по кратчайшему пути, и следующие за ними отраженные от элементов рельефа сигналы с задержкой по времени до 10 мкс. Экспериментальный комплекс подробно описан в монографии [1].

Цель доклада – оценка характеристик отраженных импульсных сигналов для оптимизации алгоритма однопозиционного определения местоположения источников излучения [1].

2. Результаты экспериментов

В докладе изложены результаты измерений, проведенных на четырех различных трассах РРВ.

Исследуемые трассы располагались на местности, наибольшая площадь которой была занята лесным массивом (около 60% территории).

На трассах встречались препятствия в виде дачных построек, отдельных строений и линий электропередач.

На рис. 1 показан пример записи сигналов на интервале, превышающем период сканирования антенны РЛС. По горизонтали отложены номера принимаемых импульсов, по вертикали – амплитуда сигналов на входе приемника. Рисунок 1 отражает диаграмму направленности антенны РЛС, искаженной местностью. Видно, что уровень сигнала меняется на 55 дБ относительно среднего уровня фона.

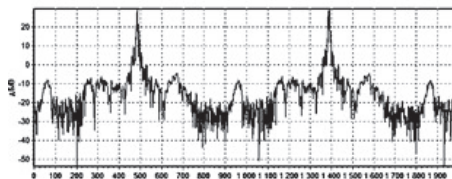


Рис. 1. Пример записи сеанса экспериментальных исследований

На рисунках 2 (а) – (г) приведены реализации записи сигналов в окне регистрации. По горизонтальной оси приведены такты АЦП. Один такт АЦП соответствовал временному интервалу в 1 нс. По вертикали отложена амплитуда сигнала на входе приемника. Форма прямого (пришедшего по кратчайшему расстоянию) зарегистрированного сигнала представлена на рисунке 2 (а). Отраженные импульсные сигналы представлены на рисунках 2 (б-г). Форма этих сигналов может быть подобна прямому сигналу, а также может сильно искажаться. Классификация отраженных импульсных сигналов, используемая в докладе проведена по их длительности. Часть этих импульсов соответствует по длительности прямому сигналу (рисунок 2 (в)), часть из них значительно превышает длительность прямого, при этом соседние импульсы могут слиться в один (рисунок 2(б)), а также иметь вид коротких выбросов с длительностью меньшей, чем прямой.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039.

В рамках доклада построены эмпирические плотности распределения вероятностей количества отраженных импульсов в окне регистрации, их длительности и задержек относительно прямого. Из них следует, что с вероятностью близкой к единице на открытых и закрытых трассах задержки отраженных импульсов, относительно прямого не превышают единиц микросекунд, а их количество на этом интервале не превышает восьми для данных условий эксперимента. Измерение длительностей и задержек импульсов проводилось на уровне фиксированного порога, который был различным в разных окнах регистрации, так чтобы достаточно превышать уровень шума.

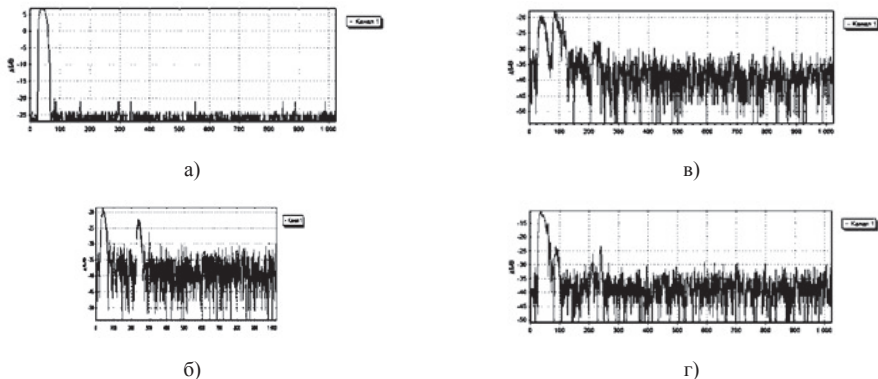


Рис. 2. Примеры записи сигналов в окне регистрации

3. Заключение

Полученные результаты являются оценочными, т.к. зависят от метода выделения отраженных импульсов из массива данных и алгоритма измерений. Тем не менее они могут быть полезны для дальнейшего анализа однопозиционного метода определения координат источника излучения.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039.

Список литературы

1. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения: моногр. / В.П. Денисов [и др.]; под общ. ред. д-ра техн. наук, проф. В.П. Денисова. Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2014. 502 стр.

Компенсационный радиометр

¹Афонин И. Л., ¹Поляков А. Л.

¹ Севастопольский государственный университет
299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация
E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

Аннотация: Представляется разработанный компенсационный радиометр, предназначенный для использования в наземном радиотехническом комплексе (НРТК) РТ-70 в дополнение к штатной конфигурации приемного тракта комплекса. Применение радиометра актуально при приеме и обработке слабых сигналов (в частности сигналов неконтролируемого излучения (НКИ)). В свою очередь прием и обработка таких сигналов позволяет расширить возможности системы контроля по определению текущих навигационных параметров космических аппаратов.

1. Введение

Наибольшее распространение в радиоастрономической практике получил модуляционный радиометр Дикке [1;2] на входе которого установлен модулятор, периодически переключающий сигнал с выхода антенны на эталонный источник шумового сигнала. Применение радиометра этого типа требует установки СВЧ-модулятора на выходе облучателя (или на выходе волноводного тракта) антенны НРТК РТ-70, что сопряжено с определенными трудностями, а во-вторых требует изменения схемы и режимов работы штатной аппаратуры. Разработанный компенсационный радиометр может быть включен на выходе усилителя промежуточной частоты приемного устройства РТ-70. В качестве преобразователя «напряжение-частота», с целью существенного уменьшения собственных шумов, в разработанном радиометре применен термостатированный управляемый кварцевый генератор [3;4].

2. Теоретическая часть

Полная функциональная схема разработанного радиометра представлена на рис.1. Сигнал с выхода штатного приемника НРТК РТ-70 дополнительно фильтруется в полосовом фильтре (Ф) и преобразуется к нулевой промежуточной частоте, что позволяет использовать шумовую мощность «зеркального» канала. Входной преобразователь частоты состоит из высоколинейного двойного кольцевого смесителя (См.1) и перестраиваемого LC-гетеродина (Г). Преобразованный сигнал проходит фильтр нижних частот (ФНЧ-1) с переключаемой полосой пропускания 100 кГц или 2,5 МГц. Более узкая полоса предусмотрена для повышения помехозащищенности измерений с возможностью перестройки радиометра в пределах общей полосы пропускания 5 МГц. Далее шумовой сигнал поступает на широкополосный термокомпенсированный видеоусилитель с коэффициентом передачи 72 дБ. Для режима измерения мощных радиоисточников ($\Delta T \geq 5$ К), реализован обычный компенсационный радиометр, в котором усиленный видеосигнал квадратично детектируется (Кв.дет.), интегрируется (Инт.) с постоянными времени 1,5 или 8 с. Последняя величина согласована со временем прохождения точечного источника через диаграмму направленности антенны РТ-70. Усилитель постоянного тока усиливает продетектированный сигнал до необходимой для регистрации величины ~ 5 В. На его вход подается постоянное напряжение, компенсирующее отклик радиометра на шумовую температуру системы $T_{\text{сист.}}$ в отсутствии полезного сигнала. Выходные данные регистрируются с помощью АЦП в персональном компьютере с одновременной записью на самописец.

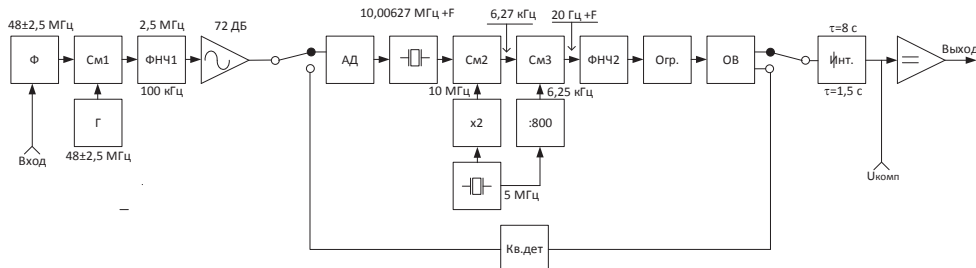


Рис. 1.

При измерении шумовой температуры слабых радиисточников ($\Delta T_{\text{ш}} < 5 \text{ К}$) сигнал с выхода видеоусилителя поступает на линейный амплитудный детектор, который для исключения влияния температуры на его коэффициент передачи помещен в термостат. В этом же термостате находится и управляемый кварцевый генератор с вакуумированным кварцевым резонатором, имеющий частоту 10,00627 МГц при входном сигнале, равном $T_{\text{сис.т.}}$. При наблюдении радиисточника с температурой $\Delta T_{\text{ш}}$ указанная частота возрастает на величину F . Крутизна перестройки кварцевого генератора

$$\gamma = \frac{F}{U} = 0,74 \text{ Гц/мВ.}$$

что в пересчете на шумовую температуру соответствует $4 \times 10^{-2} \text{ К/Гц}$. С учетом того, что относительная нестабильность частоты генератора с вакуумированным кварцем не хуже 10^{-9} (среднеквадратичные флуктуации частоты менее 0,1 Гц при $f_0 \approx 10 \text{ МГц}$), оценены собственные шумы разработанного радиометра:

$$\Delta T \leq 4 \cdot 10^{-2} \cdot 0,1 \text{ Гц} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ К.}$$

Максимальная чувствительность составляет 8 мК при $\Delta f = 5 \text{ МГц}$ и $\tau = 8 \text{ с}$, следовательно, преобразование “напряжение-частота” практически на чувствительность радиометра не влияет.

Компенсация шумовой температуры системы осуществляется в процессе двойного преобразования частоты в смесителях См.2 и См.3. Гетеродинные напряжения формируются из выходного сигнала частоты 5 МГц прецизионного термостатированного опорного генератора “Гиацинт” с помощью умножения и деления. Опорный генератор, по сравнению с управляемым, имеет на порядок меньшую нестабильность частоты и не ухудшает шумовые характеристики радиометра. После второго преобразования и низкочастотной фильтрации с полосой 200 Гц (ФНЧ-2) частота сигнала равна $20 \text{ Гц} + F$, где 20 Гц соответствует $T_{\text{сис.т.}}$, а величина F пропорциональна $\Delta T_{\text{ш}}$. Начальное смещение частоты необходимо для устойчивой работы частотного детектора, состоящего из усилителя-ограничителя (Огр.), одновибратора (ОВ) и интегратора (Инт.). Принцип частотного детектирования заключается в формировании одновибратором импульсов постоянной длительности, интегрирование которых дает постоянное напряжение, пропорциональное частоте F .

Проведенные суточные испытания в лабораторных условиях подтвердили ожидаемые характеристики радиометра, ко входу которого подключался генератор белого шума, имитирующий $T_{\text{сис.т.}} \approx 50 \text{ К}$. Приращения выходной мощности генератора на $2 \times 10^{-3} T_{\text{сис.т.}} \approx 100 \text{ мК}$ имитировали полезный сигнал. На полученных записях отношение “ступеньки” за счет сигнала к среднеквадратичному значению флуктуаций не менее 10 : 1, что соответствует реальной чувствительности радиометра не хуже 10 мК при рассчитанной теоретической чувствительности 8 мК. Среднее значение долговременного дрейфа выходного сигнала - не более 5 мК/час при изменении температуры окружающей среды в пределах $20 \pm 2^\circ$ и изменении напряжения сети $220 \text{ В} \pm 10 \text{ В}$.

3. Заключение

Полученные результаты практической реализации радиометра позволяют приступить к разработке устройства для анализа явлений вероятностного характера, к которым относится прием радиосигналов от КА и КИ с измерением коэффициента корреляции в пределах от 0,01 до 1.

Список литературы

1. Космические траекторные измерения. Радиотехнические методы измерений и математическая обработка данных / Агаджанов П.А., Барабанов Н.М., Буренин Н.И., и др. / Под ред. Агаджанова П.А., Дулевича В.Е., Коростелева А.А. - М.: Советское радио, 1964. - 504с.
2. Коноваленко А.А., Козелков С.В. Возможности радиоастрономических исследований с использованием РТ-70. // Сб.науч.тр. Четвертой междунар. конф. “Системный анализ и управление космическими комплексами”. 29 июня — 2 июля 1999 г.- Евпатория.: НЦУИКС.- 1999.- 34с.
3. Поляков А.Л., Рачинский А.П., Ломоносов С.Е., Моргунов А.А. Анализ возможностей повышения эффективности системы контроля и анализа космической обстановки для навигационного обеспечения управления космическими аппаратами // Системы навигации, управления и связи. – Киев: ЦНДИ навигации и управления. –2007.-Вып. 1- С.7-11.
4. Козелков С. В., Богдановский А.П., Поляков А.Л., Рачинский А.П. Математическая модель идентификации космических объектов по неконтролируемому излучению бортовой аппаратуры. Сборник научных трудов.- Харьков: ХУВС им. И. Кожедуба, 2007. Вып.4(62) – С. 51-55.

Исследование характеристик микроволновых радиометрических систем различных типов на основе универсального приемопередатчика USRP 2953-R и программной среды labVIEW¹

Щегляков А.В., Убайчин А.В., Абдирасул улуу Т., Жук Г.Г., Кречетов Д.С.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

г. Томск, пр. Ленина 40, 634045, Российская Федерация

Аннотация: В представленной статье описаны результаты исследования передаточных характеристик и флуктуационной чувствительности трех типов радиометров, имеющих в своем составе универсальный приемопередатчик USRP-2953-R.

1. Введение

Обработка задачи макетирования радиометрических приемников и микроволновых радиометров в лабораторных условиях осложнена тем, что для осуществления конфигурации новой схемы возникает необходимость полностью модифицировать макет. В связи с этим актуальна задача разработки универсального макета, позволяющего сравнительно просто изменять конфигурацию радиометрического приемника и исследовать радиометрические системы различных типов.

Технические возможности универсального приемопередатчика USRP 2953-R позволяют реализовать лабораторные макеты микроволновых радиометров различных типов. В представленной работе описаны результаты экспериментальных исследований микроволновых радиометрических систем трех типов: компенсационной, модуляционной и нулевой, выполненных на основе универсального приемопередатчика USRP 2953-R.

2. Результаты

В результате работы с использованием USRP 2953-R были разработаны три схемы микроволновых радиометров: компенсационная, модуляционная и нулевая. Радиометры выполнены по классическим схемам, хорошо описанным в [1]. USRP 2953-R в данных схемах выполняет операции квадратичного детектора, интегратора, синхронного детектора и устройства управления. Обработка цифровых данных производится на программируемой логической интегральной схеме. Настройка USRP 2953-R осуществляется с помощью графического программирования в среде Labview. Для исследования передаточной характеристики использовался генератор шума с перестраиваемой шумовой температурой [2]. Результаты исследований передаточных характеристик микроволновых радиометров трех типов, показали, что все радиометры имеют линейный характер связи шумовой температуры антенны с результатами измерений. Сравнение передаточной характеристики показало наличие аддитивной погрешности порядка 20 К для компенсационной схемы, 2 К для модуляционной и 10 К для нулевой схемы от среднего значения. Дисперсия результатов измерений компенсационного радиометра возрастает от 0,6 К до 1,6 К, модуляционного от 4,1 К до 5,3 К, для нулевого радиометра остается в пределах 2,3 К в зависимости от шумовой температуры антенны (50...300 К).

3. Заключение

По итогам исследований можно сделать вывод, что самая лучшая флуктуационная чувствительность у компенсационного радиометра, но результаты измерений у данной схемы отличаются от истинного значения температуры на входе приемника в разы по сравнению со схемами модуляционного и нулевого типов. Все три схемы обладают линейной передаточной характеристикой. Нулевой радиометр имеет не зависящую от входной температуры флуктуационную чувствительность.

Список литературы

1. Убайчин А.В. Основы микроволновой радиометрии. Учебное пособие / А.В. Убайчин, А.В. Филатов, П.Е. Орлов. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – 2014. – 85 с.
2. Убайчин А.В. Линейность передаточной характеристики нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией при высоком динамическом диапазоне измеряемых шумовых температур // Известия вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 130-134.

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-00168, "https://rscf.ru/project/21-79-00168/"

Результаты исследования устойчивости и однозначности решения уравнений Френеля в задачах радиометрического зондирования земной поверхности¹

¹ Сидоров И. А.

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана, igorasidorov@yandex.ru

Аннотация: Приводятся результаты расчетов радиоярких температур подстилающей поверхности для вертикально и горизонтально поляризованных волн при зондировании микроволновым двухполяризационным радиометром, выполненных по формулам Френеля при известной комплексной диэлектрической проницаемости отражающей среды и известном угле визирования. Решается обратная задача – определение параметров комплексной диэлектрической проницаемости отражающей среды по известным значениям радиоярких температур поверхности на вертикальной и горизонтальной поляризациях при известном угле визирования на основе численного решения системы уравнений Френеля. Приводятся результаты исследования условий устойчивости и однозначности решения уравнений Френеля.

1. Введение

Известен способ измерения влажности почвы с борта беспилотного летательного аппарата при помощи двухполяризационного СВЧ-радиометра [1–4]. СВЧ-радиометр, закрепленный под квадрокоптером так, чтобы ось главного лепестка диаграммы направленности его антенны была бы направлена под углом тридцати градусов к вертикали, измеряет радиояркие температуры подстилающей поверхности одновременно на двух поляризациях электромагнитной волны – вертикальной и горизонтальной. По данным измерений определяются параметры комплексной диэлектрической проницаемости почвы путем решения системы уравнений Френеля [5]. В ходе полевых экспериментов с реальным радиометром было установлено, что небольшие флуктуации радиоярких температур могут вызывать существенные отклонения решений системы уравнений и даже возникновение неоднозначных решений. Для исследования возникших проблем было проведено математическое моделирование решения системы уравнений Френеля и написана специальная программа. Целью настоящей работы является изложение результатов исследования устойчивости и однозначности решений, полученных при моделировании.

2. Моделирование

Радиояркие температуры T_v и T_h по «вертикальной» и «горизонтальной» поляризациям при известной температуре почвы T_0 и температуре реликтового излучения T_s , можно вычислить по формулам (1):

$$\begin{aligned} T_v &= T_0 \cdot (1 - r_v) + T_s \cdot r_v, \\ T_h &= T_0 \cdot (1 - r_h) + T_s \cdot r_h \end{aligned} \quad (1)$$

Коэффициенты отражения вертикально поляризованной волны R_v и горизонтально поляризованной волны R_h определяются известными формулами Френеля (2):

$$r_v = \frac{\varepsilon \cdot \cos(\Theta) - \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)}}{\varepsilon \cdot \cos(\Theta) + \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)}}, \quad r_h = \frac{\cos(\Theta) - \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)}}{\cos(\Theta) + \sqrt{\varepsilon - \sin^2(\Theta)}}, \quad (2)$$

Формулы (2) при известном угле визирования Θ и вычисленных по данным измерений значениям R_v и R_h , представляют уравнения, где неизвестной является диэлектрическая проницаемость среды, которая в общем случае является комплексной величиной $\varepsilon = \varepsilon_1 + i\varepsilon_2$. Совместное решение системы уравнений (2) позволяет определить действительную и мнимую части диэлектрической проницаемости почвы, которые, для данного типа почвы, зависят от объемного влагосодержания.

Решение уравнений (1-2) выполнялось численным методом по минимуму невязки. Под невязкой D_i понимается сумма модулей разностей вычисленных значений $T_v(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ и $T_h(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ и их истинных значений T_v и T_h (3):

$$D_i = |T_v - T_v(\varepsilon_1, \varepsilon_2)| + |T_h - T_h(\varepsilon_1, \varepsilon_2)|, \quad (3)$$

¹ Работа выполнена при поддержке «Фонда содействия инновациям», договор № 2886ГЦ1/45415 от 28.03.2019.

На рис. 1 показаны – синим цветом возможные решения уравнения Френеля для вертикальной поляризации, а красным – для горизонтальной поляризации. Координаты совпадающих точек обоих цветов – решения системы уравнений. Расчетные значения параметров диэлектрической проницаемости представлены для различных значений невязки: а) 0.05 К; б) 0.1 К; в) 0.5 К. На горизонтальной оси действительная часть, на вертикальной оси мнимая часть диэлектрической проницаемости. В качестве опорной выбрана точка с $\text{Re } \epsilon = 6$ и $\text{Im } \epsilon = 1$.

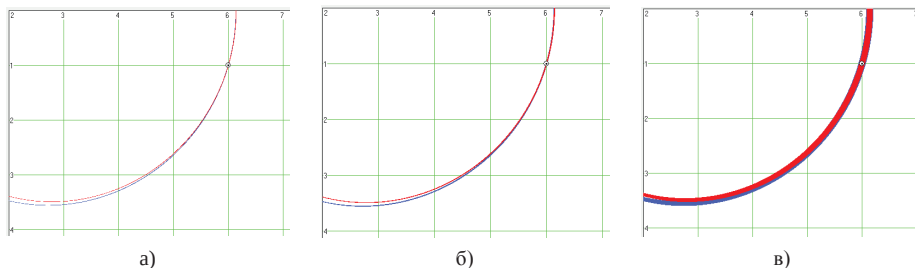


Рис. 1. Сравнение расчетных значений параметров диэлектрической проницаемости при различных значениях невязки: а) невязка 0.05 К; б) невязка 0.1 К; в) невязка 0.5 К

Результаты, представленные на рис. 1, показывают, что при невязке 0.05 градуса решение системы уравнений Френеля однозначно. При невязке 0.1 градуса решение системы уравнений Френеля неоднозначно, возможные решения локализованы в окрестностях точки (6,1). При невязке 0.5 градуса решение системы уравнений Френеля неоднозначно в широком диапазоне возможных значений диэлектрической проницаемости.

3. Заключение

В результате проведенных исследований было установлено, что для устойчивого однозначного решения системы уравнений Френеля необходимо чтобы входные данные – радиояркие температуры почвы по горизонтальной и вертикальной поляризациям имели бы точность не хуже одной десятой градуса. Получение такой точности для радиометра, работающего в L-диапазоне, задача трудная но решаемая. Необходимо достаточное время накопления сигнала для получения реальной чувствительности лучше одной десятой градуса, а также усовершенствованная система внутренней и внешней калибровок и отсутствие внешних помех в полосе принимаемых частот радиометра.

Список литературы

1. Плюшев В. А., Сидоров И.А., Новичихин Е. П., Результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометрического приемника с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 6-12 сентября 2016, Севастополь, Крым, Россия, Том 10, стр. 2301-2307.
2. Плюшев В. А., Сидоров И.А., Новичихин Е. П. Двухполяризационный СВЧ-радиометр для измерения влажности почвы с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 27-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 10-16 сентября 2017, Севастополь, Крым, Россия, Том 7, стр. 1663-1670.
3. Сидоров И.А., Агасиева С.В., Горлачева Е.Н., Дистанционный влагомер // Патент РФ №2737068, Приоритет от 05.02.2020. Класс МКИ G01N22/04.
4. Alexandr Gudkov, Vitaly Leushin, Svetlana Agasieva, Igor Sidorov. Bipolarization L-band microwave radiometer // ITM Web of Conferences 30, 15028(2019) [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/abs/2019/07/itmconf_crimico2019_15028/itmconf_crimico2019_15028.html
5. Плюшев В.А., Сидоров И.А., Горбачев Д.А., Новичихин Е.П., Леушин В.Ю., Хаарбринк Р. О возможности аналитического решения уравнений Френеля для дистанционного определения влажности почвы с помощью двухполяризационного СВЧ-радиометра // Материалы 28-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2018, Севастополь, Крым, Россия, стр. 1704-1711.

Спектральные характеристики радиолокационных сигналов, отраженных морской поверхностью при малых углах облучения поляризационно-модулированными сигналами

¹ Шошин Е.Л.

¹ Сургутский государственный университет ХМАО-Югры
г. Сургут, пр. Ленина, 1, 628400, Российская Федерация
shoshin6@mail.ru

Аннотация: Описаны энергетические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных морской поверхностью при малых углах падения. Выполнен анализ спектральных характеристик эхо-сигналов при облучении морской поверхности поляризационно-модулированными сигналами. Приведены результаты экспериментальных измерений спектров амплитудных флуктуаций огибающей отраженных сигналов и формируемых оценок высоты волн.

1. Введение

Результаты экспериментальных исследований показывают [1-6], что значения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) участков моря достаточно хорошо коррелируют с параметрами морского волнения, что может быть использовано для восстановления скорости и направления приводного ветра и высоты волн. Другой информационной характеристикой радиолокационного сигнала является его доплеровский спектр, параметры которого связаны с геометрией поверхности моря и динамикой её изменения [7]. При малых углах падения доминирующим является квазизеркальный механизм обратного рассеяния, при котором доплеровский спектр становится гауссовым, а его параметры проявляют зависимость от направления и скорости приводного ветра, длины ветрового разгона, уклонов крупномасштабного волнения [8]. Целью работы является исследование спектральных характеристик радиолокационного сигнала, отраженного морской поверхностью при малых углах облучения поляризационно-модулированными сигналами и анализ формируемых оценок высоты морских волн.

2. Теория

Выполним анализ спектральных характеристик радиолокационных сигналов, отраженных морской поверхностью при облучении поляризационно-модулированными сигналами. Будем использовать понятие матрицы рассеяния участка морской поверхности, элементы которой в произвольный момент времени определяются облучением и приемом электромагнитных волн линейной вертикальной (v) и горизонтальной (h) поляризаций. Определим уровень сигналов на выходе приемника радиолокационной станции. Будем полагать, что формирование зондирующих сигналов напряженностью E_0 и прием рассеянных сигналов напряженностью E_R происходит параболической антенной, в состав облучателя которой входит фарадеевский вращатель плоскости поляризации. Выходной сигнал радиолокационного приемника, включающего в своем составе линейный амплитудный детектор и видеусилитель, при посылке зондирующих сигналов в количестве N определится по формуле:

$$E_R(t_{2n-1}) = \kappa \cdot \frac{E_0 \cdot \sqrt{\sigma_{vv}(t_{2n-1})}}{\sqrt{4\pi R_0}}, \text{ при } \frac{n-1}{\Omega} < t_n < \frac{2n-1}{2 \cdot \Omega}, \quad (1)$$

$$E_R(t_{2n}) = \kappa \cdot \frac{E_0 \cdot \sqrt{\sigma_{hh}(t_{2n})}}{\sqrt{4\pi R_0}}, \text{ при } \frac{2n-1}{2 \cdot \Omega} < t_n < \frac{n}{\Omega}, n=1, 2 \dots N/2, \quad (2)$$

где σ_{vv} и σ_{hh} - значения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) участка моря при облучении сигналами v и h поляризаций; R_0 - расстояние до участка; Ω - частота поляризационной модуляции; κ - сквозной коэффициент передачи приемного тракта. Из (1) и (2) следует, что дискретный спектр огибающей амплитудных флуктуаций отраженных сигналов имеет вид:

$$S(f_k) = \sum_{i=1}^N S_{vh}(f_i) + \mu(\Omega), \quad (3)$$

где $S_{vh}(f_i)$ - спектральные отчеты амплитудных флуктуаций, обусловленные проявлением эффекта Доплера при формировании рассеянных сигналов v и h линейных поляризаций; $\mu(\Omega)$ - спектральная

составляющая на частоте поляризационной модуляции, которая имеет уровень, пропорциональный значению поляризационной анизотропии удельной ЭПР моря σ^0 :

$$\sigma^0, \text{дБм}^2 / \text{м}^2 = M \left\{ \sigma_{vv}, \text{дБм}^2 - \sigma_{hh}, \text{дБм}^2 \right\} = \frac{\pi}{2} \mu [\text{дБ}], \quad (4)$$

где $M \{ \}$ - операция усреднения для сглаживания флуктуаций.

В (3) оба слагаемых несут информацию о параметрах морского волнения. На рис.1 приведены измеренные спектры амплитудных флуктуаций огибающей отраженных сигналов и их параметры при скорости приводного ветра 3,1...3,5 м/с, измеренной с помощью судовой метеостанции.

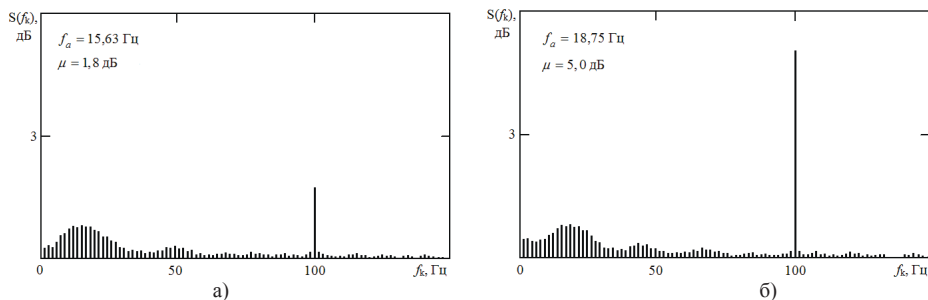


Рис. 1. Спектры амплитудных флуктуаций огибающей отраженного сигнала при различном направлении облучения в азимутальной плоскости: а) поперечное; б) прямое

Результаты, представленные на рис.1, показывают, что при поляризационной модуляции зондирующих сигналов становится возможной оценка высоты морских волн с использованием средней частоты амплитудных флуктуаций f_a и параметра μ , пропорционального поляризационной анизотропии ЭПР участка моря.

3. Заключение

Спектр амплитудных флуктуаций огибающей отраженных радиолокационных сигналов при облучении морской поверхности поляризационно-модулированными сигналами содержит составляющие, обусловленные проявлением эффекта Доплера и поляризационной анизотропии ЭПР. Измерение средней частоты амплитудных флуктуаций, обусловленных проявлением эффекта Доплера, и поляризационной анизотропии ЭПР участка моря позволяет сформировать близкие по значению оценки средней высоты морских волн. Формирование эффективной статистической оценки высоты морских волн требует проведения анализа погрешностей радиолокационных измерений.

Список литературы

1. Moore, R.K.; Fung, A.K. Radar determination of winds at sea. Proc. IEEE, 1979, vol.67, PP.1504-1521.
2. Masuko, H.; Okamoto, K.; Shimada, M.; Niwa, S. Measurement of microwave backscattering signatures of the ocean surface using X band and Ka band airborne scatterometers. J. Geophys. Res. Oceans, 1986, vol.91, PP.13065-13083.
3. Gohil B.S., Sarkar A., Agarwal V. A New Algorithm for Wind-Vector Retrieval From Scatterometers. IEEE Geoscience and Remote Sensing. Letters, 2008. V. 5, No. 3. PP. 387–391. DOI: 10.1109/LGRS.2008.917129.
4. Stoffelen A., Aaboe S., Calvet J.-Ch., Cotton J., De Chiara G., Saldana J.F., Mouche A., Portabella M., Scipal K., Wagner W., Scientific Developments and the EPS-SG Scatterometer. IEEE J. Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2017, Vol. 10, No. 5, PP. 2086–2097. DOI: 10.1109/JSTARS.2017.2696424.
5. Nekrasov A.V., Khachatryan A., Abramov E.S., Popov D., Markelov O., Obukhovets V.A., Veremyev V., Bogachev M., Optimization of the airborne antenna geometry for the ocean surface scatterometric measurements. Remote Sensing, 2018, T. 10, № 10, C. 1501-1519.
6. Wentz F., Smith D., A model function for the ocean-normalized radar cross-section at 14 GHz derived from NSCAT observations. J. Geophysical Research, 1999, Vol.104, No. C5, PP. 11499–11514.
7. Караев В.Ю., Титченко Ю.А., Мешков Е.М., Панфилова М.А., Рябкова М.С. Доплеровский спектр радиолокационного сигнала, отраженного морской поверхностью при малых углах падения/ Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2019. Т. 16. № 6. С. 221-234.
8. Караев В.Ю., Панфилова М.А., Рябкова М.С., Титченко Ю.А., Мешков Е.М. Доплеровский спектр радиолокационного сигнала, отраженного морской поверхностью при малых углах падения: эксперимент/ Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2020. Т. 17. № 2. С. 149-161.

Обработка сложных радиолокационных сигналов при учёте флуктуаций ЭПР воздушных целей и условий распространения радиоволн

¹Фридман Л. Б., ²Синицын Е. А.

¹ООО «НПК «ТИМ»

г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация
Lerya2002@bk.ru

²НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»

г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, 9, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты анализа эффективности согласованной и подоптимальной обработки сложных радиолокационных сигналов воздушных целей в первичном радиолокаторе. При этом в качестве радиолокационных сигналов рассматривались сигналы с фазовой и частотной модуляцией. Показано влияние на параметры обработанных сигналов случайных флуктуаций принимаемых радиолокационных сигналов, а также их переотражений от местных предметов и подстилающей поверхности. Отмечается, что полученные результаты позволяют выбрать тип и формат сложных сигналов, а также соответствующие фильтры сжатия, снижающие влияние указанных дестабилизирующих факторов.

1. Введение

Флуктуации радиолокационного сигнала, отраженного воздушной целью, обычно возникают вследствие неравномерности формы диаграммы эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели, вращения антенны радиолокационной станции (РЛС) и при движении цели, приводящем к повороту диаграммы ЭПР относительно РЛС. Изменения амплитуды и фазы отраженного сигнала, вызванные случайными изменениями курса цели, вызывают сильные флуктуации интенсивности электромагнитного поля отраженного сигнала у антенны РЛС.

Взаимодействие радиосигналов с поверхностью земли, их отражение и рассеяние приводят к многопутевому распространению сигналов между целью и РЛС. Многопутевое распространение ведет к замираниям амплитуды и искажениям амплитуды и фазы принимаемого сигнала, которые могут оказывать существенное влияние на характеристики эффективности обработки радиолокационных сигналов.

2. Теория

Требуемые разрешающая способность по дальности и дальность действия являются основными факторами при выборе зондирующих сигналов РЛС. При уменьшении длительности зондирующих импульсов улучшается разрешающая способность по дальности. Однако при этом уменьшается энергия зондирующих импульсов, что приводит к уменьшению дальности действия РЛС.

Для преодоления этого противоречия в РЛС используют длинные (до десятков микросекунд) сложные зондирующие радиоимпульсы с внутриимпульсной фазовой или частотной модуляцией и последующей обработкой (сжатием) отраженных сигналов [1]. Большая длительность импульса обеспечивает энергию сигнала, необходимую для обнаружения целей, а внутриимпульсная модуляция и сжатие - заданное разрешение по дальности.

Сжатие сложных сигналов обычно осуществляется при помощи оптимальных (согласованных) фильтров [1]. Однако в некоторых случаях уровень боковых лепестков (УБЛ) на выходе согласованного фильтра оказывается недопустимо высоким. В этом случае боковые лепестки сильного отраженного сигнала одной цели могут искажать или полностью маскировать основной пик слабого отраженного сигнала другой цели, а также приводить к возникновению ложных сигналов (рис. 1а).

С целью снижения УБЛ используют подоптимальные фильтры [2-4] (рис. 1б). Однако подоптимальное сжатие сопровождается потерями в отношении сигнал/шум (ОСШ) по сравнению с согласованным сжатием. В [2] и [4] предложены методы подавления боковых лепестков при помощи подоптимальных фильтров, соответственно для фазоманипулированных (ФМ) и частотно-модулированных (ЧМ) сигналов. При использовании таких фильтров при сжатии ряда сигналов снижение ОСШ относительно согласованного фильтра оказывается незначительным [2-4].

Однако характеристики эффективности согласованного и подоптимального сжатия ФМ и ЧМ сигналов [3, 4] соответствуют идеализированному случаю, характеризующемуся отсутствием флуктуаций сигнала целей, а также многопутевого распространения радиолокационных сигналов, вызванного переотражениями от местных предметов и подстилающей поверхности.

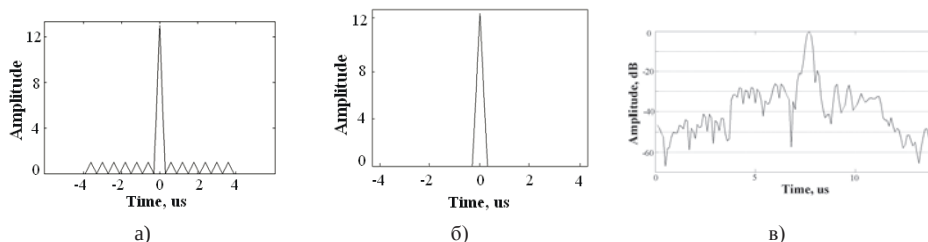


Рис. 1. Пример выходного сигнала фильтра сжатия: а) согласованного; б) подоптимального; в) подоптимального при наличии искажений принимаемого сигнала

Для описания закономерностей флуктуации ЭПР объектов, имеющих сложную геометрическую форму, применяют математические модели, получившие название модели Сверлинга [5, 6]. По Сверлингу, модели ЭПР построены на Хи-квадрат-функции плотности вероятности с определенным количеством степеней свободы. Существует пять различных моделей Сверлинга, однако в данной работе рассматриваются первая и третья модели Сверлинга [5, 6], т.к. они обычно применяются для обзорных РЛС.

Первая модель Сверлинга соответствует ситуации, когда интенсивность отраженного целью сигнала относительно постоянна в течение времени облучения. Интенсивность сигнала изменяется в соответствии с функцией Хи-квадрат-распределения с двумя степенями свободы. ЭПР цели слабо флуктуирует от импульса к импульсу, но независимо изменяется от обзора к обзору. Плотность вероятности ЭПР определяется законом Рэлея:

$$P(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{av}} \cdot \exp\left(-\frac{\sigma}{\sigma_{av}}\right),$$

где σ и σ_{av} – соответственно ЭПР и среднее арифметическое значение ЭПР отражающего объекта.

Третья модель Сверлинга описывает цель схожим образом, что и первая модель, но с четырьмя степенями свободы. Флуктуации ЭПР от обзора к обзору соответствуют плотности вероятности

$$P(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{av}^2} \cdot \exp\left(-\frac{2\sigma}{\sigma_{av}}\right).$$

В работе методом имитационного моделирования выполнен сравнительный анализ эффективности обработки (сжатия) различных ФМ и ЧМ сигналов при наличии флуктуаций сигнала целей, а также в условиях его переотражений от местных предметов и подстилающей поверхности. При различных параметрах флуктуаций и переотражений получены характеристики эффективности сжатия сигналов, в частности, ОСШ и УБЛ на выходе фильтров сжатия. Даны рекомендации по выбору типа и формата сложных сигналов и соответствующих фильтров сжатия при учёте указанных выше факторов.

3. Заключение

Флуктуации принимаемого сигнала целей, а также его переотражения от местных предметов и подстилающей поверхности приводят к существенному снижению эффективности согласованной и подоптимальной обработки (сжатия) ФМ и ЧМ сигналов (рис. 1в). Полученные результаты позволяют выбрать тип и формат сигналов, а также соответствующие фильтры сжатия, позволяющие значительно уменьшить влияние указанных дестабилизирующих факторов.

Результаты выполненного анализа использованы при разработке алгоритмов формирования и обработки сложных сигналов для современного первичного обзорного радиолокатора.

Список литературы

1. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. John Wiley & Sons, Inc., 2004. 411 p.
2. Lehtinen M., Dantie B., Nygren T. Optimal binary phase codes and sidelobe-free decoding filters with application to incoherent scatter radar // Annales Geophysicae. 2004. Vol. 22. P. 1623–1632.
3. Fridman L. B., Ershov G. A., Sinitin E. A., Myasnikov S. A., Perelomov V. N. Compression of phase-shift keyed signals by means of the mismatched sidelobe-free filter with application to coherent pulse radar // Proc. of 14th European Radar Conference (EuRAD). (Nuremberg, Germany, Oct. 11–13, 2017). — P. 235–238.
4. Фридман Л. Б., Ершов Г. А., Мясников С. А., Синицын Е. А. Подоптимальный фильтр сжатия ЛЧМ сигналов для когерентно-импульсных РЛС. В сб. : 27-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо-2017 (Севастополь, 10–16 сент. 2017 г.). 2017. С. 1671–1674.
5. Swerling P. Probability of Detection for Fluctuating Targets. Rand Research Memorandum RM-1217, 1954.
6. Swerling P. Radar probability of detection for some additional fluctuating target cases // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1997. Vol. 33. Issue 2. P. 698–709.

Радиолокационные мини- и микроспутники: состояние и перспективы

¹ Коберниченко В. Г.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, ул. Мира, 19, 620002, Российская Федерация
vgkobern@mail.ru

Аннотация: Рассмотрены тенденции развития космических радиолокационных систем с синтезированной апертурой антенны. Проанализированы характеристики космических РСА мини-спутников. Показано, что создание группировок мини- спутников ведет к изменению парадигмы проектирования РСА космического базирования.

1. Введение

Системы космического дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) на базе радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны (РСА) в настоящее время стали общепризнанным инструментом для решения таких задач, как контроль чрезвычайных ситуаций, экологический и сельскохозяйственный мониторинг, контроль состояния лесных массивов, нефте- и газопроводов, обеспечение судоходства в полярных широтах, контроль рыболовных промыслов. Космические РСА являются уникальным инструментом, обеспечивающим построение детальных цифровых моделей рельефа местности и оценки его смещений.

Основными тенденциями в построении современных космических РСА стали [1]: увеличение разрешающей способности до 1 м и выше за счет применения прожекторного режима, реализация которого требует осуществления сканирования ДНА по углу места и азимуту; проведение съемки в широкой полосе обзора за счет быстрого переключения антенного луча в угломестной плоскости (так называемый режим ScanSAR); одновременная радиолокационная съемка на различных поляризациях (полная поляриметрическая обработка сигналов); реализация интерферометрической обработки сигналов, в том числе за счет создания спутниковых группировок; проведение съемки в различных частотных диапазонах (многочастотные РСА). Эти тенденции полностью реализуются в современных космических системах четвертого поколения, типичными представителями которых относятся РСА TerraSAR-X, TanDEM-X, Cosmo-SkyMed-1/4, SAR Lupe, TecSAR, Sentinel-1, Radarsat-2, Кондор-Э и др. По весовым характеристикам космические аппараты (КА) ДЗЗ классифицируются на: пико- (до 1 кг), нано- (1-10 кг), микро- (10-100 кг), мини- (100-500 кг), малые (500-1000 кг) и большие (более 1000 кг). В соответствии с этой классификацией все указанные выше радиолокационные космические системы четвертого поколения относятся к большим КА. Их разработка и создание стоят несколько сот миллионов долларов. Заметной тенденцией последнего десятилетия стала активная разработка, запуск и эксплуатация радиолокационных микро- и мини-спутников ДЗЗ [4]. Настоящая статья посвящена обзору их характеристик, проблем построения и перспектив применения.

2. Характеристики радиолокационных мини- и микро-спутников

Разработкой и запуском малых спутников занимаются появившиеся в последние несколько лет компании-стартапы. Такие компании, как ICEYE (Финляндия), Capella Space (США), Synspecive (Япония) начали развертывание крупных группировок радиолокационных спутников.

В настоящее время у компании Iceye на орбите работают 4 спутника, предоставляющие радиолокационные изображения (РЛИ) поверхности Земли с разрешением лучше 1 м. Планируется запуск еще 14 КА в течение следующих двух лет. Когда на орбите будет находиться 18 КА Iceye, они смогут выполнять повторную съемку одного и того участка поверхности Земли каждые три-четыре часа. Каждые восемь часов один из спутников будет иметь возможность производить съемку с точно такой же геометрией.

Capella Space также эксплуатирует 4 спутника. Capella-3 и Capella-4 в марте 2021 г. представили космические РЛИ с самым высоким разрешением (50 x 50 см), доступным сегодня на рынке. Планируется создание группировки из 36 спутников, которая будет обеспечивать повторную съемку каждый час.

Группировка радарных спутников StriX компании Synspecive будет включать 25 КА. Первый демонстрационный спутник StriX- alpha запущен 15 декабря 2020 г. К 2022 г. ожидается, что группировка будет состоять из 6 спутников, что обеспечит ежедневный мониторинг всех крупных городов Азии. К концу 2020-х годов полностью развернутая группировка обеспечит ежедневный мониторинг всех крупных городов мира.

Отметим, что все мини-спутники запущены на солнечно-синхронную круговую орбиту с высотой порядка 500 км. РСА работают в X-диапазоне, они являются многорежимными радарными с высоким, средним и низким пространственным разрешением, широкими и узкими полосами захвата. Вместе с тем количество режимов съемки разумно ограничено. Радарный спутник StriX работает в двух режимах: маршрутном («StripMap») с полосой обзора 30 км и разрешением 3 м и прожекторном («Sliding Spotlight») с полосой обзора 10 км и разрешением 1 м. PCA ICEYE позволяет осуществлять правый и левый обзор и получать РЛИ Земли в маршрутном, прожекторном и ScanSAR режимах съемки с разрешением от 1 м до 20 м¹.

РСА спутников Capella формируют РЛИ в 4-х режимах: стандартном маршрутном, маршрутном многополосном (multi-swath stripmap), прожекторном (staring spotlight) и скользящим прожекторном (sliding spotlight). Для большинства режимов пользователь может выбрать размер изображения и обменять разрешение на качество изображения. В прожекторном режиме возможно некогерентное накопление до 30 изображений (multi-looked) с целью снижения спекл-шума. Максимальное азимутальное разрешение 0,3 м и 1 м².

Анализ показывает, что существующие группировки радиолокационных мини-спутников работают в моностадийном режиме, реализуя основное преимущество — оперативность повторной съемки. В перспективе — развитие группировки радиолокационных КА до многопозиционных радиолокационных систем. Простейшим вариантом такой системы является кластер из трех мини-спутников: одного активного (приемо-передающего) и двух пассивных (приемных). Особенности реализации такой группировки рассмотрены в [4]. Создание многопозиционных космических РСА повышает гибкость и надежность всей системы. Их геометрия может быть оптимизирована в процессе полета, чтобы адаптировать всю систему к решению новой задачи.

3. Заключение

Создание группировок мини-спутников, способствуют снижению затрат и изменению парадигмы проектирования РСА космического базирования. В космических РСА снижение общей массы космических аппаратов становится очень сложной задачей главным образом из-за больших размеров антенны и требуемой высокой мощности передатчика. Кроме этого, при проектировании мини-спутников жестко ограничены потребляемая мощность, терморегулирование и скорость передачи данных. Первым приоритетом является уменьшение размера антенны до минимально возможных размеров [2]. Также должна быть тщательно обоснована, скорость передачи данных, чтобы максимизировать время включения РСА и объем передаваемых данных. В РСА мини-спутников обычно сводят к минимуму количество режимов наблюдения и поляризационных каналов, чтобы удовлетворить конструктивным ограничениям.

Список литературы

1. Верб В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. — М.: Радиотехника, 2010. — 680 с.: илл.
2. Freeman A. Design Principles for Smallsat SARs// 32nd Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites 2018At: Logan Utah Volume: <https://digitalcommons.usu.edu/smallsat/2018/all2018/280/>
3. Paek S., Balasubramanian S., Kim S., Weck O. Small-Satellite Synthetic Aperture Radar for Continuous Global Biospheric Monitoring: A Review//Remote Sens. 2020, 12, 2546; doi:10.3390/rs12162546 www.mdpi.com/journal/remotesensing
4. Grasso M, Renga A., Fasano G., Graziano M.D., Grassi M., Moccia A. Design of an end-to-end demonstration mission of a Formation-Flying Synthetic Aperture Radar (FF-SAR) based on microsatellites // Advances in Space Research, <https://doi.org/10.1016/j.asr.2020.05.051>

¹ ICEYE SAR Product Guide. Режим доступа: <https://www.iceye.com/hubfs/Downloadables/ICEYE-SAR-Product-Guide-2019.pdf>. (дата обращения: 30.11.2020).

² Capella X-SAR (Synthetic Aperture Radar) Constellation. Режим доступа: <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satelliteemissions/content/-/article/capella-x-sar#PZYbR130eHerb> (дата обращения: 0.11.2019).

Имитационная модель формирования изображений радиолокационных станций с синтезированной апертурой на основе многолучевого подхода с учетом наличия радиолокационных теней

¹ Потапов А. А., ² Кузнецов В. А., ² Аликулов Е. А.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, д. 11, корп. 7, Российская Федерация
potapov@cplire.ru

² ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
г. Воронеж, 394064, ул. Старых Большевиков, 54а, Российская Федерация
kuzzvikt@mail.ru, adunkt83@bk.ru

Аннотация: Предложен новый способ моделирования зондирующего сигнала, отраженного от подстилающей поверхности и объектов на ней, основанный на реализации итерационного алгоритма проверки факта пересечения падающих лучей и треугольных facets с оценкой мощности отраженных лучей. Разработанная на основе способа имитационная модель позволяет определить путь, пройденный каждым лучом, за счет чего появляется возможность оценить фазу и время прихода лучей, что позволяет в полной мере учитывать случаи многократного переотражения электромагнитной волны и наличие радиолокационных теней и, в конечном счете, повысить адекватность формируемых радиолокационных изображений в различных частотных диапазонах.

1. Введение

В задачах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) и, в частности, радиолокации, характер отражения сложных модулированных сигналов от подстилающей поверхности и объектов на ней играет важнейшую роль. Основным и, пожалуй, единственным средством получения изображений подстилающей поверхности на больших дальностях независимо от метеоусловий и времени суток являются радиолокационные станции с синтезированной апертурой (РСА). Современный уровень развития радиолокационных систем позволяет одновременно получать радиолокационные изображения (РЛИ) сразу в нескольких частотных диапазонах электромагнитных волн (ЭМВ) и на всех типах поляризации, с возможностью интерферометрической обработки принимаемых эхо-сигналов. Одновременный прием множества отраженных от подстилающей поверхности и объектов на ней сигналов обуславливает необходимость и актуальность разработки модели формирования изображений многодиапазонных РСА. При этом для повышения адекватности формируемых РЛИ целесообразно учитывать наличие радиолокационных теней и многократных переотражений ЭМВ, что обуславливает необходимость применения многолучевого подхода к описанию процессов распространения ЭМВ.

2. Теория

Известные методы моделирования РЛИ можно условно разделить на три группы: статистические, строгие и асимптотические (приближенные). Наиболее подходящими для решения задачи имитационного моделирования РЛИ являются асимптотические методы, включающие в себя методы геометрической (ГО) и физической оптики (ФО), геометрической (ГТД) и физической теории дифракции (ФТД). Самый распространенным подходом к их реализации остается лучевое представление процессов распространения ЭМВ с вычислением эффективной площади рассеяния (ЭПР) методами ГО или ФО. Варианты многолучевых моделей формирования РЛИ представлены на рис. 1, а.

Как видно из рис. 1, а, подстилающая поверхность представляет собой сетку с шагом разрешающей способности РСА по дальности и азимуту $\delta_R \times \delta_{Az}$. В самом простейшем случае (Вариант А), лучи, соединяющие местоположение носителя РСА с элементами разрешения РЛИ в каждом канале дальности («fast time»), определяют ракурс облучения элемента разрешения. ЭПР элемента разрешения в этом случае будет определяться удельной ЭПР σ_{y0} . Если элемент разрешения состоит из совокупности элементарных площадок (facets) (рис. 1, а, Вариант Б), значение его эффективной площади рассеяния (ЭПР) будет определяться известным соотношением – суммой ЭПР видимых с данного ракурса facets $\sigma_{\phi i}$. Следует отметить, что проверка видимости facets – отдельная научно-техническая задача, которая в [1] эффективно (в смысле вычислительной сложности) решается с помощью алгоритма Hidden Point Removal (HPR). Вместе с тем, в работе предложено учитывать пе-

реотражения ЭМВ (рис. 1,а, Вариант В). Так, в [2] предложен и в среде MATLAB R2019 реализован итерационный алгоритм решения задачи проверки факта пересечения каждого луча с большим массивом (более 10^6) треугольных facets и нахождения координат точки пересечения, с возможностью ограничения числа переотражений. На каждой такой итерации определяется мощность отраженного луча с учетом ЭПР facets, определяемой с помощью любого известного метода ГО (например, [3]), ФО, ГТД или ФТД.

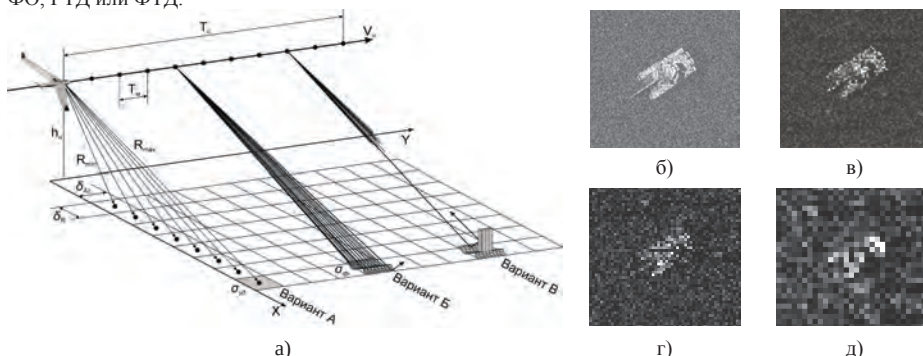


Рис. 1. Модели формирования РЛИ на основе многолучевого подхода (а) и фрагменты РЛИ танка Т-72, сформированных по Варианту 3 с радиолокационными тенями на частотах и при разрешающей способности РСА: б) 10 ГГц и 0,1 м; в) 10 ГГц и 0,3 м; г) 6 ГГц и 0,4 м; д) 1,3 ГГц и 0,7 м

Для повышения адекватности модели РЛИ подстилающей поверхности и, в особенности, объектов на ней, в данной работе предложено учитывать радиолокационные тени. Поскольку на каждой итерации переотражения вычисляются координаты следующей точки пересечения, появляется возможность расчета пути, пройденного каждым лучом от передающей до приемной антенны, что, в конечном счете, дает уникальную возможность оценки фазы и времени прихода каждого луча. На основе известной разрешающей способности РСА по дальности δ_d вычисляется количество элементов в канале дальности, а затем и временной интервал для каждого элемента. Таким образом, группировка по времени прихода «собранных» в итоге лучей, отраженных в сторону приемной антенны РСА, и их суммирование по мощности, позволяет оценить амплитуду и фазу сигнала на входе приемника РСА. В том случае, если на некотором временном шаге, соответствующем определенному элементу разрешения, отсутствуют «собранные» лучи, амплитуда сигнала РСА принимается равной шумам приемника. Следует отметить, что случайную по высоте подстилающую поверхность удобно моделировать фрактальным методом с помощью модифицированной функции Вейерштрасса, результат которой преобразуется к facetному представлению. Для формирования радиолокационного портрета объекта на поверхность устанавливают его facetную модель, загружаемую в среду MATLAB в формате STL, включающем в себя массивы связей вершин образующих facets, их координат и нормалей facets.

Представленные на рис. 1,б–д примеры фрагментов РЛИ танка Т-72, сформированных в различных частотных диапазонах и с различным разрешением, показывают субъективно достаточно высокую адекватность реальным РЛИ.

3. Заключение

Предложена новая имитационная модель формирования изображений РСА на основе многолучевого подхода с учетом многократного переотражения ЭМВ и наличия радиолокационных теней, позволяющая повысить (пока на качественном уровне) адекватность РЛИ, формируемых в различных частотных диапазонах. Разработанная модель применяется для формирования изображений многодиапазонных, поляриметрических и интерферометрических РСА.

Список литературы

1. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Алгоритмы проверки видимости модели воздушной цели в задачах оценки её эффективной площади рассеяния // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 8. С. 56–68.
2. Кузнецов В. А., Меньших Н. А., Аликулов Е. А., Финагеев А. В. Заявка на изобретение. 2020136020 (РФ). Способ имитации радиосигнала. Оpubл. в Б. И., 2020.
3. Кузнецов В. А., Амбросов Д. В. Динамическая модель пространственно-распределенной воздушной цели // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 2. С. 215–235.

Имитация сигналов антиподов целей для исследования работы перспективного бортового радиолокатора¹

¹ Боков А. С., ² Дурнаков А. А., ³ Слизкой В. К.

^{1,2,3} Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация

¹ a.s.bokov @urfu.ru, ² a.a.durnakov @urfu.ru, ³ kavalerskiy @gmail.com

Аннотация: В работе предлагается метод исследования и проверки работы бортового радиолокатора при наличии многолучевого распространения и отражения ответного сигнала как непосредственно от облучаемого объекта, так и переотражения от «зеркальных» поверхностей (вода, крыша, мокрая дорога и др.), создающих видимость ложных объектов – «антиподов». Метод основан на создании суммарного радиосигнала в ретрансляционном имитаторе радиолокационных сигналов.

1. Введение

В настоящее время применение бортовых радиолокационных станций (БРЛС) не ограничивается традиционными летательными аппаратами и ракетной техникой. Рост применения мультикоптеров как устройств для мониторинга труднодоступных или опасных объектов, как средств доставки и прямых видеотрансляций различных событий, ведет к необходимости создания систем управления полетом, отвечающих новым требованиям. БРЛС – ядро навигационной системы не только летательных аппаратов, но и новых автомобильных технологий, таких как адаптивный круиз-контроль, парктроник, автомобильный автопилот. Применяются БРЛС и в системах защиты от столкновения летящих объектов и в системах машинного зрения роботов. При работе в сложной фоновой обстановке, при отражении от крыш и стен зданий, или ограждений автомобильных дорог, появляются переотражения цели – антиподы, вносящие ошибки при оценке дальности до цели и количества целей. В данной работе представлен метод имитации сигналов БРЛС при учете переменных параметров положения и движения цели и её антиподов.

2. Модель и результаты имитации многолучевого распространения

Для проверки и исследования качества функционирования БРЛС кроме физического масштабного моделирования применяются имитаторы распространения радиосигналов на несущей частоте. Такие имитаторы могут использовать следующие принципы: моделирование с помощью генератора с заданными характеристиками сигналов, использование ретранслятора-повторителя. Метод с использованием ретрансляции позволяет учесть не только геометрию радиолокационной обстановки, но и индивидуальные особенности всех блоков и СВЧ тракта конкретного БРЛС. Ретрансляционный метод основан на технологии цифровой радиочастотной памяти (DRFM) [1] и позволяет проверять аппаратуру радиосистем различных типов, включая модуляторы, преобразователи и антенны, в том числе при когерентной обработке сигналов. Это позволяет выполнять усовершенствование работы БРЛС и взаимодействия бортовых систем в экстремальных условиях с большим количеством многолучевых переотражений (антиподов), большими скоростями движения, с имитацией столкновений и т.п., невозможными при натурных испытаниях.

Для создания в ретрансляционном имитаторе антипода используем функцию влияния отражающей поверхности, которая показывает во сколько раз напряженность падающего поля около поверхности будет отличаться от такого же поля в свободном пространстве при одинаковой дальности [2]. Определение функции влияния основывается на двух физических моделях. Это четырех лучевая модель распространения поля над отражающей поверхностью и модель локальных отражателей. Используем описанную в [2] четырех лучевую модель и рассмотрим отраженное поле на приемной антенне БРЛС расположенной на высоте h над некоторой зеркальной поверхностью, на расстоянии наклонной дальности R_1 от которой находится изотропный отражатель, на высоте h_0 . Поле в точке приема будет определяться интерференцией прямо отраженной волны и переотражениями от поверхности приходящими с двух направлений по трем трассам, как показано на рис. 1. Поле от одиночного отражателя цели E_1 формируется его точкой отражения «1» на его поверхности, видимой в истинном направлении объекта. В соответствии с четырех лучевой моделью однократные переотражения E_2 и E_3 для антиподов «2» и «3», придут с разных направлений, но с одинаковой дальностью (задержкой). Антипод «4» с двукратными отражениями, может быть «зарегистрирован» БРЛС по полю E_4 на еще большей дальности, соответствующей зеркальному расположению основного объекта относительно отражающей поверхности. В случае наложения отраженных импульсов во времени, амплитуда сиг-

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 0836-2020-0020).

нала, пришедшего к БРЛС, будет равна векторной сумме амплитуд сигналов, отраженных от всех этих отражателей «1»...«4» на трассах 1...4:

$$\vec{E} \approx \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \vec{E}_3 + \vec{E}_4. \quad (1)$$

Усредненная функция влияния $\bar{\sigma} E_{PF\text{ав}}^4$ может быть записана с использованием коэффициентов:

$$\bar{\sigma} E_{PF\text{ав}}^4 \approx K_1^2 + K_{2,3}^2 + K_4^2, \quad K_1 = \sqrt{\bar{\sigma}_1}, \quad K_{2,3} = 2\sqrt{\bar{\sigma}_{2,3}(\rho_s^2 + \rho_d^2)}, \quad K_4 = \sqrt{\bar{\sigma}_4}(\rho_s^2 + \rho_d^2), \quad (2)$$

где $\rho_s = \exp[-2k^2 D_c^2 \sin^2 \beta]$ – коэффициент зеркального отражения, $\rho_d = D_u^2 / U_1^2$ – коэффициент диффузного отражения, $\bar{\sigma}_n$ – среднее значение эффективной площади рассеяния (ЭПР) отражателя на трассах $n = 1, 2, 3, 4$; D_c^2 – дисперсия отклонений ординат неровной поверхности от среднего уровня, D_u^2 – дисперсии флуктуаций амплитуды отраженного сигнала, U_1 – амплитуда поля распространяющегося по трассе прямого отражения от объекта, R_0 – горизонтальная дальность от БРЛС до отражателя, β – угол зеркального отражения, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число для излучения с длиной волны λ . Задержки сигнала на трассах прямого отражения от объекта τ_{R1} , с однократным переотражением $\tau_{R2,3}$ для антиподов 2 и 3, двукратным переотражением от антипода 4 τ_{R4} вводятся в имитатор отраженного сигнала путем задержки копии зондирующего сигнала: $\tau_{R1} = 2R_1/c$, $\tau_{R2,3} = (R_1 + R_2)/c$, $\tau_{R4} = 2R_4/c$. Доплеровское смещение частоты вводится путем сдвига частоты соответствующей задержанной копии зондирующего сигнала и может быть рассчитано в терминах производной по времени, т.е. приращения диапазона за интервал времени обновления параметров в имитаторе сигналов. Для соответствующих отражений оно составляет: $\Delta f_1 = 2dR_1/\lambda dt$, $\Delta f_{2,3} = d(R_1 + R_2)/\lambda dt$, $\Delta f_4 = 2dR_4/\lambda dt$.

Результат имитационного эксперимента с имитатором отраженных сигналов (изготовленного на базе заказного модуля обработки сигналов с ПЛИС XC7Z045 семейства Zynq-7000), с учетом функции влияния (2) и формированием антиподов, приведен на рис. 2. Эксперимент проводился с векторным анализатором цепей в режиме анализа во временной области, т.е. подобно типовой высокоточной обработке ЛЧМ сигнала в БРЛС.

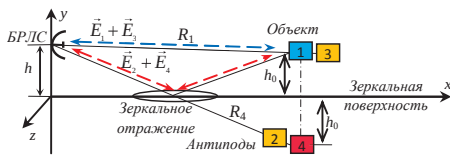


Рис. 1. Схематическое построение четырехлучевого распространения сигналов объекта и его антиподов

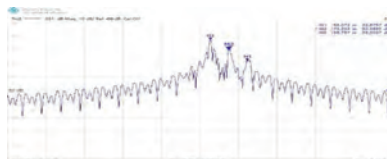


Рис. 2. Пример спектра имитированного сигнала в режиме анализа во временной области

Маркерами на рис. 2 выделены: максимум основного пика спектральной плотности мощности сигнала, отраженного от цели (M1), ее зеркального отражения от поверхности прошедшего по трассе 2 и 3 (M2), и сигнал с двойным переотражением от поверхности (M3). Имитационный эксперимент соответствует заданной дальности до объекта 79 м и расстояниями от цели до антиподов 2,4 м. Имитатор выдает сигнал от основной цели, расположенной на удвоенной дальности 158,0 м, и антиподов на дальностях 172,3 и 186,7 м. В случае недостаточной разрешающей способности БРЛС соответствующие пики «слипаются» и накладываются, а определяемая оценка дальности объекта флуктуирует по амплитуде и смещается, демонстрируя влияние антиподов и необходимость дополнительной математической обработки таких отраженных сигналов.

3. Заключение

Экспериментальные результаты подтверждают возможность создавать такие специфические режимы работы БРЛС, которые определяются условиями наблюдения и характером целей, находящихся рядом с зеркальной поверхностью. При проверке и отладке аппаратуры и алгоритмов обработки в перспективных широкополосных БРЛС высокого разрешения по дальности/углу/скорости сигнал антипода является не только помеховой составляющей, но и несет дополнительную информацию о цели. Например, отражение от тех же или других целей с другого ракурса даёт возможность увеличить соотношение сигнал/шум, точнее классифицировать тип, с большей вероятностью определить количество и протяженность подвижных объектов, регистрировать несколько выстроенных в ряд впереди идущих автомобилей и т.д.

Список литературы

1. Егоров Н., Кочемасов В. Технология цифровой радиочастотной памяти. Электроника, №10, 2016. С. 62–71.
2. Штагер Е. А. Радиолокационные антиподы кораблей: Монография. СПб.: ЦНИИ им. акад. А. Н. Крылова, 2011. 170 с.

Обнаружение и распознавание объектов на радиолокационном изображении, полученном с помощью радиолокатора с синтезированной апертурой¹

Вебер В.И., Кабиров А.А., Куприц В.Ю. Мещеряков А.А.

¹ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
vladweber00@gmail.com

Аннотация: В данной работе рассматриваются методы обнаружения и распознавания объектов на радиолокационном изображении, полученном с помощью радиолокатора с синтезированной апертурой. Приводятся результаты обнаружения и распознавания объектов корреляционно-экстремальным методом.

1. Введение

С развитием систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) и тенденцией роста разрешающей способности, оперативное и достоверное распознавание изображений становится все более актуальной задачей. В настоящее время проблема распознавания изображений для некоторых прикладных задач до сих пор не решена [1]. Это объясняется отсутствием единой классификации методов и математической теории распознавания образов как основного этапа анализа изображений, что, в свою очередь, препятствует обоснованным и систематизированным разработке, выбору, сопоставлению и применению методов распознавания, а также получению достоверной оценки их эффективности условиям задачи [2].

2. Теория

В настоящее время существует два актуальных метода распознавания:

1. Нейрокомпьютерный метод распознавания относится к одноэтапным алгоритмам с условной оптимизацией. Структура алгоритма задается из аналогий с биологическими нейросистемами (нейросетями). Экспериментальные достижения в этой области часто трактуют как проявления искусственного интеллекта. Обучение (адаптация) нейрокомпьютерных систем (алгоритмов) проводится на основе предъявления большого числа случайных обучающих образцов процессов или объектов известных классов, статистические закономерности которых, как правило, не анализируют, а автоматически учитывают в процессе обучения.

Обучение нейросетей обычно основано на методе стохастического градиента, когда предъявляются элементы обучающей выборки и вычисляется величина ошибки, т.е. отклонения результата работы сети на предъявленном обучающем элементе от ожидаемого отклика. Синоптические связи неросетей корректируются пропорционально величине этого отклонения. Далее предъявляется следующий образ и т.д. Процедуры обучения, таким образом, реализуют нахождения минимума некоторого функционала ошибки методом градиентного спуска. Отличаются эти процедуры друг от друга выбранным функционалом ошибки и реализацией метода градиентного спуска [3].

2. Корреляционно-экстремальный метод распознавания позволяет реализовать обнаружение и распознавание объектов на радиолокационном изображении (РЛИ). В этом методе реализуется алгоритм вычисления корреляционной функции между эталонным изображением объекта и изображением объекта на РЛИ. Таким образом, распознавание и обнаружение представляет собой поиск экстремумов этой корреляционной функции и сравнение ее значений с порогом, который определяется экспериментально для различных объектов.

Для успешной работы нейросетевого метода обнаружения и распознавания объектов на РЛИ необходима база данных с большим количеством эталонных РЛИ объектов, полученных с помощью радиолокатора с синтезированной апертурой. В качестве примера можно привести базу данных изображения MSTAR, которая содержит РЛИ ряда объектов [4]. На практике базы данных, представленные на открытых ресурсах интернета, не обладают нужным количеством эталонных РЛИ объектов, полученных с помощью радиолокатора с синтезированной апертурой для обучения нейросети, что является существенным недостатком использования данного метода. При небольшом количестве эталонных изображений предпочтительней является использование корреляционно-экстремального метода для распознавания объектов на РЛИ.

¹ Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ (№ FEWM-2020-0039).

Суть корреляционно-экстремального метода заключается в вычислении двумерной дискретной корреляционной функции, в которой для уменьшения вероятности ошибок при распознавании необходимо провести нормировку яркости РЛИ следующим образом [3]:

$$D_{s,l} = \frac{\frac{1}{K \cdot L} \cdot \left(\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L [(S0_{k,l} - W1) \cdot (S1_{k,l} - W2)] \right)}{\sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L (S0_{k,l} - W1)^2}{K \cdot L}} \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L (S1_{k,l} - W2)^2}{K \cdot L}}}, \quad (1)$$

$$\text{где } W1 = \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K S0_{l,k}}{K \cdot L}; \quad W2 = \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K S1_{l,k}}{K \cdot L};$$

$S0_{l,k}$ – эталонное изображение;

$S1_{l,k}$ – сформированное изображение;

$K \times L$ – размерность строка изображения $S0_{l,k}$ $S1_{l,k}$.

В процессе исследований обнаружения и распознавания объектов на РЛИ была разработана программа обработки изображений с использованием корреляционно-экстремального метода. В качестве эталонных были использованы изображения объектов из базы данных MSTAR [4]. В качестве примера на рис. 1 показан результат работы программы по обнаружению и распознаванию трех грузовых автомобилей ЗИЛ, которые отмечены красной рамкой и цифрой "один".



Рис. 1. Распознавание объекта в виде грузового автомобиля ЗИЛ на радиолокационном изображении

3. Заключение

Анализ методов обнаружения и распознавания объектов на РЛИ и их практического применения показал, что для нейросетевых методов необходимо иметь базу данных, содержащую большое количество эталонных изображений для эффективного обучения сети. В случае ограниченного числа эталонных изображений, использование корреляционно-экстремального метода оказывается более эффективным для обнаружения и распознавания объектов на РЛИ. Для увеличения вероятности правильного обнаружения и распознавания объектов целесообразно использовать нормировку яркости РЛИ в строке сформированного изображения перед вычислением взаимной корреляционной функции.

Список литературы

1. Школьный Л.А. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского. 2008. 531 с.
2. Горелик А.Л. Скрипкин В.А. Методы распознавания: Учеб. Пос. М.: Высш. шк., 1984. 208 с.
3. Кирдяшкин В.В. Автоматическое совмещение радиолокационных и эталонных изображений земной поверхности: дис. к-та техн. наук: 05.12.14. Москва, 2011. 202 с.
4. X. Z. Zhang, J. H. Qin, and G. J. Li, "SAR target classification using Bayesian compressive sensing with scattering centers features". Progress in Electromagnetics Research. 2013. Vol. 136. P.385–407.

Повышение качества совместной обработки изображений наземной многопозиционной радиолокационной системы с использованием простейших калибровочных функций

¹Исаев И.Д., ¹Савельев А.Н., ¹Семенов А.Н.

¹Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
г. Москва, 105005, ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, Российская Федерация
isaev.id@bmstu.ru, saveliev.an@bmstu.ru, semenov.an@bmstu.ru

Аннотация: Для повышения эффективности решения задач обнаружения объектов на фоне подстилающей поверхности и точности определения их координат применены методы обработки цифровых изображений, формируемых радиолокационными датчиками (РЛД) из состава многопозиционной системы, с использованием нелинейных калибровочных функций для согласования динамических диапазонов входных кадров и системы обработки изображений. Для автоматизации операций качественного анализа разработан программно-алгоритмический модуль, обеспечивающий формирование «совместного» радиолокационного изображения (РЛИ) системы, гарантирующий повышение качества решения задач первичной обработки.

1. Введение

Одним из перспективных направлений совершенствования наземных радиолокационных систем обзора летного поля, является использование принципов многопозиционного построения [1, 2]. Радиолокационные датчики из состава системы, как правило, в полном объеме не обладают требуемыми характеристиками, например, разрешающей способностью по одной из координат, азимуту или дальности. Поэтому типовые этапы первичной, вторичной и третичной обработки радиолокационной информации, принятые в многопозиционных системах управления воздушным движением (УВД) для решения аэронавигационных задач, не обеспечивают задаваемые минимальные требования к радиолокационным системам обзора летного поля. В свою очередь, в бортовых системах и комплексах радиовидения, радионавигации и радиоуправления этапу первичной обработки предшествуют процедуры «фильтрации», «фокусировки» и «сшивки» парциальных кадров радиолокационного изображения (РЛИ) [3 – 6].

Качественное совмещение кадров РЛИ, поступающих от РЛД, обеспечивается при выравнивании их динамических диапазонов и динамического диапазона системы обработки (визуализации) [5]. Задача выравнивания динамических диапазонов в общем случае решается с использованием нелинейных преобразований. Визуальное повышение качества обрабатываемых РЛИ характеризуется основными абсолютными показателями: яркость, контраст и резкость.

2. Особенности операций обработки кадров радиолокационного изображения в программно-алгоритмическом модуле

Простейшими калибровочными характеристиками (КФ), применяемыми при обработке РЛИ, являются «сигмоида» и «линейная функция» с двухсторонним ограничением:

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-c)}}; \quad (1)$$

$$S(x) = \begin{cases} 0, & \text{при } x \leq x_0 \\ k(x - x_0), & \text{при } x_0 \leq x \leq 1/k + x_0, \\ 1, & \text{при } x \geq 1/k + x_0. \end{cases} \quad (2)$$

где a , k и c , x_0 — параметры КФ, характеризующие «крутизну» и «смещение» по параметру яркости соответственно.

Для управления параметрами и визуализации результатов анализа разработан специализированный программно-алгоритмический модуль, рабочее окно которого представлено на рисунке 1.

Кроме возможности выбора вида КФ и ее параметров, программно-алгоритмический модуль предоставляет возможность применения различных методов оценки контраста и резкости, достоверность которых определяется устойчивостью к влиянию пространственных шумов: Робертса, Собеля, «центра масс», энтропийный, гистограммный и др.

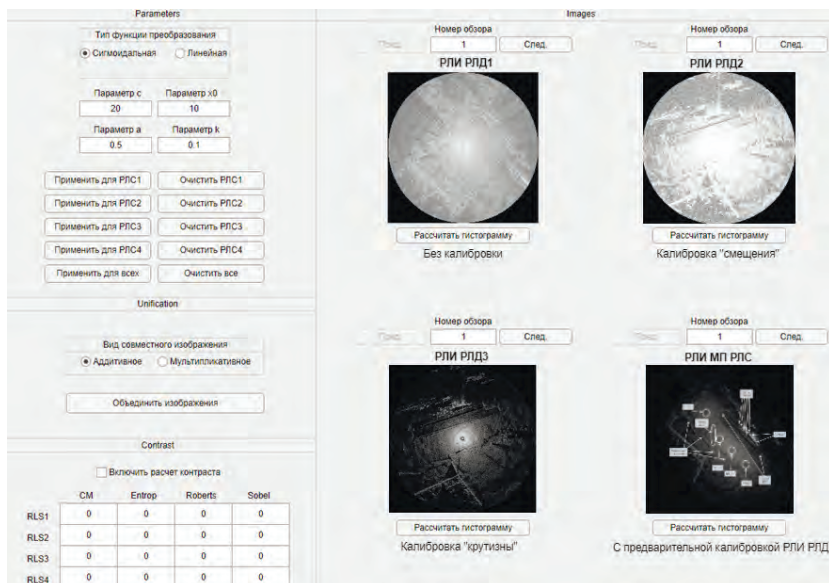


Рис. 1. Рабочее окно программно-алгоритмического модуля оценки качества РЛИ

3. Заключение

Анализ РЛИ, сформированных по результатам наблюдения РЛД, позволил осуществить рациональный выбор параметров КФ, обеспечивающих их качественное восприятие человеком-оператором.

Калибровочные функции типа «сигмоида» и «линейная функция» с двухсторонним ограничением, являясь достаточно простыми, являются эффективным инструментом предварительной обработки РЛИ, решая задачи повышения качества «сырого» изображения цифровых кадров РЛИ. В классе простейших нелинейных преобразований они могут рассматриваться как квази-линеаризованные степенные функции «гамма-коррекции». Процедуры преобразований могут быть применены повторно к совместному кадру РЛИ МП РЛС. Для объективности оценки качества РЛИ целесообразно определить минимально необходимый перечень численных показателей качества.

Список литературы

1. Васильев О. В., Зябкин С. А., Иванов А. С., Кальной М. Д., Пешко А. С., Савельев А. Н., Семенов А. Н. Обоснование приоритетных направлений создания перспективных радиолокационных комплексов обзора летного поля // Радиотехника. Информационно-измерительные и управляющие системы, № 10. 2017. С. 53 – 63.
2. Васильев О. В., Кальной М. Д., Зябкин С. А., Савельев А. Н., Семенов А. Н., Сурков А. С. Многопозиционный радиолокационный комплекс обзора летного поля на базе РЛС кругового обзора MRS-1000 X-диапазона // Радиотехника. Информационно-измерительные и управляющие системы, № 11. 2017. С. 3 – 14.
3. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.: ил. (Сер. радиолокация).
4. Школьный Л. А., Толстов Е. Ф. и др. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского. 2008. 531 с.: ил.
5. Блудов А. А., Колтышев Е. Е., Минкин Д. Ю. Радиолокационные методы навигации по картам местности / Под общ. ред. А.А. Блудова. СПб: Владос Северо-Запад, 2011. 208 с.: ил.
6. Антипов В. Н., Викентьев А. Ю., Колтышев Е. Е., Кондратенков Г. С., Лавров А. А., Лепин В. Н., Фролов А. Ю., Янковский В. Т. Авиационные системы радиовидения. / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2015. 648 с.

Особенности построения радиолокационных систем посадки

¹Синицын Е.А., ²Фридман Л.Б.

¹ Научно-технический центр АО «Челябинский радиозавод «Полет»

г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, 9, Российская Федерация, esinit1@yandex.ru

² ООО «Научно-производственный комплекс «ТИМ»

г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шауляна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация Lenya2002@bk.ru

Аннотация: Рассмотрены особенности построения радиолокационных систем посадки, обеспечивающих управление полетами и посадкой воздушных судов в аэродромной зоне. Приведен состав бортового и наземного оборудования радиолокационных систем посадки. Показаны структурные схемы оборудования радиолокационной позиции и командного диспетчерского пункта при использовании стационарных и мобильных радиолокационных систем посадки для управления полетами и посадкой воздушных судов различного назначения.

1. Введение

Для управления полетами и посадкой воздушных судов (ВС) государственной и экспериментальной авиации в аэродромной зоне наряду с наземными радиомаячными и инструментальными радиотехническими средствами широко используются радиолокационные системы посадки (РСП) ¹ [1]. Основной составной частью РСП являются радиолокационные средства в виде диспетчерского радиолокатора (ДРЛ), содержащего радиолокационные первичный и вторичный каналы (ПК и ВК), и посадочного радиолокатора (ПРЛ) с курсовым и глиссадным каналами (КК и ГК) наблюдения за воздушным пространством.

Целью использования ДРЛ и ПРЛ в РСП является контроль над воздушной обстановкой в ближней зоне аэродрома путем кругового для ДРЛ и секторного для ПРЛ радиолокационного обзора воздушного пространства с выполнением функций обнаружения, опознавания, измерения параметров положения и движения ВС, управления полетами и обеспечения точной плановой посадки ВС на взлетно-посадочную полосу (ВПП) аэродрома.

Радиолокационная информация о ВС, получаемая РСП, используется для управления воздушным движением ВС группой руководства полетами (ГРП) аэродрома, руководитель ближней зоны (РБЗ), руководитель зоны посадки (РЗП) и старший руководитель полетами (СРП) которой находятся на стационарном или мобильном командном диспетчерском пункте (КДП) аэродрома.

РСП используются для посадки ВС, оборудованных радиостанциями связи, и являются важным дополнением к радиомаячным системам и средствам инструментальной посадки аэродрома.

Средства РСП позволяют решать задачи вывода ВС в район аэродрома, наблюдения за воздушной обстановкой и регулирования воздушного движения в районе аэродрома, опознавания отдельных ВС и групп ВС, обеспечения захода и расчета на посадку путем задания экипажу ВС курса посадки и глиссады снижения по командам, поступающим от РСП или с КДП при помощи станций радиосвязи ².

2. Теория

Управление полетами и посадкой ВС при помощи РСП и бортового оборудования ВС под руководством РБЗ, РЗП и СРП ГРП может осуществляться как в ручном, так и в полуавтоматическом режимах, выполняемых с участием экипажа ВС (рис. 1) ² [1].

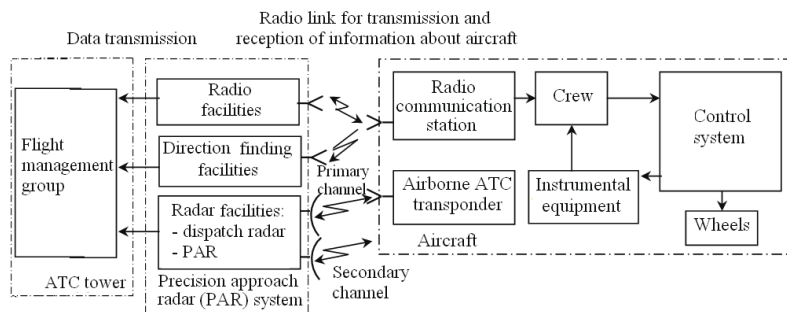


Рис. 1. Управление полетами и посадкой ВС при помощи РСП

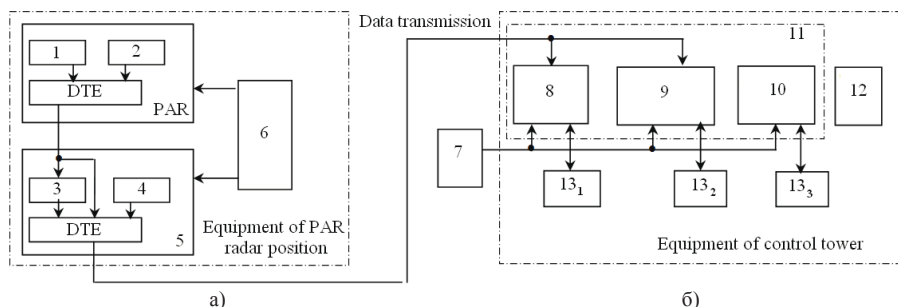
¹ Радиолокационные системы посадки РСП-27 и РСП-28М (стационарная и мобильная): Краткое описание выполненных работ. АО «НПО ЛЭМЗ». М., 2012. 11 с. http://www.aviationunion.ru/Files/Nom_7_LAMZ.pdf.

² Приказ Росавиакосмоса №104 от 28.06.2000 «Об утверждении Федеральных авиационных правил по производству полетов экспериментальной авиации». М., 2000. 178 с.

Появление современных средств РСП и перспективного бортового оборудования ВС позволяет реализовать автоматический режим управления ВС без участия, но под наблюдением РБЗ, РЗП и экипажа ВС, например, на этапах подхода, захода на посадку или посадки ВС.

Как следует из рис. 1, в состав РСП наряду с ДРЛ и ПРЛ входят средства радиосвязи и средства радиопеленгации. Средства радиопеленгации представляют собой автоматический радиопеленгатор (АРП), определяющий направление (пеленг) на ВС, после чего посредством станций радиосвязи (СР) организуются радиоканалы для речевых переговоров РБЗ, РЗП или СРП с экипажем ВС.

Для управления полетами и посадкой ВС на стационарных аэродромах используют стационарные РСП. Наземное оборудование аэродрома при использовании стационарных РСП имеет упрощенный состав оборудования радиолокационной позиции РСП в виде ПРЛ, ДРЛ с аппаратурой передачи данных (АПД) и дизельной электростанции (ДЭС) (рис. 2а). Полный состав функционального оборудования КДП включает рабочие места РБЗ, РЗП и СРП ГРП, систему объективного контроля (СОК), регистрирующую текущие действия ГРП, станции радиосвязи СР₁-СР₃ РМ ГРП и АРП (рис. 2б).



1 – course channel; 2 – glide-path channel; 3 – primary channel; 4 – secondary channel; 5 – dispatch radar; 6 – diesel power station; 7 – automatic direction finder; work stations for: 8 – near-field guidance, 9 – approach zone guidance, 10 – senior flight supervisor, 11 – flight management group; 12 – objective control system; 13_{1,3} – radio communication stations 1-3

Рис. 2. Наземное оборудование радиолокационной позиции стационарной РСП (а) и КДП (б)

Для управления полетами и посадкой ВС на оперативных аэродромах и временных взлетно-посадочных площадках используются мобильные РСП, имеющие более полный, по сравнению со стационарными РСП, состав оборудования наземной радиолокационной позиции.

В состав основного функционального оборудования радиолокационной позиции мобильных РСП входят, как и для стационарных РСП, средства радиолокации в составе ДРЛ и ПРЛ с приемопередающими антеннами, а также дополнительное оборудование - модуль управления (МУ).

В МУ входят средства радиопеленгации в виде АРП, рабочие места РБЗ и РЗП, средства радиосвязи в виде станций радиосвязи для РМ РБЗ и РЗП, а также система объективного контроля, обеспечивающая наблюдение, звуковую, оптическую регистрацию текущих действий РБЗ, РЗП и соответствующих информационных данных с возможностью их последующего воспроизведения.

3. Заключение

Состав оборудования радиолокационной позиции и КДП определяется типом используемой радиолокационной системы посадки. На базовых аэродромах используют стационарные РСП, имеющие упрощенный состав наземного оборудования радиолокационной позиции, а также полный состав аппаратуры КДП.

На оперативных аэродромах и временных взлетно-посадочных площадках используют мобильные РСП, имеющие более полный, по сравнению со стационарными РСП, состав оборудования наземной радиолокационной позиции, в т.ч. дополнительный модуль управления с рабочими местами ГРП, радиостанциями связи, системой объективного контроля и автоматическим радиопеленгатором.

Модуль управления мобильных РСП обеспечивает объединение и передачу информационных данных от средств радиолокационной позиции РСП к упрощенному стационарному КДП, в т.ч. радиолокационную и радиопеленгационную информацию, данные системы объективного контроля, сигналы контроля и управления средствами РСП в режимах дистанционного и местного управления.

Список литературы

1. Волков С.И., Каргапольцев А.А., Курилов Н.Н. Радиолокационная система посадки РСП-6М2: Учебное пособие. М.: Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет)», 2010. 153 с.

Пеленгация воздушных судов путем оценки частоты Доплера принимаемых радиосигналов

¹ Синицын Е.А., ² Фридман Л.Б.

¹ Научно-технический центр АО «Челябинский радиозавод «Полет»
г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, 9, Российская Федерация, esinit@yandex.ru

² ООО «Научно-производственный комплекс «ТИМ»
г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация, Lenya2002@bk.ru

Аннотация: Рассмотрены особенности пеленгации воздушных судов путем оценки частоты Доплера, возникающей при периодическом круговом считывании радиосигналов, принимаемых вибраторами кольцевой антенной решетки автоматического радиопеленгатора. Показаны причины появления частоты Доплера и представлены основные исходные данные для построения предлагаемого варианта измерения пеленга воздушных судов. Проведены результаты оценки допустимых величин расстояния между соседними вибраторами и радиуса кольца антенной решетки, а также чувствительности разности фаз и частоты Доплера радиосигналов соседних вибраторов к изменению направления на источник радиоизлучения.

1. Введение

На аэродромах для оценки пеленга воздушных судов (ВС) путем радиопеленгации источников радиоизлучения (ИРИ), установленных на ВС, широко используются автоматические радиопеленгаторы¹.

Существующие автоматические радиопеленгаторы (АРП) обеспечивают измерение пеленга ВС, оборудованных станциями радиосвязи (СР), работающими в диапазоне ультракоротких волн в пределах 100-150 МГц и 220-400 МГц². Пеленги ВС, измеренные АРП, отображаются на индикаторе кругового обзора рабочего места (РМ) руководителя полетов, а также передаются ВС через СР РМ³.

В основу принципа действия наиболее широко распространенных АРП положен прием радиосигналов, излучаемых бортовыми СР ВС, на ненаправленные вибраторы, расположенные по кольцу, а также центральный вибратор антенны АРП с последующим анализом фазовых соотношений принятых сигналов [1], например, путем реализации корреляционного интерферометра. Основным недостатком такого подхода – возможная неоднозначность оценки фаз, низкая помехоустойчивость, а также невысокая точность оценки пеленга.

В работе предлагается выполнять радиопеленгацию ВС, оборудованных СР, путем оценки частоты Доплера, возникающей при быстром периодическом круговом считывании сигналов, принимаемых ненаправленными вибраторами кольцевой антенной решетки, без необходимости использования центрального вибратора.

2. Теория

Предлагаемый вариант измерения пеленга ВС основан на оценке частоты Доплера F_d сигнала ИРИ, принимаемого вибраторами приемной антенны АРП, возникающей вследствие двух причин:

— наличие разности фаз между сигналами удаленного ИРИ и принятыми в двух разнесенных точках пространства, в частности, разности фаз $\Delta\varphi$ между двумя соседними вибраторами антенной решетки АРП,

— переключение принимаемых сигналов в ходе кругового циклического опроса вибраторов с круговой скоростью вращения Ω обор/с и периодом полного оборота $T_0=1\text{ обор}/\Omega$.

Исходные данные и параметры варианта измерения пеленга ВС с оценкой F_d определяются требованиями измерения пеленга по азимуту в пределах 0-360 град. с погрешностью не более 1 град.:

а) Тип антенны АРП – кольцевая антенная решетка с N приемными антенными вибраторами, которая имеет радиус R и может не содержать центральный вибратор (рис. 1).

б) Минимальная длина волны $\lambda=2\text{ м}$ и $\lambda=0,75\text{ м}$ для диапазонов 100-150 МГц и 220-400 МГц.

в) Количество вибраторов $N=9-16$, например, $N=12$.

г) Угол между направлениями на соседние вибраторы $\alpha=360^\circ/N$, при $N=12$ $\alpha=360/12=30^\circ$.

д) Угловая скорость вращения при последовательном съеме выходных высокочастотных сигналов вибраторов Ω .

Величина Ω и соответствующий ей период одного оборота T_0 выбираются с учетом:

— минимально допустимого периода считывания (выборки) $T_{сч}$ ВЧ сигналов вибраторов,

¹ Федеральные авиационные правила. Радиотехническое обеспечение полетов и авиационная электросвязь. Сертификационные требования. М.: 1999 г. <https://docload.ru/Basesdoc/6/6495/index.htm>

² DF 2000. Автоматический радиопеленгатор. https://img.artlebedev.ru/everything/azimut/booklets/DF2000_rus.pdf

³ Авиационные правила. Часть 170. Сертификация оборудования аэродромов и воздушных трасс (АП-170).

Том II. Сертификационные требования к оборудованию аэродромов и воздушных трасс. Издание третье. 2013. 216 с.

— минимального возможного времени (быстродействия) T_K переключения выходных ВЧ сигналов N вибраторов в антенном коммутаторе, например, $T_{C4}=70$ мкс и $T_K=10$ мкс.

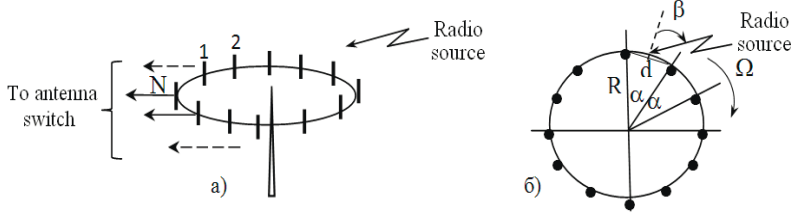


Рис. 1. Приемная кольцевая антенная решетка АРПИ

Период одного оборота определим по выражению $T_0 = T_{C4} \times N + T_K \times N$. При $T_{C4}=70$ мкс и $T_K=10$ мкс для $N=12$ получим $T_0 = (70+10) \times 12 = 960$ мкс ≈ 1000 мкс $= 1$ мс. Тогда $\Omega = 1/T_0 = 1000$ об/с.

Величины Ω и T_0 уточняются в зависимости от количества выборок сигналов и времени обработки в узкополосных доплеровских фильтрах, используемых для оценки и различения частоты Доплера в целях измерения пеленга ИРИ, и соответствующего когерентного накопления (КН) пакета сигналов для каждого из вибраторов. При КН выборок повышается энергетический потенциал АРПИ.

е) Расстояние между соседними вибраторами $d = 2R \sin \alpha / 2 = 2R \sin(180^\circ / N)$ должно быть таким, чтобы разность фаз $\Delta \varphi$ между сигналами соседних вибраторов определялась однозначно, и поэтому ее величина находилась при любом направлении ИРИ (при величине угла $\beta = -180^\circ \div 180^\circ$) в пределах

$$-\pi < \Delta \varphi = 2\pi \times d \times \sin \beta / \lambda < \pi, \quad \text{откуда следует условие } d < \lambda / 2. \quad (1)$$

Требование к максимально допустимой величине R вытекает из условия $2R \times \sin(180^\circ / N) < \lambda / 2$, откуда получим $R < (\lambda / 4) / \sin(180^\circ / N)$. Например, при выборе $N=12$, длине волны $\lambda = 2$ м получим требование $R < 1,94$ м.

ж) Частота Доплера F_D сигнала вибратора относительно сигнала соседнего вибратора возникает при наличии фазового сдвига между сигналами вибраторов, выборки которых снимаются через интервал времени, соответствующий периоду одного оборота T_0 , и определяется выражением

$$F_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial t} \bigg|_{t=T_0, \partial \varphi = \Delta \varphi} = \frac{1}{2\pi} \left[2\pi \times d \times \frac{\sin \beta}{\lambda} \right] / T_0. \quad (2)$$

Частота F_D в приемных каналах АРПИ, в отличие от классической частоты Доплера, не зависит от радиальной скорости движения ВС и определяется только величиной $\Delta \varphi$, зависящей от значений параметров d , β и λ , а также величиной T_0 .

Как следует из (1) и (2) максимальное изменение разности фаз и частоты Доплера $\pm F_{D_{\max}}$ между соседними вибраторами достигается при измеряемой величине $\beta = \pm 90$ град.

Из выражения (2) следует, что измерение пеленга (угла β) на ИРИ можно выполнить путем измерения частоты Доплера, находящейся в пределах от минус $F_{D_{\max}}$ до $F_{D_{\max}}$. Точное измерение пеленга ИРИ можно реализовать при помощи когерентного накопления и анализа выборок оценок $\Delta \varphi$ в N узкополосных доплеровских фильтрах с полосой пропускания каждого $\Delta f = F_{D_{\max}} / N$, например, путем использования N -точечного дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

3. Заключение

Для измерения пеленга ВС рекомендуется выполнить оценку частоты Доплера между сигналами соседних вибраторов (без использования центрального вибратора), разнесенных на расстояние немного меньше половины длины волны и расположенных на кольце антенной решетки с диаметром соответственно больше длины волны. При выполнении данного условия для произвольной величины пеленга ВС, находящейся в пределах минус $180^\circ \div 180$ град., разность фаз между соседними вибраторами будет однозначной, и соответственно однозначной является частота Доплера (с учетом знака).

Несмотря на то, что точность пеленгования ИРИ для соседних вибраторов по изменению разности фаз получается невысокой, путем оценки частоты Доплера, соответствующей разности фаз за время одного оборота опроса, с использованием ДПФ можно получить необходимую точность пеленгования. Для повышения точности измерения пеленга можно повышать частоту опроса вибраторов и соответственно частоту Доплера путем увеличения угловой скорости вращения опроса вибраторов.

Список литературы

1. Саидов А.С., Тагилаев А.Р., Алиев Н.М., Асламов Г.К. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов. М.: Радио и связь, 1997. 160 с.

Особенности когерентной обработки пачек радиолокационных сигналов в первичном радиолокаторе

¹Фридман Л. Б., ²Синицын Е. А.

¹ООО «НПК «ТИМ»

г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация
Lerya2002@bk.ru

²НТЦ АО «Челябинский радиозавод «Полет»

г. Санкт-Петербург, 194223, ул. Курчатова, 9, Российская Федерация

Аннотация: Рассмотрены варианты реализации когерентного накопления периодической последовательности (пачки) радиоимпульсов радиолокационного сигнала и измерения азимутального положения летательного аппарата в первичном когерентно-импульсном обзорном радиолокаторе. Выполнен сравнительный анализ вариантов когерентного накопления пачки с точки зрения энергетических характеристик обнаружения отражённого радиолокационного сигнала и точностных характеристик измерения азимутального положения летательного аппарата. Анализ выполнен как в ближней, так и в дальней зонах действия первичного радиолокатора. С учётом результатов анализа предложены рекомендации по выбору параметров накопления и оконной обработки пачки импульсов при измерении азимута летательного аппарата, в т.ч. формы скользящего окна и количества накапливаемых радиоимпульсов.

1. Введение

В немонимпульсных радиолокационных станциях (РЛС) измерение углового положения обнаруженных летательных аппаратов (ЛА) выполняется путем анализа углового положения максимума огибающей пачки радиоимпульсов отражённого радиолокационного сигнала (рис. 1а, рис. 1б). При этом используются антенны с шириной диаграммы направленности, обеспечивающей требуемые величины точности и разрешающей способности по угловой координате, например, по азимуту.

Известно, что оптимальный обнаружитель когерентной пачки радиоимпульсов на фоне белого шума представляет собой последовательно соединённые: согласованный с пачкой радиоимпульсов фильтр, детектор и пороговое устройство [1]. Комплексная частотная характеристика согласованного фильтра

$$k_c(j\omega) = S^*(j\omega)e^{-j\omega T} = S_0^*(j\omega)S_n^*(j\omega)e^{-j\omega T} \quad (1)$$

является комплексно-сопряжённой функцией спектров пачки. Здесь T - время задержки сигнала в фильтре; ω - круговая частота; j - мнимая единица; $S_0(j\omega)$ - спектр одиночного импульса; $S_n(j\omega)$ - спектр пачки δ -импульсов; $*$ - оператор комплексного сопряжения. Выполнение условия (1) обеспечивает оптимальную с точки зрения энергетического потенциала обработку пачки радиоимпульсов.

2. Теория

При накоплении пачки импульсов отражённого радиолокационного сигнала и измерении азимута ЛА в первичных радиолокаторах применяют скользящие окна и процедуры оконного взвешивания [2, 3]. Для выполнения условия (1) импульсы в пачке при когерентном накоплении должны взвешиваться оконной функцией, совпадающей по форме с формой диаграммы направленности антенны (ДНА) РЛС.

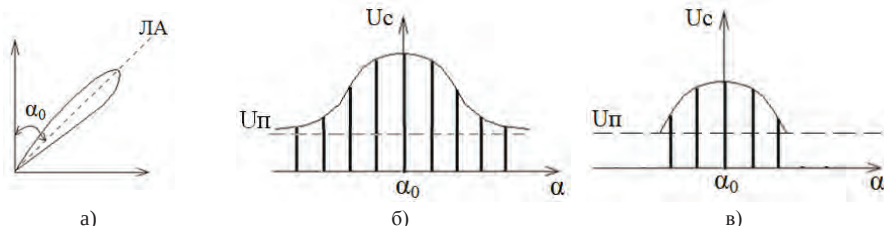
На практике обычно используют другой подход, при котором длительность накапливаемого пакета радиоимпульсов меньше (в 2 и более раз), чем время облучения ЛА диаграммой направленности антенны. Такой подход отличен от оптимального, и при его использовании имеют место энергетические потери. Однако сужение скользящего окна при использовании данного подхода может способствовать повышению точности измерения азимута ЛА [1].

Известно, что точность измерения азимута зависит от ширины диаграммы направленности антенны РЛС по азимуту и от отношения сигнал/шум (ОСШ) [1]. Поэтому использование скользящих окон, соответствующих условию (1), позволяя максимизировать ОСШ, также способствует повышению точности измерения азимута.

Таким образом, требования к минимизации ширины скользящего окна и максимизации ОСШ для повышения точности измерения азимута являются противоречивыми, что усложняет выбор параметров оконной обработки пачки радиоимпульсов.

Также следует отметить, что пачка радиоимпульсов при их оптимальном приёме по (1) соответствует ДНА лишь при достаточно сильном сигнале, когда амплитуда импульсов вблизи границ основного лепестка ДНА превышает порог их восприятия в шумах. При нахождении ЛА в

дальней зоне угловой размер пачки импульсов обычно уменьшается и соответствует рис. 1в, где показано, что крайние импульсы пачки будут ниже порога U_{Π} их восприятия в шумах. Как следует из рис.1, оптимальный приём будет иметь место лишь в ближней зоне, при достаточно сильном сигнале, а при слабом сигнале приём не будет оптимальным (рис. 1в). Оптимальный приём соответствует энергетическому критерию, и его реализация наиболее важна при больших дальностях и слабом полезном сигнале. В то же время, для обнаружения и измерения азимута ЛА в ближней зоне энергетического потенциала обычно достаточно даже в случае неоптимального приёма.



α - азимут; α_0 - азимутальное положение ЛА; U_c - уровень полезного сигнала по напряжению

Рис. 1. Измерение азимута ЛА: а) основной лепесток ДНА; б) пачка принимаемых радиоимпульсов; в) пачка принимаемых радиоимпульсов при нахождении ЛА в дальней зоне

При когерентном накоплении пачки импульсов следует учитывать нестабильность частоты синтезаторов частот приёмно-передающих трактов, из-за чего импульсы в пачке никогда не бывают абсолютно когерентными. Приём радиоимпульсов согласно (1) соответствует идеализированным условиям. В реальных условиях в аппаратуре РЛС при приёме в соответствии с (1) имеют место энергетические потери вследствие ухудшения условий когерентности импульсов в пачке. Указанные потери при оптимальном приёме могут оказаться больше, чем при сужении скользящего окна, в связи с тем, что количество накапливаемых импульсов в первом случае больше.

Таким образом, выбор параметров оконной обработки пачки импульсов при измерении азимута ЛА является задачей, решение которой зависит от формы ДНА, длительности пачки и количества импульсов, отношения сигнал/шум плюс помеха на выходе приёмного устройства, мощности принимаемого полезного сигнала, порога обнаружения, нестабильности частоты синтезаторов частот передающих и приёмных трактов.

В работе методом имитационного моделирования выполнен сравнительный анализ указанных вариантов обработки пачки радиоимпульсов. При этом в качестве характеристик эффективности рассматривались ОСШ после накопления пачки и среднеквадратическая ошибка измерения азимута ЛА. При выполнении сравнительного анализа учитывались ОСШ, соответствующее нахождению ЛА в ближней и дальней зонах, а также нестабильность синтезаторов частот приёмно-передающих трактов.

Результаты выполненного анализа позволяют выбрать параметры накопления и оконной обработки пачки радиоимпульсов при измерении азимута летательного аппарата, в т.ч. форму скользящего окна и количество накапливаемых импульсов.

3. Заключение

Выбор параметров оконной обработки пачки импульсов при измерении азимута ЛА является задачей, решение которой зависит от формы диаграммы направленности антенны, длительности пачки и количества обрабатываемых импульсов, отношения сигнал/шум плюс помеха на выходе приёмного устройства, мощности принимаемого полезного сигнала, порога обнаружения, нестабильности частоты синтезаторов частот передающих и приёмных трактов. Выполненный с учётом указанных факторов анализ характеристик эффективности позволяет выбрать параметры накопления и оконной обработки пачки радиоимпульсов при измерении азимута ЛА.

Результаты выполненного анализа использованы при разработке и реализации алгоритмов измерения азимута ЛА в современном обзорном первичном радиолокаторе.

Список литературы

1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М : Радио и связь, 1983. 320 с.
2. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. К : КВЦ, 2000. 428 с.
3. Топилин А. А. Точность измерения азимута вторичным радиолокатором при увеличенной скорости обзора // Вестник концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2019. № 3. С. 52—57.3

Непрерывными линиями показаны потоки обрабатываемого сигнала, пунктиром – параметры цифровой обработки сигнала (ЦОС), изменяющиеся по запросу пользователя. Числа в скобках указывают разрядность сигналов с учетом знакового бита в различных частях схемы.

« $I(16)$, $Q(16)$ » – синфазная и квадратурная составляющие обрабатываемого сигнала.

« $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$, $\Phi 4$ » – ФКИХ с возможностью перезагрузки коэффициентов. $\Phi 1$ и $\Phi 4$ – используют действительные части комплексных коэффициентов фильтрации $Rk(16)$, а $\Phi 2$ и $\Phi 3$ – мнимые $Ik(16)$. Реализованы в виде IP блоков FIR Compiler 7.2 с транспонированной архитектурой, дающей наименьшую задержку прохождения обрабатываемого сигнала. Прохождение обрабатываемого сигнала через фильтры также дает увеличенную разрядность и, как следствие, потерю точности при ограничении разрядности ЦАП. Расширение разрядности можно оценить по выражению:

$$B = \text{ceil}(\log_2 \sum_{n=1..N} a_n), \quad (1)$$

где B – добавочные разряды обрабатываемого сигнала, ceil – округление до целого вверх, a_n – коэффициенты ИХ, N – количество коэффициентов ИХ. При длине характеристики 128 и полном её заполнении разрядность увеличится с 15 до 37, в то время как блок комплексного умножения имеет входную разрядность 25. Однако максимальное заполнение импульсной характеристики не будет происходить в реальной работе, т.к. значения коэффициентов контролируются программно при их расчете.

«Загр. коэфф.» – загрузчик коэффициентов фильтрации. Согласует интерфейсы памяти регистров и фильтров, осуществляя управление потоками коэффициентов. Начинает работу при получении переднего фронта ($0 \rightarrow 1$) сигнала Старт, управляемого пользователем. Реализован в виде цифрового автомата на языке описания аппаратуры. Полная перезагрузка коэффициентов занимает количество тактов, равное длине – числу коэффициентов фильтра +4. Для текущей конфигурации в 128 коэффициентов время загрузки составляет 132 такта (528 мкс на частоте ЦОС 250 МГц).

Перед подачей сигнала на ЦАП происходит комплексное умножение реальной и мнимой части синфазной и квадратурной составляющей сигнала с умножением на комплексный гармонический сигнал доплеровского смещения с заданной частотой Δf . Преобразование соответствует формулам:

$$I(i) = (RR(i) - II(i)) \cdot K \cdot \cos(2\pi \Delta f i \Delta t + \varphi) - (IR(i) + RI(i)) \cdot K \cdot \sin(2\pi \Delta f i \Delta t + \varphi) \quad (2)$$

$$Q(i) = (RR(i) - II(i)) \cdot K \cdot \sin(2\pi \Delta f i \Delta t + \varphi) + (IR(i) + RI(i)) \cdot K \cdot \cos(2\pi \Delta f i \Delta t + \varphi) \quad (3)$$

где $i = \text{int}(t/\Delta t)$ – дискретное время в системе для интервала дискретизации ЦОС Δt ; K – множитель амплитуды; Δf , φ – величина сдвига частоты и начальная фаза для блока «DDS Доплер».

«DDS Доплер» – генератор цифрового синтеза гармонического сигнала доплеровского смещения. Имеет управляемую частоту и фазовый сдвиг (Частота Δf , Фаза φ). Выходной сигнал генератора ($\sin(i)$, $\cos(i)$) (18) умножается на управляемый множитель амплитуды K .

«AXI PY» – регистры управления AXI. Регистровое поле, которое обеспечивает связь с процессором системы-на-кристалле, управление процессом ЦОС и отслеживание характеристик сигнала. Управляется контроллером блочной памяти, который в свою очередь является одним из ведомых на шине AXI в составе процессора ARM системы-на-кристалле.

Мультиплексор после комплексного умножителя позволяет обход схемы имитации отраженной поверхности для имитации одиночной цели без временных задержек сигнала в фильтрах и комплексном умножителе. Управление мультиплексором возможно с помощью регистров управления.

Выходной сигнал $I, Q(16)$ поступает на квадратурный модулятор.

3. Заключение

Представлена реализация ЦФФ имитатора отраженного сигнала для радиолокатора. Полученные результаты расширяют функционал существующего устройства, но существенно ограничивают моделирование малых дальностей (высот) вследствие увеличения минимальной задержки прохождения зондирующего сигнала через тракт ЦОС. Наибольшую задержку в разработанном блоке дают ФКИХ, следовательно, их исследование и разработка могут улучшить качество комплекса.

Список литературы

- Новиков, В. Технология полунатурного моделирования комплекса бортового оборудования для авиационных комплексов // Корпоративный журнал АХК «Сухой» «По существу». 2012 №1. [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://klastside.livejournal.com/2530.html> (дата обращения: 08.05.2021).
- Боков А.С., Важенин В.Г., Иофин А.А., Мухин В.В. Ретрансляционный имитатор сигналов для проверки характеристик бортовых радиолокационных систем и устройств // Надежность и качество сложных систем. Пенза : ПГУ, 2019. №3 (27). С. 40-49. DOI: 10.21685/2307-4205-2019-3-5
- Валов С.В., Сиротин А.И., Щербаков С.В. Имитатор сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой. Патент РФ №2522502. Дата приоритета: 10.12.2012. URL: <http://www.fips.ru/cdfi/fips.dll?ty=29&docid=2522502>

Некоторые вопросы аппроксимации гистограммы для алгоритма обнаружения протяженных объектов¹

Сорокин А. К.

Уральский Федеральный Университет
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
sorokinak@mail.ru

Аннотация: Основная идея этой статьи – обнаружение протяженных объектов по сигналу радиовысотомера. Методологическая основа исследования – статистическая обработка отраженного сигнала. К протяженным объектам относятся такие объекты подстилающей поверхности, которые можно аппроксимировать прямой линией. Разрабатываемый алгоритм предназначен для коррекции автономных навигационных систем. Эта идея рассматривалась в предыдущих статьях. Внимание в этой статье уделено практическим аспектам применения алгоритма, а именно проблеме аппроксимации гистограммы отраженного сигнала. Оценка значений исследуемых параметров может повысить точность разработанного алгоритма.

1. Введение

В настоящее время существует необходимость разработки летательных аппаратов (ЛА) с автономной системой коррекции [1] инерциальной навигационной системы (ИНС), однако, существующие системы коррекции не обеспечивают необходимых точностей во всем спектре условий эксплуатации и сами требуют коррекции. Для решения этой проблемы на маршрутных участках полета предлагается использовать алгоритм, описанный в [2]. Алгоритм рассчитан для применения в условиях известной трассы полета ЛА (известны отражающие свойства протяженных объектов (ПО) [3, 4] и примерное расположение их на маршруте). Выделяется несколько зон коррекции [5], где определены объекты коррекции – ПО. В основе алгоритма лежит оценка области пересечения гистограмм (выбор минимального значения) распределения амплитуды отраженного сигнала (в приемнике радиовысотомера) в качестве источника информации о подстилающей поверхности. Гистограммы являются одним из возможных представлений оценок плотностей вероятности соответствующих исследуемых величин.

2. Алгоритм и оценки типовых ошибок

Алгоритм основан на статистической обработке сигнала радиовысотомера, не обязательно импульсного (полученные выводы можно применить при разработке алгоритма для ЛЧМ радиовысотомера). Его можно отнести к алгоритмам на основе критерия максимального правдоподобия. Информационным параметром алгоритма является максимальная амплитуда отраженного сигнала. Критерий выбора соответствующей плотности вероятности [2] можно записать следующим образом:

$$P_{\text{ЕН} \cap \text{ПН}} = \int \min[p_{\text{ЕН}}(u); p_{\text{ПН}}(u)] du,$$

где $P_{\text{ЕН} \cap \text{ПН}}$ – вероятность, соответствующая площади пересечения плотностей вероятности эталона и исследуемой гистограммы $p_{\text{ЕН}}(u); p_{\text{ПН}}(u)$ соответственно; u – исследуемая характеристика, например амплитуда отраженного сигнала.

Одна из гистограмм является эталонной, другая получена в процессе полета. Со сменой типа подстилающей поверхности изменяется, гистограмма, которую необходимо идентифицировать начинает относиться к другому типу подстилающей поверхности (площадь пересечения с соответствующим эталоном превышает все прочие). Этот момент фиксируется бортовой системой как граница ПО. Имея набор таких границ, можно сделать предположения о местоположении ЛА, например, используя навигационные алгоритмы. Данная работа не сосредотачивается на задаче навигации, а направлена на выделение существенных признаков, позволяющих решать навигационную задачу. Схема алгоритма приведена в [2].

При построении гистограмм часто используют гауссову аппроксимацию с применением ядерной оценки плотности, которая позволяет получать удовлетворительное сглаживание гистограммы, не прибегая к чрезмерному усреднению. Ошибки, возникающие при построении гистограммы могут возникать вследствие влияния следующих факторов: выбор количества бинов гистограммы; выбор количества отсчетов в бине гистограммы; влияние интервала накопления (bandwidth) при построении ядерной оценки плотности (ЯОП) гистограммы [6, 8]; влияние интервала накопления на ошибку смещения обнаруживаемой границы.

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 0836-2020-0020).

Приведем полученные оценки по результатам анализа.

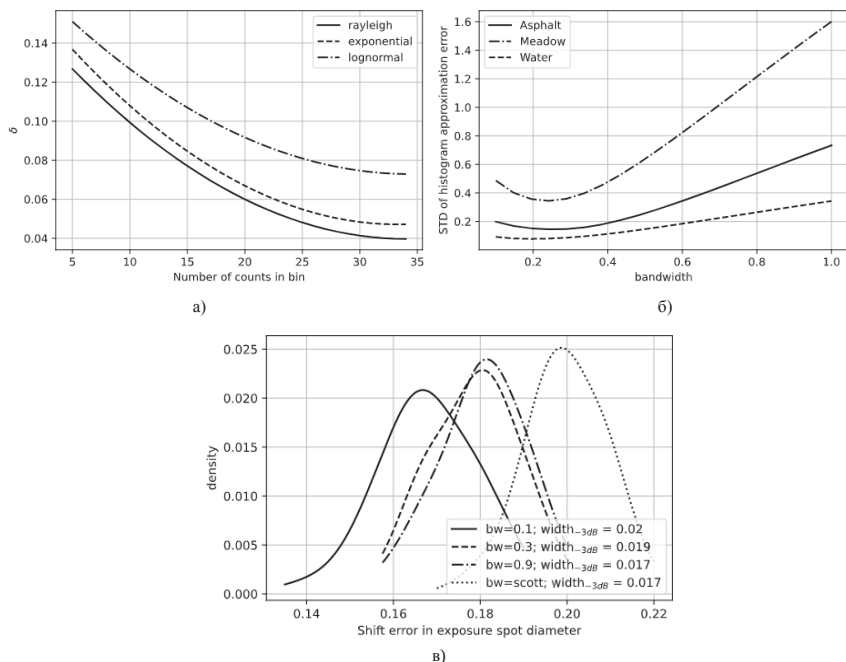


Рис. 1. а) полиномиальная аппроксимация СКО ошибки аппроксимации бина; б) оценка СКО аппроксимации гистограммы в зависимости от интервала накопления; в) оценка ошибки смещения в зависимости от интервала накопления для ПО типа «асфальт/лес»

3. Заключение

Исследование показало, что число отсчетов в бине (в основе исследования материалы [7-9]) для различных типовых распределений может быть представлено полиномом второй степени смещения (см. рис. 1, а). СКО ошибки аппроксимации гистограммы имеет минимум около 0,25 для интервала накопления при формировании ЯОП смещения (см. рис. 1, б). С другой стороны, выбор интервала накопления менее 0,3 приводит к существенному нарастанию СКО ошибки смещения (см. рис. 1, в). По этой причине предложено применять интервал накопления (bandwidth) 0,5 для типовых ПО, и 0,3 соответственно для типовых фоновых подстилающих поверхностей

Список литературы

1. Сколник М. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника. Пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
2. A.K. Sorokin, V.G. Vazhenin, "Reliability of lengthened objects detection algorithm," International Multidisciplinary Scientific GeoConference Surveying Geology and Mining Ecology Management, SGEM, 2019, 19(2.2), 2019, pp. 601-608.
3. F.T. Ulaby, M.C. Dobson, Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain: Includes 2019 Software Update (Artech House Remote Sensing). Artech house, USA, 2019.
4. A.K. Fung, K.S.Chen, Microwave Scattering and Emission Models for Users. Artech house, USA, 2010.
5. Бердышев, В. И. Экстремальные задачи и модели навигации по геофизическим полям / В. И. Бердышев, В. Б. Костюсов. — Екатеринбург: УрОПАН, 2007. — 267 с.
6. O. Martino, Bayesian Analysis with Python: Introduction to statistical modeling and probabilistic programming using PyMC3 and ArviZ. 2nd Edition, Packt Publishing Ltd, 2018.
7. Боровков, А.А. Математическая статистика. Оценка параметров, проверка гипотез / А.А. Боровков ; Под ред. Ю.А. Мельника. — М.: Наука, 1984. — 264 с
8. T.W. Anderson, An Introduction to Multivariate Statistical Analysis. John Wiley & Sons, Inc., 3rd edn., 2003.
9. D.W. Scott, Multivariate Density Estimation: Theory, Practice, and Visualization. John Wiley & Sons, Inc, 1992.

Влияние рельефа местности на поведение глиссады

Юнгайтис Е.М., Войтович Н.И.

ФГАОУВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)»
454080, г. Челябинск, пр. им. В.И. Ленина, 76. E-mail: voytovichni@mail.ru

Аннотация: В докладе представлены метод и результаты расчёта глиссады с учётом влияния рельефа аэродромной поверхности и местности в зоне захода воздушных судов на посадку

1. Введение

Основным средством обеспечения инструментального захода воздушных судов на посадку являются курсо-глиссадные радиомаяки (КРМ и ГРМ), формирующие в пространстве траекторию для посадки, называемую глиссадой [1]. Известные методы расчёта глиссады с учётом влияния рельефа местности приведены в [2-9].

В настоящем докладе предложен оригинальный метод расчёта глиссады с учётом влияния на распространение радиоволн рельефа аэродромной поверхности и местности в зоне захода воздушных судов на посадку. Подстилающая поверхность разбивается на два участка: на участок, непосредственно примыкающий к антеннам ГРМ, включающий части поверхности с разными уклонами, и второй участок местности (расположенный за указанной клинообразной площадкой), сохраняющий форму рельефа местности в естественном состоянии. Решение задачи по расчёту напряжённости электрического поля в области глиссады находится в два этапа. На первом этапе находим систему лучей, соответствующих геометрооптическим и дифракционным полям в результате дифракции волн на первом участке. На втором этапе находятся поля волн, отражённых от второго участка. Искомое поле в точке наблюдения представлено суммой двух слагаемых. Первое слагаемое находится из строгого решения задачи дифракции сферической волны на клине. Второе слагаемое, описывающее поле, рассеянное на втором участке, вычисляется по методу Гюйгенса-Котлера. Теоретически вычислены и экспериментально измерены зависимости информационного параметра ГРМ: разность глубин модуляции (РГМ) сигнала радиомаяка двумя тоновыми сигналами от пространственных координат. РГМ определяется как реальная часть частного от деления напряжённостей полей волн, излучаемых верхней и нижней антеннами ГРМ с «опорным нулём».

2. Методы исследования

На первом этапе находятся коротковолновые асимптотические разложения решения уравнения Гельмгольца

$$(\Delta + \kappa^2) \vec{\Pi}(\vec{r}) = -4\pi \vec{P} \delta(\vec{r} - \vec{r}_0)$$

в клиновидной области $D(\vec{r}(\rho, \varphi, z), 0 < \rho < \infty, |\varphi| < \Phi, |z| < \infty)$ трёхмерного пространства (рис.1).

$\vec{\Pi}(\rho, \varphi, z)$ - векторная функция Грина, удовлетворяющая краевым условиям при $\varphi = \pm\Phi$:

$[\vec{n}_{\pm\Phi}, \vec{\Pi}(\rho, \varphi, z)] = 0, \quad \partial / \partial n_{\pm\Phi}(\vec{n}_{\pm\Phi}, \vec{\Pi}(\rho, \varphi, z)) = 0$. Здесь $\vec{r}(\vec{r}_0)$ - радиус-вектор точки наблюдения (источника), $\delta(\vec{r} - \vec{r}_0)$ дельта-функция Дирака, $\vec{P}$ - момент электрического диполя. По найденному вектору Герца, $\vec{\Pi}(\rho, \varphi, z)$ вычисляется напряжённость электрического поля $\vec{E}_1$ [10].

На втором этапе в соответствии с принципом Гюйгенса-Котлера электромагнитное поле $\vec{E}_2$ в точке наблюдения определяется как результат интерференции волн от фиктивных вторичных источников, расположенных на втором участке, заданном в цифровой форме высотными отметками рельефа. Искомое поле $\vec{E}$ определяется суммой первого и второго полей $\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$.

3. Расчётные и экспериментальные характеристики ГРМ на аэродроме в овражно-балочной местности

На участке (рис.2) от ГРМ до рулѐжной дорожки местность имеет попутный уклон, равный $24'$. Далее местность имеет уклон, равный $72'$. Совокупность двух площадок (одна из которых расположена в пределах боковой полосы безопасности, а вторая - в пределах концевой полосы безопасности), аппроксимирована клином с углом раствора $180^0 48'$. Протяжѐнность

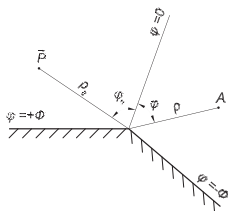
Рис. 1. Проекция на ось $z=z_0$ 

Рис. 2. Профиль аэродромной поверхности и рельефа местности в зоне на посадку

второй грани ≈ 900 м. Далее (до дна оврага) поверхность имеет более крутой уклон. За ручьём начинается крутой подъём ($3\text{--}5^\circ$) на следующую складку местности с вершиной на удалении 2 км от ГРМ. Радиус кривизны вершины $\approx 1 \cdot 10^4$ м. Второй склон складки находится в области геометрической тени. Вертикальные координаты нижней и верхней антенн ГРМ нулевой зоны в аэродромной опорной геодезической сети равны 3,71 и 7,27 м. К этой же сети привязаны высотные отметки рельефа местности.

В докладе представлен анализ структуры электромагнитного поля нижней и верхней антенн и информационного параметра (РГМ) в вертикальных сечениях на удалении от ГРМ в пределах от 1 до 18 км. На рис.3 приведены расчётная и экспериментальная зависимости РГМ и соответствующий ток индикации на пилотажном приборе от дальности при полёте на высоте 300 м. Зависимость наряду с линейной имеет осциллирующую составляющую. Графики расчётной и экспериментальной зависимостей имеют одинаковое количество максимумов и минимумов. Отличие амплитуд осцилляций не превышает 11%.

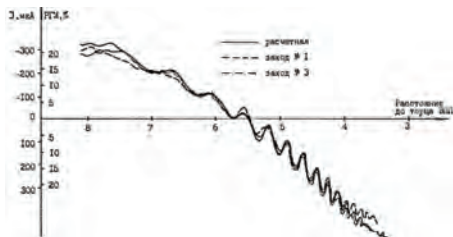


Рис. 3. Зависимость тока индикации от расстояния в сечении зоны на высоте 300 м

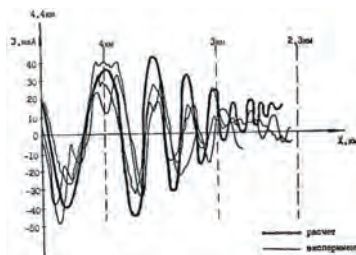


Рис. 4. Искривления глисссады

На рис.4 приведены расчётная и экспериментальные зависимости тока искривлений на участке на удалении от ГРМ от 4,4 до 2,4 км. Наибольшие отклонения тока индикации от нулевого значения в семействе из трёх экспериментальных зависимостей (88мкА) и в теоретической зависимости (87 мкА) практически совпадают.

Список литературы

- Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation. Vol. 1. Radio Navigation Aids. Monreal, ICAO, 2006.
- Lu Huang. Ultralarge-Scale Propagation Modeling of ILS Signal Analysis. IEEE antennas and wireless propagation letters, vol. 19, no. 12, December 2020.
- Junichi Honda1(B), Hirohisa Tajima1, and Hisashi Yokoyama. Numerical Simulation of Glide Slope Signal Interferences by Irregular Ground. L. Barolli et al. (Eds.): WAINA 2019, AISC 927, 2019. Springer. 2019. pp. 224–233.
- Thain, A et al. Comparisons of different approaches for ILS simulation. In: Proceedings of the 4th European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP), Barcelona, Spain, pp. 1–5, April 2010.
- Godfrey, J., et al.: Terrain modeling using the half-plane geometry with applications to ILS glide slope antenna. IEEE Trans. Antennas Propag. 24, 370–378 (1976)
- C.Qu. Brief Introduction of a New Kind of Glide Path Antenna. Open Journal of Antennas and Propagation, 2018, 6, 60-72
- Luebbers, R., Ungovichian, V., Mitchell, L.: GTD terrain reflection model applied to ILS glide scope. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Sys. AES-18, 11–20 (1982)
- Alfred Lopez. Suppressed-Image ILS Glide Slope Antenna. ARL Associates Incorporated. 253-259.
- M.M. Poulouse, P.R. Mahapatra. ILS Glideslope Evaluation for Imperfect Terrain. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 24, No. 2 March 1988.
- Тужилин А.А. Асимптотические разложения решений задач дифракции волн в угловых и клиновидных областях, Ж. вычисл. матем. и матем. физ., 1970, том 10, номер 1, 99–113

Начало исследований в области электроники в первом электротехническом вузе России

Золотинкина Л.И.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина)

г. Санкт-Петербург, 197376, ул. Профессора Попова, д.5. Российская Федерация
radioemc@yandex.ru

Аннотация: В докладе приведены результаты исследований в области развития электроники в первом электротехническом вузе России, начиная от работ профессора А.С. Попова (1901 г.), и до создания первой в России кафедры электронного приборостроения (1931) в ЛЭТИ им. В.И. Ульянова (Ленина). Рассмотрен вклад учеников и последователей А.С. Попова В.И. Коваленкова, Н.А. Скрицкого, И.Г. Фреймана в решение вопросов разработки и применения электронных ламп в радиоаппаратуре в первой четверти XX века. Отмечена роль первой в России научно-исследовательской лаборатории Радиотелеграфного дела Морского ведомства (открыта в 1911 г.), в которой работали первые радиоинженеры России, выпускники Санкт-Петербургского политехнического института (М.В. Шулейкин, А.А. Чернышев, Н.Н. Циклинский, С.И. Зилитинкевич В.И. Волюнкин), тесно взаимодействовавшие с ЭТИ. Отмечена роль Российского общества радиоинженеров (РОРИ), способствовавшего развитию отечественной радиоэлектроники.

1. Введение

Развитие электроники в мире было стимулировано развитием средств электросвязи. Для подготовки специалистов в области электросвязи в 1886 году в России был основан специализированный Электротехнический институт (ЭТИ). С 1901 года в ЭТИ вёл свои научные исследования профессор А.С. Попов. В первом в мире детекторном приёмнике, запатентованном в ведущих странах мира (Россия, Великобритания, Франция, США, Швейцария, Испания) им был применён усовершенствованный когерер (кристаллический диод) на основе контакта между окисленными в разной степени металлами (стальными иглами) и электродами (платиновыми или угольными). А.С. Поповым был разработан план научно-исследовательских работ в области исследования электромагнитных волн и их практического использования в различных диапазонах частот, в том числе исследования и разработки способов усиления слабых телефонных токов. С 1907 года ученик А.С. Попова В.И. Коваленков проводил эксперименты с трехэлектродными лампами. В 1910 году им была создана первая лампа, усиливающая слабые телефонные токи [1,2].

2. Формирование исследований и начало подготовки специалистов по электронике в ЭТИ — ЛЭТИ

Одним из важнейших движущих факторов научно-технологического развития и промышленного производства аппаратуры и развития элементной базы является их востребованность и наличие подготовленных кадров для разработки, внедрения и её эксплуатации. Наиболее остро проблема беспроводной связи, как и во времена А.С. Попова, стояла перед Флотом. С появлением новых технических возможностей (элементной базы) со стороны Флота должны быть разработаны и новые тактико-технические требования (ТТТ) к радиоаппаратуре. В структуре Радиотелеграфного депо Морского ведомства в 1911 году была организована научно-исследовательская лаборатория, ее первым научным руководителем стал один из ближайших коллег А.С. Попова А.А. Петровский, а сотрудниками — выпускники Санкт-Петербургского политехнического института А.А. Чернышев, Н.Н. Циклинский, В.И. Волюнкин, С.И. Зилитинкевич. Начиная с 1914 года, в исследованиях, проводившихся на Радиотелеграфном заводе Морского ведомства, принимал участие И.Г. Фрейман, окончивший ЭТИ в 1913 г. и работавший помощником делопроизводителя Межведомственного радиотелеграфного комитета Н.А. Скрицкого. В 1918 г. И.Г. Фрейман был мобилизован на флот на должность старшего радиотелеграфного приемщика, а в 1924 году стал первым председателем секции связи НТК Морских сил, продолжая дело Попова по вооружению флота новыми радиотехническими средствами. Ещё в 1913 году И.Г. Фрейман, посетил заводы Маркони в Англии и Телефункен в Германии, был в курсе последних достижений в этой области в мире. Если применение электронных ламп для усиления сигналов сомнения ни у кого не вызывало, то выбор пути развития генераторных устройств вызывал ожесточенную дискуссию. В своих первых публикациях (1915 – 1918) Фрейман писал о перспективах применения электронной лампы в беспроводной радиотелефонии, о возможности применения элек-

тронной лампы в радиопередатчиках [З. С.65—112]. В 1920 г. на Первом радиотехническом съезде в Нижнем Новгороде был заслушан доклад проф. И.Г.°Фреймана «О технических методах оценки пустотных приборов», в котором он привел перечень основных характеристик электронной лампы и некоторые формулы их расчета; 4 его последующих научных публикаций были посвящены вопросам развития электровакуумной техники [З. С.123—143; С.238—241].

В 1917 году в ЭТИ была создана первая в России кафедра беспроводной телеграфии. В 1920 году в ЭТИ была введена факультативная система, вся «слаботочная электротехника» была собрана на электрофизическом факультете (радиотехника, телеграфия, телефония, сигнализация). Это как раз те области техники, развитие которых требовало совершенствования элементной базы, и, в первую очередь, разработки новых электровакуумных приборов. С 1920 по 1941 годы лекции и практические занятия по проектированию электровакуумных приборов читал В.И. Волюнкин [4]. В 1921 году в ЭТИ была создана первая в России учебная научно-исследовательская электровакуумная рентгеновская лаборатория, разделенная в 1924 году на электровакуумную (проф. Н.А. Скрицкий) и рентгеновскую (проф. М.М. Глаголев). Основные кадры инженеров для решения задачи вооружения Флота современной радиоаппаратурой, поставленной в 1925 году перед Электротехническим трестом заводов слабого тока, осуществления перехода к использованию электровакуумной техники, были подготовлены в ЛЭТИ. Важным направлением в разработке аппаратуры для Флота была подводная связь и освещение подводной обстановки, т.е. развитие гидроакустики. По заданию секции связи НТК МС сотрудники ЛЭТИ А.А. Шапошников и Б.П. Козырев в 1924 г. приступили к созданию пьезокарцевого гидрофона. Системы связи и наблюдения Флота уже к началу 30-х годов прошли путь от "искры и дуги к электронной лампе", значительно расширив круг задач, решаемых ими в интересах повышения его эффективности. К началу 1930-х годов электровакуумная отрасль переходила от полукустарного изготовления ламп к промышленному. Для целенаправленной подготовки специалистов по электровакуумной технике в 1931 году в ЛЭТИ была организована специальность и создана кафедра электровакуумной техники. Руководителем кафедры стал А.А. Шапошников.

3. Заключение

Анализируя результаты научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, выполненных в рассматриваемый период, необходимо отметить, что 1920-е годы были ознаменованы стремительным продвижением электровакуумных приборов в бурно развивающейся технике средств электросвязи. Одним из важнейших условий успешности этого процесса было обоснование правильности данного направления, разработка научно-обоснованных требований к параметрам электровакуумных приборов и грамотных ТТЗ на аппаратуру, и подготовка кадров. Эти задачи были успешно решены в Ленинграде объединенными усилиями ведущих ученых, специалистов, радиоинженеров. И кафедра радиотехники ЛЭТИ внесла в этот процесс существенный вклад.

Список литературы

1. Золотинкина Л.И., Партала М.А. Научно-исследовательская деятельность профессора физики Электротехнического института императора Александра III А. С. Попова в 1901—1906 гг. (к 160-летию А. С. Попова) // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 9—15 сентября 2018 г.: материалы конф. в 9 т. Севастополь [и др.], 2018. Т. 8. С. 1815—1826.
2. Рогинский В.Ю. Краткий очерк научной, педагогической и общественной деятельности Коваленкова Валентина Ивановича // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011, №8. С. 119-124.
3. Имант Георгиевич Фрейман. Избранные труды / И.Г. Фрейман; к.т.н. Л.И. Золотинкина – сост., вступ. статьи; под ред. д.т.н. проф. В.Н. Ушакова. – СПб.: Изд. «Пропанганда», 2015. – 340 с.
4. Пестриков В. М. Жизнь и научная деятельность Виктора Иосифовича Волюнкина. Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий: материалы Междунар. науч.-техн. конф., посвященной 125-летию со дня рождения русского радиотехника, профессора Ленингр. ин-та киноинженеров Виктора Иосифовича Волюнкина, 26–28 октября 2016 г. / под общ. ред. В. М. Пестрикова. – СПб.: СПбГИКиТ, 2017. – 193 с.
5. Л.И. Золотинкина, Н.В. Скрицкий. Николай Александрович Скрицкий - один из первых отечественных радиоинженеров // Электросвязь. История и современность № 2, 2006. С 25-29. (Приложение к журналу Электросвязь № 7.2006 г.)

История становления теории сфокусированных полей и перспективы развития

¹ Ведыкин Д. А.

¹ Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, ул. Карла Маркса, д. 10, 420111, Российская Федерация
denis_ved@mail.ru

Аннотация: Рассматривается история становления и развития теории сфокусированных электромагнитных полей и перспективы развития. Показано, что идея концентрации электромагнитного поля в замкнутой области трехмерного пространства начала формироваться к концу 40-х годов XX в. и с развитием компьютерной техники и средств программирования стала бурно развиваться с середины 80-х годов по наши дни.

1. Введение

В настоящее время всё более широкое применение при проектировании антенн и микроволновых технологических установок находят сфокусированные антенные системы. Развитие средств математического и электродинамического моделирования позволило значительно продвинуться в задачах проектирования сфокусированных антенных систем различных конфигураций, однако сама идея концентрации электромагнитного поля в некотором объеме пространства была предложена в конце 40-х годов XX в. Рассмотрим основные этапы становления теории сфокусированных антенн.

2. История становления теории сфокусированных полей и перспективы развития

Развитие теории сфокусированных антенн является неотъемлемой частью общей теории антенн. Вопросы о возможности фокусировки электромагнитного поля, его распределения и свойствах ставили перед собой ученые многих стран мира. К одной из первых работ, посвященных анализу свойств сфокусированных апертур можно отнести статью американского ученого R.S. Wehner [1]. В данной работе обсуждаются свойства антенн со сфокусированной апертурой, основанных на теории дифракции Френеля, для случая непрерывной плоской круговой апертуры. Дальнейшим развитием идеи сфокусированной антенн стали труды [2,3] ученых W.J. Sherman и W.J. Graham, посвященные анализу свойств сфокусированных полей при квадратичном фазовом распределении. Известна работа J. Musil [4], в которой рассматриваются особенности расчета распределения напряженности электрического поля круговой антенны, сфокусированной в зоне Френеля и определяются основные свойства рассматриваемой антенны. В работе американского ученого R.C. Hansen [5] рассматриваются вопросы связанные с оценкой коэффициента направленного действия сфокусированной антенны и представлены формулы для расчета границы дальностей, для которых наблюдается превышение коэффициента направленного действия сфокусированной антенны относительно несфокусированной. Автор отмечает, что для малых расстояний выбор системы сфокусированной или несфокусированной по фазе также ограничен, соответствующий подбор фаз способствует улучшению связи между антеннами, но на практике может быть достигнут только с использованием антенных решеток.

В дальнейшем, в своей работе [6] R.C. Hansen исследовал влияния уменьшения размеров области фокусировки на уровень бокового излучения при различных амплитудных распределениях для линейной антенны. Ширина области фокусировки в этом случае может быть оценена по формуле

$$\frac{W}{L} = \frac{r_0}{L^2/\lambda} \text{ или } WL = r_0 L. \quad (1)$$

В этом случае плотность потока требует минимизации размеров области фокусировки, которое может быть достигнута максимизацией размеров антенны и снижением длины волны. Плотность потока мощности в этом случае может быть оценена как

$$P_D = \frac{PG}{4\pi r^2}, \quad (2)$$

где P – излучаемая мощность, G – коэффициент усиления антенны. Следует отметить, что коэффициенты усиления для сфокусированной антенны и несфокусированной антенны не одинаковы. Также отмечается, что фокусное расстояние не эквивалентно расстоянию до точки фокусировки. При этом для дальней зоны плотность потока мощности по грубым оценкам может быть оценена как

$$P_D = \frac{PL^2}{r^2\lambda^2}. \quad (3)$$

В работе рассматриваются вопросы расчета распределения мощности для сфокусированной антенны. Показано, что для типовой антенны, используемой для передачи электромагнитных полей высокой мощности, необходимо использовать антенные решетки. Для решения задачи переменной фокусировки антенные решетки могут быть различных форм: квадратные, круглые, шести-, восьмиугольные и т.д.

Активно велись работы над развитием теории сфокусированных апертур и в Советском Союзе. Одним из основоположников теории сфокусированных антенн является Яков Соломонович Шифрин, известный советский и позднее украинский ученый, радиофизик, специалист в области теории антенн и распространения радиоволн, основоположник статистической теории антенн. Одна из первых работ ученого [7] рассматриваются вопросы посвященные статистическим параметрам линейной антенны, функционирующей в зоне Френеля. Авторами получены выражения для средней интенсивности поля линейной антенны в зоне Френеля при наличии случайных фазовых ошибок в распределении источников. Также рассмотрены и интегральные энергетические характеристики поля, иллюстрирующие распределение излучаемой мощности в различных областях пространства. Следующие работы [8,9] посвящены исследованиям статистики поля линейной разреженной неэквидистантной антенной решетки со случайными ошибками в возбуждении её элементов. В работах детально анализируются поперечное и продольное распределение интенсивности и дисперсии интенсивности поля неэквидистантной антенной решетки в зоне Френеля и отмечается, что случайное размещение элементов решетки и фазовые ошибки их возбуждения приводят к разрушению интерференционной картины поля. Показано, что относительная величина флуктуаций интенсивности поля (отношение среднеквадратичного отклонения (СКО) интенсивности поля к ее среднему значению) возрастает по мере углубления в зону Френеля при увеличении дисперсии фазовых ошибок и степени разрежения решетки $k[p]=NM$, где N – количество узлов т.н. «густой» антенной решетки, M – количество элементов неэквидистантной разреженной антенной решетки.

В настоящее время разработкой и обобщением теории сфокусированных полей занимаются видные ученые, такие как Должиков В.В., Седельников Ю.Е. и другие. Фокусировка электромагнитной поля, в том числе широкополосных открывает значительные перспективы по выработке новых технических решений в задачах повышения потенциала радиосвязи, построения адаптивных микроволновых комплексов и систем неразрушающего контроля. Эти и многие другие вопросы рассмотрены в работе [10,11].

Список литературы

1. R.S. Wehner, Limitations of Focused Aperture Antennas, October 1949.
2. J.W. Sherman, Properties of Focused Apertures in the Fresnel Region, IEEE Trans. Antennas and Propagation, 1962. Т. 10, - №4. – С.399-408.
3. W.J. Graham, Analysis and Synthesis of Axial Field Patterns of Focused Apertures, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, no. 4, July 1983, pp. 665-668.
4. J. Musil Properties of antennas focused in the Fresnel zone Czechoslovak Journal of Physics Volume 17, Number 10, 1967, pp 874-888.
5. R.C. Hansen, Microwave scanning antennas // Academic press New York and London, 1964, V.1, p. 536..
6. R.C. Hansen, Focal Region Characteristics of Focused Array Antennas // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 1985. Т. AP-33. - No 6. - С.1328-1337.
7. Шифрин Я.С. О статистике поля линейной антенны в зоне Френеля / Я.С. Шифрин, Ю.М. Бородавко // Радиотехника и электроника, 1988. Т.33. №9. С. 1870-1878.
8. Шифрин Я.С. Поле случайных антенных решеток в зоне Френеля / Я.С. Шифрин, В.А. Назаренко // Радиотехника и электроника, 1991. Т.31. С.52-62
9. Шифрин, Я.С. Статистика поля неэквидистантных антенных решеток в зоне Френеля / Я.С. Шифрин, В.А. Назаренко // Харьк. ин-т радиозлектрон. (Харьков), 1988. -34 с. : ил. -12
10. Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля : монография / под общ. ред. Ю.Е. Седельникова, Н.А. Тестоедова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. -Красноярск, 2015. -308 с.
11. Седельников, Ю.Е. Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу / Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. Т. 18. № 3-1. С. 23-30.

Трудный путь радиотехнической науки и промышленности в Томске

Шарыгина Л.И.

Томский университет систем управления и радиоэлектроники

Аннотация: Рассматриваются вопросы становления и развития радиотехнической науки и промышленности в г. Томске в 1940–2010-е гг. Показаны достижения научных школ, а также проблемы профильных предприятий в постсоветское время.

До Великой Отечественной войны не только Томск, но и вся Сибирь не могла похвастаться развитой промышленностью. Однако война кардинально изменила ситуацию: руководство Советского Союза начало эвакуацию крупных промышленных предприятий за Урал. Оборудование крупных предприятий Европейской России срочно передислоцировалось на восток страны и устанавливалось в любые пригодные для этого помещения, а порой прямо под открытым небом. И только потом вокруг уже работающих станков возводились здания. Так появились первые томские крупные заводы.

В первый год войны в Томске заработало несколько заводов, среди которых Томский завод измерительной аппаратуры, созданный на базе части ленинградского завода «Радиот» и «Московского радиозавода № 2 НКО». За годы войны завод выпустил 55 950 миноискателей, 27 154 комплекта радиооборудования для танков, а также медицинские радиозонды и другое оборудование. Производство миноискателей стало визитной карточкой завода, они выпускались здесь до конца его существования [1].

После окончания войны все эвакуированные предприятия остались в Томске и продолжали работать, способствуя развитию города и всего сибирского региона. Из тихого провинциального городка Томск превратился не только в научный, но и в один из промышленных центров Сибири. В 1944 г. в городе появилась первая радиоккомпания – Комитет по радиофикации и радиовещанию Томского облисполкома, а в 1945 г. началось регулярное радиовещание. В 1955 г. в Томске впервые за Уралом начал работать телецентр [2].

В 1948 г. был создан Государственный завод № 675 Минсредмаша СССР, в 1966 г. получивший наименование Томского радиотехнического завода. Предприятие занималось выпуском в основном оборонной продукции, а также товаров народного потребления, таких как магнитофоны «Томь» и CD-плееры «Реатон» [3]. Портативные магнитофоны «Томь» были гордостью томичей, они поставлялись на экспорт – в страны социалистического содружества.

В 1951 г. по инициативе директора Всесоюзного научно-исследовательского института электромеханики академика А.Г. Иосифьяна на основании распоряжения Совета Министров СССР от 11.05.1951 № 7156 и приказа Министра электротехнической промышленности СССР от 23.05.1951 № 230 в Томске образован НПП «Полюс» – филиал ВНИИЭМ в зоне Сибири и Дальнего Востока [4]. Томский филиал должен был стать научно-исследовательским центром для решения проблем сугубо электромеханического профиля. Инженеры «Полюса» разработали и внедрили в производство большое количество контрольно-измерительных приборов и комплексов. В июне 1965 г. «Полюс» возглавил П.В. Голубев, с деятельностью которого связаны масштабный рост производственных площадей, строительство новых корпусов, активное расширение социальной сферы. Благодаря коллективным усилиям руководства и коллектива «Полюс» превратился в первоклассное предприятие, прорвавшийся в ряды создателей космической техники. В 1996 г. из Министерства машиностроения НПО «Полюс» было передано в Российское космическое агентство и в настоящее время является дочерним предприятием ИСС им. академика М.Ф. Решетнева.

В 1955 г. при Томском заводе измерительной аппаратуры создано специальное конструкторское бюро № 625, в 1966 г. переименованное в ТКБ «Проект» [5]. Основным видом деятельности предприятия стало проведение научно-исследовательских, в том числе фундаментальных, и опытно-конструкторских работ по созданию дефектоскопических устройств специального назначения: разработка металлоискателей для народного хозяйства, контрольно-измерительной аппаратуры и автоматизированных измерительных комплексов для систем связи различного назначения, исследования и разработки в области микроэлектроники, волоконной оптики, прикладной сверхпроводящей электроники.

В 1960 г. на базе СКБ вычислительной техники и Томского завода математических машин создано Томское производственное объединение «КОНТУР», основная деятельность которого – разработка и производство средств автоматизации и автоматизированных комплексов [3].

На рубеже 1950–1960-х гг. в Томском государственном университете и Сибирском физико-техническом институте уже существовала школа по материаловедению. Ее специалистами в 1964 г. в Томске был открыт Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов. Директором института и его научным руководителем стал В.А. Преснов [6]. В НИИПП были разработаны процессы получения эпитаксиальных структур широкой номенклатуры для СВЧ изделий (диодов Ганна, смесительных, умножительных, детекторных, импульсных диодов), оптоэлектронных диодов ИК-диапазона, интегральных схем. В 1967 г. при НИИПП был создан опытный, а позднее серийный завод по выпуску полупроводниковых приборов, разрабатываемых в подразделениях института. НИИПП сегодня – одно из успешных предприятий Томска, которое продолжает свои традиции. Аппараты, в которых применялись изделия оптоэлектроники НИИПП, побывали в космосе, на Венере и Луне.

В послевоенные годы в Томске начата подготовка инженеров-радиотехников: в Политехническом институте был открыт радиотехнический факультет. В 1962 г. по инициативе Г.С. Зубарева организован Томский институт радиоэлектроники и электронной техники (ТИРЭТ, ныне ТУСУР), ставший кузницей специалистов для электронной и радиотехнической промышленности на долгие годы, его выпускники работают не только в России, но и во многих странах ближнего и дальнего зарубежья. Параллельно с обучением студентов в вузе выполнялись исследования для промышленности, возникли научные школы. В Томске на базе ТУСУРа и СФТИ проводились научные исследования по радиолокации ионизированных метеорных следов, проектировались и тестировались СВЧ метеорологические радары с фазовыми системами определения направления. В это же время начаты исследования в сфере пассивной радиолокации, продолжающиеся и сейчас. Одно из главных направлений исследований – распространение радиоволн в тропосфере [7]. Проведены эксперименты на Северном Кавказе, в Крыму и на Курильских островах. Под руководством Г.С. Шарыгина были организованы морские рейсы для исследования тропосферного распространения радиоволн над морем, опубликован Тропосферный радиоклиматический атлас Тихого океана [8].

В конце 1980-х – начале 1990-х гг., когда появилась возможность создания небольших предприятий на основе частного капитала, в Томске было открыто несколько таких предприятий, успешно работающих до сегодняшнего дня, среди них ЭлеСи, Элком+ и др. В 1991 г. В.Я. Гюнтер с командой из семи человек создал на базе научной лаборатории ТУСУРа предприятие «Микран» [9], первой продукцией которого стали маломощные усилители для приемных антенн. Позднее были разработаны и запущены в производство оборудование радиорелейных станций серии «МИК-РЛ», радиолокационные комплексы для речных и морских судов с использованием глобальных спутниковых систем. Микран вошел в ТОП-5 быстроразвивающихся высокотехнологичных компаний России и включен в список «Национальных чемпионов» страны.

Начало 2000-х гг. стало трагичным для многих предприятий Томска. Финансовый кризис, отсутствие заказов, жесткая и зачастую некорректная конкуренция не позволили удержаться на плаву многим предприятиям. С 2010 г. не существует Томского радиотехнического завода [3]. Конкурентные войны стали причиной гибели в 2012–2014 гг. НПО «КОНТУР» [3]. В 2013 г. прекратил свое существование Томский завод измерительной аппаратуры [1], после многочисленных реорганизаций не удалось выжить и ТКБ «Проект» [5].

Однако ряд инновационных предприятий продолжает успешно работать. Нет сомнения, что, пережив сложные переходные годы, Томск вернется в лидеры в области разработки и внедрения новых технологий и новых образцов современного радиоэлектронного оборудования.

Список литературы

1. Последние дни Томского завода измерительной аппаратуры // Агентство новостей ТВ2. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://tv2.today/Istoriia/Poslednie-dni-tomskogo-zavoda-izmeritelnoy-apparatyury> (дата обращения: 18.04.2021).
2. Шарыгина Л.И. История радиотехники / под науч. ред. Г.С. Шарыгина. Томск : Изд-во ТУСУРа, 2017. 548 с.
3. Центр документации новейшей истории Томской области. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://cdnito.tomsk.ru/>
4. АО НПП «Полус» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://polus.tomsknet.ru/?id=11>
5. Архивный путеводитель. Фонд № 6214. Научно-исследовательский институт «Проект» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://alertino.com/ru/1645>
6. Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.niipp.ru/>
7. Sharygin G., Sharygina L. Long-Distance Tropospheric Propagation Investigations in USSR Last Century // HISTELCON 2010 Conf. Proceedings. Madrid, 2010. 5 p.
8. Troposphere Radioclimatic Atlas of the Pacific Ocean / G.S. Sharygin (ed.). Tomsk : TUCSR, 2000. 172 p.
9. Микран [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.micran.ru/>

История радиолюбительского движения в Севастополе

Пузанков Л.А.

Российский телеграфный клуб

г. Симферополь, Республика Крым, Российская Федерация

r7ka@mail.ru

***Аннотация:** В докладе раскрывается история возникновения радиолюбительского движения в Севастополе с начала 20-го века, общего понятия радиолюбительства и активного развития радиоспорта в городе. Важной составляющей развития радиолюбительства и радиоспорта отмечена роль активистов этого движения и их персональный вклад в этот процесс.*

1. Введение

Как свидетельствуют факты, изобретатель радио Александр Степанович Попов в своих практических действиях в нашей стране фактически был первым радиолюбителем. Характерно, что для испытания своих радиостанций Александр Попов в 1899 году отправился в Севастополь. «Черноморский флот был основным испытательным полигоном и основным объектом внедрения оборудования для телеграфирования без проводов» [3].

2. Основная часть

В докладе приводятся данные по истории возникновения и развития радиолюбительского движения в Севастополе в довоенный период и после Победы в Великой Отечественной войне 1941-1945 г.г.

Учитывая важную роль **коллективных** любительских радиостанций для развития радиолюбительства, в городе стали открываться радиостанции при школах, институтах, заводах, спортивно-технических клубах ДОСААФ города, на которые стали ходить неравнодушные к радио энтузиасты.

Создание Федерации радиоспорта и включение этого технического вида спорта в состав Единой Всесоюзной спортивной классификации (ЕВСК) способствовало активизации радиоспортсменов в нашей стране, в том числе и в Севастополе. Особо хочется подчеркнуть активность радиолюбителей в среде военнослужащих Краснознаменного Черноморского флота. Здесь уместно отметить благоприятное отношение командования КЧФ к увлечению личного состава радиоспортом.

Большое внимание уделено активистам, Чемпионам и призерам соревнований по различным видам радиоспорта в городе. О некоторых из них в материалах доклада сообщается более подробно.

Среди них рабочие предприятий города, школьники, студенты и преподаватели ВУЗов, в частности Севастопольского приборостроительного института), военнослужащие (моряки КЧФ и др).

3. Заключение

Отдавая дань глубокого уважения и памяти первым радиолюбителям города Севастополя, наставникам и энтузиастам этого хобби, выражаем уверенность, что ныне живущие в городе-герое поклонники этого уникального вида спорта внесут достойный вклад в дальнейшее его развитие.

Список литературы

1. В. Меркулов. Отдельные эпизоды истории радиолюбительства // Радио. 2008. № 4. С. 6—10.
2. Наталья Пупкова. Если бы не Крым... Мир остался бы без радио, а Европа – без биостанции // Крымская Правда, Симферополь. 17 сентября 2013.
3. Yermolov P.P., Vorobyov V.V. A. S. Popov and the Black Sea Fleet (to the 150-th anniversary). В сб. : 2009 19th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. Conference Proceedings. 2009. С. 23—29.
4. Леонид Пузанков. История радиолюбительского движения и радиоспорта в Крыму. Симферополь : Форма, 2010. 200 с.
5. Члиянц Г.А. Листая старый “USSR Callbook (1925-1941)”. Львов. 2005.
6. Шандор Радо. Под псевдонимом ДОРА. Военное изд-во МО СССР. 1973.
7. Леонид Пузанков. Юлий Черкасов — наш чемпион // Радио. 2018. № 12. С. 45—46.

Наземный радиотехнический комплекс «Плутон» (к 60-летию запуска межпланетной станции «Венера-1»)

Афонин И. Л., Поляков А. Л., Дидус В. Т.

Севастопольский государственный университет

299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация

E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

Аннотация: Крым можно по праву называть космическим регионом России. Крым и космос стали неразрывно связанными с 4 октября 1957 года, когда был запущен первый искусственный спутник Земли, а поблизости Симферополя (в поселке Школьное) заработали радиотехнические системы управления 10-го НИПа (наземного измерительного пункта). А уже через четыре года в 1961 году под Евпаторией (с. Витино) был создан ЦДКС (центр дальней космической связи). 12 февраля 1961 года радиотехнические средства ЦДКС осуществляли управление первой межпланетной станцией «Венера-1».

1. Введение

Наша страна владеет богатыми традициями в области освоения дальнего космоса. Это является составной частью ее космической деятельности. Изучение и освоение дальнего космоса было одним из программных стремлений основоположников практической космонавтики. В современных условиях реализации космических программ освоения дальнего космоса является символом достижений науки и техники, стимулирующим фактором их дальнейшего развития.

Для обеспечения полетов межпланетных космических аппаратов (КА) нужны специальные радиосистемы дальней космической связи с дальностью действия до сотен миллионов километров. И такие станции были созданы нашей страной в шестидесятых годах прошлого века. Именно в 1959 году заработал временный Центр дальней космической связи в пос. Симеиз в Крыму. Он был оснащен радиотехническими средствами, которые создал коллектив разработчиков под руководством М. С. Рязанского¹. А уже в конце 1960 года Государственной комиссией был принят Центр дальней космической связи (ЦДКС) под Евпаторией. Техническую основу центра составил радиотехнический комплекс «Плутон».

2. Теоретическая часть

12 апреля 1961 года — исторический старт корабля «Восток» с Ю. А. Гагариным. Эпохальное событие вселенского масштаба, которое будоражило сердца и умы всех во всем мире. Может быть менее значимое событие в человеческом понимании, но неосцимемо важное с точки зрения исследований дальнего космоса произошло двумя месяцами ранее — 12 февраля 1961 г. 60 лет прошло с момента запуска межпланетной станции «Венера». Основу системы управления станцией составлял наземный радиотехнический комплекс дальней космической связи (НРТК ДКС) «Плутон». На рис.1 показана одна из трех полноротных антенных систем комплекса АДУ-1000².

Современный специалист в области радиотехники, взглянув на структурную схему комплекса не увидит в ней ничего оригинального (для наглядности схема показана на рис.2). Малошумящие усилители, супергетеродинный приемник, классическое передающее устройство, система единого времени да несколько специализированных подсистем, таких как, например, система приема телеметрической информации. Но это сейчас, а более полувека назад комплекс олицетворял собой великий гений научной и инженерно-конструкторской мысли. Начало исследований дальнего космоса было положено запуском Станции «Венера-1». Но сам запуск был бы невозможен без наличия надежной системы управления межпланетной станцией, основу которой составлял НРТК «Плутон».



Рис. 1

¹ Михаил Сергеевич Рязанский (05.12.1909—05.08.1987) — советский ученый и конструктор в области ракетно-космической техники. Член-корреспондент АН СССР. Герой Социалистического Труда. Лауреат Ленинской премии, лауреат Сталинской премии второй степени [2].

² Фото из личного архива Полякова А. Л.

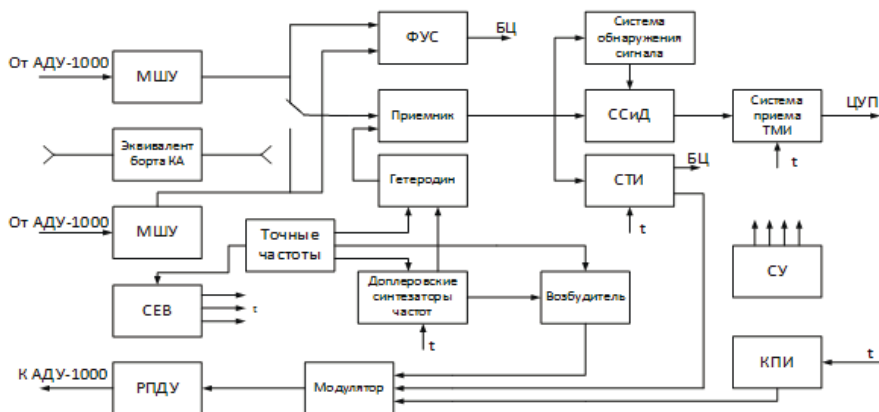


Рис. 2.

Несмотря на то, что тема доклада не предполагает вдаваться в техническую сторону вопроса, некоторые технические характеристики комплекса все же следует обозначить, ввиду их уникальности. Связь со станцией «Венера-1» поддерживалась на расстоянии 23 млн. км, а с запущенной годом позже станцией «Марс» — 104 млн. км. Работу на таких дальностях обеспечивали шесть передающих устройств общей мощностью 60 кВт при непрерывном излучении. [1] Для того времени уникальным являлся и тот факт, что наведение антенн АДУ-1000 осуществлялось системой цифрового программного управления, которая была разработана и реализована под руководством Я. А. Хетагурова³.

В 2014 году после воссоединения Крыма с Россией радиотехнические средства управления КА, в том числе и комплекс «Плутон» приняла войсковая часть 81415. Была начата новая страница истории Крыма космического.

3. Заключение

Ход истории остановить невозможно. Течет время, развиваются технологии, совершенствуются технические средства, продолжаются исследования космических пространств. Но и сегодня абсолютно очевиден тот факт, что без радиотехнических систем и комплексов дорога в космос для человечества была бы закрыта. Именно благодаря тому, что радиотехника не стоит на месте, а постоянно совершенствуется, мы можем ставить перед собой самые амбициозные задачи по исследованию дальнего космоса, поиску братьев по разуму во Вселенной.

Список литературы

1. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под ред. Е. П. Молотова. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. - 232 с. - ISBN 978-5-9221-0921-5.
2. Михаил Сергеевич Рязанский [Электронный ресурс] — <http://sm.evg-rumjantsev.ru/desingers/ryazanskij-mikhail-sergeevich.htm> (дата обращения 10.05.21 г.)
3. Ярослав Афанасьевич Хетагуров [Электронный ресурс] — <https://concern-agat.ru/novosti/21-sobytiya/293-khetagurov-yaroslav-afanasevich-nekrolog.html> (дата обращения 10.05.21 г.)

³ Ярослав Афанасьевич Хетагуров — выдающийся советский и российский ученый в области информационно-управляющих систем и цифровой вычислительной техники. Доктор технических наук, профессор. Лауреат Ленинской премии, премии Совета министров СССР и премии Министерства высшего образования СССР. Награжден орденами Ленина, Октябрьской революции, Дружбы [3].

Огненные детекторы беспроводной телеграфии

Пестриков В.М.

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
Россия, 191119, Санкт-Петербург ул. Правды 13
pvm205@yandex.ru

Аннотация: Исследована история проведения экспериментов американского радиотехника Ли де Фореста по поиску конструкции чувствительного и стабильного детектора сигналов беспроводного телеграфа на основе газовой горелки. Разработанные детекторы пламени стали прообразом двухэлектродных и трёхэлектродных аудионов с содержанием газа низкого давления.

1. Введение

Вечером 10 сентября 1900 г. Ли де Форест проводил эксперименты с электролитическим детектором беспроводных сигналов при свете горелки Вельсбаха (*Welsbach burner*). Он обратил внимание на то, что свет тускнел и снова становился ярче, когда работал небольшой искровой передатчик. Форест посчитал, что открыл новый детектор беспроводных волн. Эта интерпретация увиденного явления оказалась ошибочной, поскольку хлопки в ладоши производили тот же эффект, показывая, что на пламя воздействовал звук искр, а не электромагнитное излучение.

19 сентября 1900 года, то же вечером, были проведены эксперименты по выяснению того факта, каким образом работа индукционной катушки влияет на свет, излучаемый горелкой Вельсбаха. В результате регулировки потоков воздуха и газа, было получено условие, при котором свет легко реагировал на воздействие искры катушки. Форест доказал, что наблюдаемый необычный эффект является акустическим, а не электрическим. Восторг по поводу этого поразительного открытия пережил его разочарование. Иллюзия достигла своей цели. Форест пришел к убеждению, что в газах, окружающих раскаленный электрод, присутствуют скрытые силы или нереализованные явления. Это наблюдение подтолкнуло Фореста на путь экспериментов с ионизированными газами, сначала в открытом пламени, а затем и в герметичном стеклянном баллоне.

2. Поиск новой конструкции детектора

После экспериментов с горелкой Вельсбаха Форест стал искать такую конструкцию детектора для качественного приема радиоволн, за которую ему не пришлось бы платить роялти. С этой целью он провел серию экспериментов и пришел к выводу, что такой детектор должен содержать нагревательный элемент. В этой мысли он еще более укрепился, когда провел эксперименты с бунзеновской горелкой.

В 1903 году Ли де Форест проводил эксперименты в небольшой лаборатории на улице Темза 11 (*Thames Street*), в нижнем Манхэттене (*lower Manhattan, район Нью-Йорка*) и обнаружил, что детектором могут служить нагретые металлические электроды, расположенные на некотором расстоянии друг от друга. Во время эксперимента, в пламя бунзеновской горелки он поместили два электрода, в качестве которых были использованы медные пластинки. К одному электроду была подключена антенна, а к другому – земля, а параллельно электродам – наушники. В качестве источника радиоволн использовался малоомощный искровой передатчик, находившийся в лаборатории. В экспериментах расстояние между отправляющей и принимающей точками не имело значения, так как главным являлось наличие сигнала в пространстве помещения, который способен был принять приёмник с детектором пламени. При приеме антенной радиоволн в телефонах появлялся четко выраженный сигнал. В такой необычной схеме нагретые два электрода выполняли функцию детектора. На конструкцию этого радиоприемника Ли де Форест получил американский патент US824638 от 26 июня 1906 г., рис. 1. В этом же патенте он привел также схему радиоприемника на двухэлектродном детекторе с нагревом газовой горелкой, который индуктивно связан с антенной и землей [1].

В патенте US824638 целью изобретения явилась разработка детектора колебаний, который не требует для своей работы отдельной гальванической батареи. В описании патента Форест впервые сформулировал требования к конструкции детектора с источником тепла, который способен реагировать на электрические колебания беспроводной телеграфии.

Работа детектора пламени, сразу выявила две очевидные проблемы. Влияние воздушных потоков на способность пламени обнаруживать сигналы. Во-вторых, два общих электрода, используемых как для тока антенны, так и для тока батареи, стали причиной появления обходного пути для сигнала вокруг пламени, что привело к снижению чувствительности приёмника.

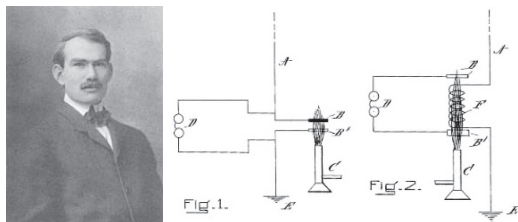


Рис. 1. Ли де Форест (1907 г.) и схемы радиоприемников с двухэлектродным детектором с подогревом газовой горелкой из его патента US824638 с приоритетом от 20 января 1906 г.

Решение первой проблемы было найдено в защите пламени от воздушных потоков. Вторая проблема была решена путем введения в пламя 4-х электродов. Именно этот эксперимент натолкнул де Фореста на мысль о том, что влияние высокочастотных импульсов производит лучшее воздействие на проводящую среду с помощью третьего электрода. Этот третий электрод в дальнейшем получил название «сетка».

Ли де Форест разработал большое количество конструкций двухэлектродных детекторов с газовой горелкой и детально их изучил [2]. Вскоре де Форест установил, что нет нужды нагревать два электрода, достаточно нагревать один, а другой сохранять холодным.

Во время экспериментов с детекторами пламени де Форест столкнулся с рядом непонятных проблем. Он заметил, что малейший порыв воздуха может вывести пламя из-под его тонкой настройки, тем самым изменив работу устройства и сделав прием нестабильным. Это наблюдение повергло де Фореста в уныние, поскольку убедило его в том, что какими бы успешными ни были его испытания детектора пламени и какие бы электроды он ни использовал, практическое использование такого устройства, например, на борту корабля, невозможно. В этот раз именно дуновение воздуха повернуло все против него. Если в первый раз, дуновение воздуха заставило слабо трепетать пламя горелки Вельсбаха, и вдохновило де Фореста на эксперименты с детектором пламени, то в это раз к нему пришло осознание того факта, что он зашёл в тупик.

3. Заключение

Исследования Ли де Фореста с детекторами пламени, показали, что газовая струя на которой строится срабатывающее действие такого чувствительного устройства, позволяет обнаружить электромагнитные колебания в пространстве. Однако, против практической эффективности такого детектора действует его нестабильность и высокая чувствительность. Это связано с тем, что пламя мгновенно реагирует не только на волны Герца, но и на воздушные потоки. В связи с этим, такие детекторы не могут быть использованы в коммерческой беспроводной связи. Эти факты заставили де Фореста переключиться на другой тип теплопроизводящей среды, которая обладает необходимой стабильностью. Он перешел от экспериментов с ионизированными газами в открытом пламени к экспериментам в закрытом стеклянном баллоне и нагреве газа до ионизации с помощью внешней горелки Бунзена или путем пропускания электрического тока через углеродные или танталовые нити.

Список литературы

1. Lee De Forest. Oscillation responsive device. Patent US824638. Patented June 26, 1906. Application filed January 20, 1906.
2. Butler Frank E. Birth of the audion // Radio-craft.1947. No.1. P.22-26.

Севастопольский топоним «Радиогорка»: мифы и факты

Ермолов П. П., Яковлева Т. В.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppyermolov@sevsu.ru

Аннотация: Рассмотрены источники, объясняющие происхождение севавтопольского топонима «Радиогорка». С привлечением архивных материалов доказана ошибочность факта нахождения радиостанции при проведении испытаний оборудования беспроводной телеграфии под руководством А. С. Попова на мысе Радиогорка в 1901 г. Отмечается факт существования фейковой книги «Радиогорка» авторов Jesse Russell и Ronald Cohn.

1. Введение

Радиогорка — микрорайон, расположенный на Северной стороне города Севастополя, на северном берегу Севастопольской бухты, входит в состав территории Нахимовского района, а также мыс, на котором расположен микрорайон. Музеем героической обороны и освобождения Севастополя в 2000 и 2008 гг. подготовлены и выпущены два издания «Севастополь. Энциклопедический справочник» [1, 2]. Объяснение происхождения топонима «Радиогорка» отличаются в первом и втором издании справочника. В настоящем докладе с привлечением архивных материалов доказана ошибочность факта нахождения радиостанции при проведении испытаний оборудования беспроводной телеграфии под руководством А. С. Попова на мысе Радиогорка в 1901 г.

2. Анализ версий энциклопедического справочника. Отчет А. С. Попова об опытах 1901 г.

Итак, в первом издании происхождение топонима объясняется следующим образом: «... на этом месте в начале XX в. находилась радиостанция, оборудование которой было в 1918 вывезено немецкими войсками, захватившими Севастополь». Второе издание дает иную версию: «... на этом месте в 1901 находилась радиостанция, устроенная изобретателем радио А. С. Поповым».

Автором первой версии (в справочнике 2000 г.) указан краевед Е. В. Веникеев (1939—1994), в траурной рамке, но без ссылки на источник (в первом издании ссылки в статьях отсутствуют, указаны только авторы статей). Автором версии во втором издании справочника, вышедшем через 14 лет после ухода из жизни Е. В. Веникеева, также указан Е. В. Веникеев, но уже без траурной рамки (?). Во втором издании ссылки на источники присутствуют, и в качестве источника статьи «Радиогорка» указано учебное пособие [3]. Пособие издано в 1996 г., и, естественно, Е. В. Веникеев никак не мог принимать участие в его подготовке.

На самом деле как в 1899, так и в 1901 гг. радиотелеграфирование производилось только между кораблями Черноморского флота (в 1901 г. — «... во время следования практической эскадры Черного моря из Севастополя в Новороссийск»¹, и никак не между берегом и кораблями.

Автором (или, возможно, «репостером») мифа о происхождении топонима «Радиогорка» во втором издании справочника [2] следует считать автора раздела «Топонимика Севастополя» в пособии [3] В. Г. Шавшин, но никак не Е. В. Веникеев. Неточности, допущенные во втором издании самого авторитетного справочника о Севастополе, вызывают сожаление.

Наиболее вероятным происхождением топонима «Радиогорка» следует считать версию, представленную в первом издании справочника [1].

3. «Проект» «авторов» Jesse Russell и Ronald Cohn

Джесси Рассел и Рональд Кон (Jesse Russell и Ronald Cohn) — эти люди указаны в российских и зарубежных онлайн-магазинах как авторы сотен тысяч (!) книг. Книги зачастую недешевые и написаны на самые разные темы: от выведения лошадей до биографий политиков и средневековой архитектуры. Но на проверку оказывается, что никаких Рассела и Кона не существует, а книги являются фейком. Medialeaks² рассказывает, кто может стоять за мифическими авторами, как мошенники зарабатывают с помощью поддельных книг.

¹ Отчет А. С. Попова об опытах телеграфирования без проводов во время следования практической эскадры Черного моря из Севастополя в Новороссийск 19 и 20 августа 1901 г. 2 февраля 1902 г. — ЦГА ВМФ, фонд МТК, д. 53, 1898—1902 гг., ч. 2, лл. 13, 15.

² <https://medialeaks.ru/1710bva-cto-takie-jesse-russell-and-ronald-cohn/> (25.04.2021).

В числе книг авторов Jesse Russell и Ronald Cohn есть и книга «Радиогорка» (рис. 1). В качестве аннотации к книге взята статья из Википедии с видоизмененным мифом о происхождении топонима: «Свое название район получил в связи с событиями, которые происходили здесь в начале XX века, А. С. Попов испытывал в этих краях первую радиосвязь. Принимающая и передающая станции были на холме за Константиновской батареей и на центральном городском холме на Южной стороне бухты».

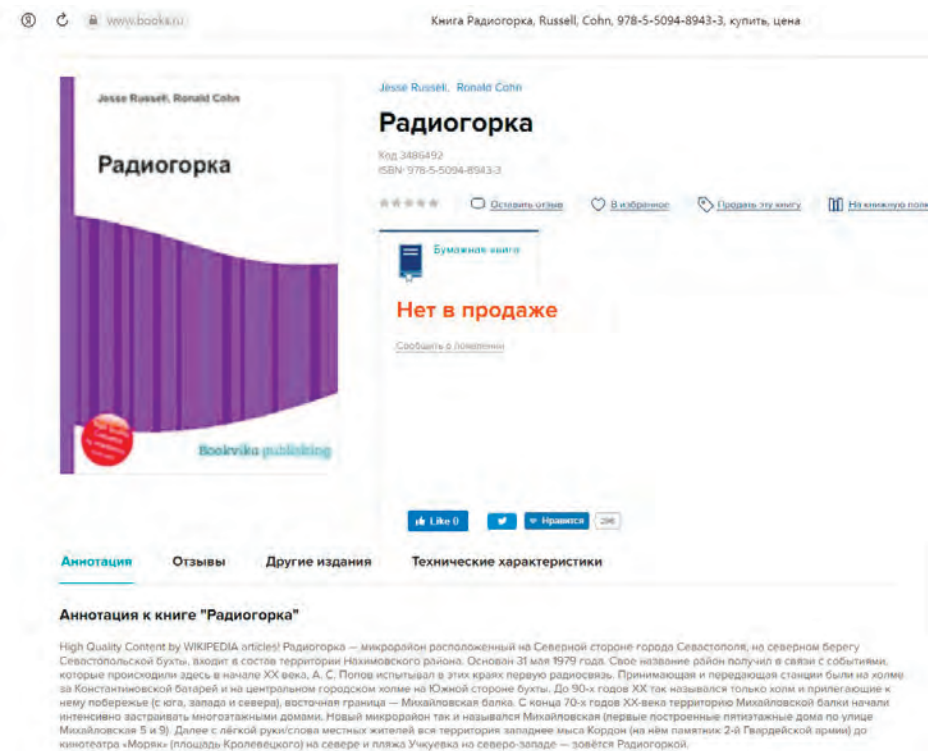


Рис. 1. Скриншот интернет-страницы с выходными данными книги

В интернет-магазинах присутствуют все атрибуты «бумажной книги»: международный стандартный номер книги (ISBN: 978-5-5094-8943-3), год издания (2013), количество страниц (101), язык (русский), мягкая обложка и даже вес (0.16 кг).

4. Заключение

Наиболее вероятной версией происхождения севастопольского топонима «Радиогорка» является версия, изложенная в первом издании справочника [1]: «... на этом месте в начале XX в. находилась радиостанция, оборудование которой было в 1918 вывезено немецкими войсками, захватившими Севастополь». Эта версия не противоречит отчету А. С. Попова «Об опытах телеграфирования без проводов во время следования практической эскадры Черного моря из Севастополя в Новороссийск 19 и 20 августа 1901 г.».

Список литературы

1. Севастополь. Энциклопедический справочник / Ред-сост. М. П. Апошанская. Севастополь, МГОиОС, 2000. 688 с.
2. Севастополь. Энциклопедический справочник / МГОиОС ; Ред-сост. М. П. Апошанская. 2-е изд. Симферополь : Салта, 2008. 1120 с.
3. Исторические улицы и памятники Севастополя : учеб. пособие / Сост. В. В. Крестьянников. Симферополь : Таврия, 1996. 152 с.

Главный теоретик «Истока» Вилиор Павлович Сазонов (1931—2014)

Ермолов П. П.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppyermolov@sevsu.ru

Аннотация: Рассмотрен жизненный и творческий путь главного научного сотрудника теоретического отделения АО «НПП «Исток» им. Шокина», доктора технических наук, профессора Вилиора Павловича Сазонова, известного специалиста в области электровакуумной СВЧ-электроники, кому в 2021 г. исполнилось бы 90 лет. Приведено краткое содержание последнего интервью, взятого за полтора месяца до кончины ученого.

1. Введение

Родился Вилиор Павлович 13 октября 1931 г. на пограничной заставе в г. Пяндже, в Таджикистане. Родители нарекли его необычным именем — Вилиор, составленным из первых букв символической связки Владимир Ильич Ленин и Октябрьская Революция. Однако, несмотря на столь «политическое» имя, в дальнейшем его больше привлекали наука и техника. После учебы в Суворовском училище и средней школе Вилиор поступает в один из лучших вузов страны — Киевский политехнический институт, где преподавали всемирно известные ученые-педагоги. Окончить такой вуз с отличием — большое достижение для любого студента. Вилиор Сазонов это с успехом сделал, получил квалификацию инженера-физика по специальности «Техническая электроника» и был распределен на предприятие п/я 17 в подмосковный город Фрязино. Было это в январе 1954 г. Вся его трудовая деятельность прошла на «Истоке», где он проработал более 60 лет. Всего семь лет потребовалось Вилиору Павловичу, чтобы пройти путь от техника до старшего научного сотрудника, кем он стал после блестящей защиты кандидатской диссертации.

2. Начальник теоретического отдела/отделения

В 1962 г. прозорливый Владимир Сергеевич Лукошков, начальник теоретического отдела «Истока», предложил стать своим преемником именно ему, 30-летнему молодому ученому. Выбор Владимира Сергеевича оказался на редкость удачным. Вилиор Павлович в течение почти 40 лет руководил умнейшими сотрудниками предприятия — теоретиками. В своем кабинете он повесил портрет не Генерального секретаря ЦК КПСС, а своего учителя — Владимира Лукошкова. В период руководства отделом Вилиор Павлович продолжал развивать его лучшие идеи. Отдел вырос в отделение, набрал силу, сотрудники решали сложнейшие научно-технические задачи, рассчитывали конструкции СВЧ приборов, писали отчеты и статьи, защищали диссертации, с успехом выступали на всесоюзных и международных конференциях и семинарах.

Хорошая теоретическая и практическая подготовка позволяла Сазонову быстро осваиваться в различных областях науки и техники. Более всего он известен как ученый в области электровакуумной СВЧ-электроники. В 50-х годах прошлого столетия Сазоновым были выполнены фундаментальные исследования и написана блестящая и всеобъемлющая статья по спиральным замедляющим системам, интерес к которым присутствует и сегодня. Решению сложнейшей проблемы по выводу СВЧ-энергии из электровакуумных приборов посвящена его докторская диссертация. Впервые в стране он обнаружил в эксперименте, что в области вакуумного окна находится «запертое» колебание с высокой добротностью, которое не обнаруживалось на АЧХ, но при попадании в резонанс приводило к пробое и разрушению окна. Из-за такого явления происходили массовые необъяснимые выходы приборов из строя. Он нашел и способы избавиться от этой проблемы.

Вилиором Павловичем с сотрудниками был выполнен ряд интересных и важных работ и в других областях науки, техники, а также в медицине. Много сил и времени он с коллегами уделил изучению и экспериментальной проверке подводной связи в СВЧ-диапазоне. Были проведены несколько экспедиций на черноморское и тихоокеанское побережье страны. Результаты работы докладывались на самом высоком государственном уровне и были востребованы.

Существенный вклад Вилиор Павлович внес в разработку автоматизированного проектирования СВЧ-приборов. В 1976 г. приказом Министра электронной промышленности А. И. Шокина он был назначен Главным конструктором подотрасли по разработке систем автоматизированного проектирования (САПР) изделий электронной техники. Под руководством В. П. Сазонова в отделении был организован уникальный фонд алгоритмов и программ для ЭВМ (более 500).

Вилиор Павлович обладал редким даром доступно писать научные статьи, интересно рассказывать о самых сложных физических явлениях. Он является автором 170 печатных работ, монографии [1], написанной совместно с Р. А. Силиным, пяти брошюр. С проблемными докладами В. П. Сазонов выступал на многочисленных конференциях, в том числе в США, Китае, Японии, Австралии, Южной Корее. Его научно-популярными статьями, опубликованными в многотиражной газете предприятия «За передовую науку», зачитывались многие сотрудники «Истока».

По своей природе Вилиор Павлович был талантливым изобретателем, что позволяло ему не только исследовать известные приборы, но и предлагать новые, оригинальные конструкции, порой неожиданные, даже дерзкие по своим техническим решениям. В активе Вилиора Павловича 20 авторских свидетельств на изобретения и столько же патентов. В 2012 г. Вилиор Павлович издал фундаментальный научный труд по электровакуумным приборам СВЧ [2]. Книга содержит много иллюстраций, позволяющих досконально разобраться в преимуществах того или иного изобретения. Несмотря на специфическую техническую терминологию, книга читается она на одном дыхании. Это и неудивительно — в истории науки и техники практически любое основополагающее изобретение связано с увлекательной предысторией, борьбой идей и судеб. Привлекает в книге и основательная библиография, содержащая, помимо известных литературных источников, редкие и труднодоступные публикации. Все они детально проработаны и описываются понятным читателю языком.

3. Из последнего интервью

Интервью было взято на квартире В. П. Сазонова во Фрязино 25 сентября 2014 г., за полтора месяца до кончины ученого. В качестве интервьюеров выступили начальник отделения «Истока» А. В. Галдецкий, а также автор настоящего доклада. Предметом интервью были упомянутые выше работы В. П. Сазонова в области подводной связи на черноморском побережье СССР.

Точное время проведения работ во время интервью установить не удалось; ориентировочно это происходило до 1972 г. Заказчиком работ был один из институтов Министерства обороны СССР, располагавшийся в Ленинграде. Вилиором Павловичем для решения поставленных задач в области подводной связи было предложено использование в качестве излучателей естественных природных объектов. Так, в качестве объекта на черноморском побережье была выбрана Арабатская Стрелка¹.

К сожалению, никаких существенных технических деталей этого исследования Вилиор Павлович вспомнить не смог. Удалось только установить, что Арабатская Стрелка использовалась в качестве излучателя — морская вода, окружавшая этот полуостров, служила гигантской низкочастотной петлевой антенной; сигналы от нее были приняты в Севастополе и Керчи. Отчет и черновые записи по требованию заказчика составлялись в одном экземпляре и передавались представителю заказчика — полковнику из ленинградского института (Сазонов фамилию полковника вспомнить не смог). Идею исследования поддерживал академик Девятков², консультантом был академик Введенский³.

Вилиор Павлович вспоминал только несущественные детали экспедиции, а также постэкспедиционных событий: деревянный вагончик, в котором устанавливалось оборудование, после экспедиции долгое время сохранялся у родственников супруги Сазонова в Симферополе в районе Красная Горка (ул. Московская, 18).

4. Заключение

Деятельность советского и российского ученого Вилиора Павловича Сазонова, в том числе его исследования в области подводной связи на черноморском побережье СССР, требуют дополнительного исследования.

Благодарность

Автор благодарит А. В. Галдцкого за внимание к работе и ценные уточнения.

Список литературы

1. Силин Р. А., Сазонов В. П. Замедляющие системы. М.: Сов. радио, 1966. 632 с.
2. Сазонов В. П. Приоритеты России в вакуумной СВЧ-электронике в XX столетии / под ред. А. Н. Королева. М.: Медпрактика-М, 2012. 355 с.

¹ Арабатская Стрелка — узкая и длинная полоса земли в северо-восточной части Крымского полуострова, отделяющая залив Сиваш от Азовского моря. Длина стрелки — более 100 км, ширина — от 270 м до 8 км.

² Девятков Николай Дмитриевич (1907—2001) — советский и российский ученый и организатор науки в области военной и медицинской электроники.

³ Введенский Борис Алексеевич (1893—1969) — советский ученый в области радиофизики, специалист в области распространения радиоволн.

Об авторах докладов по истории радиотехники, представленных на XIII Международном конгрессе по истории науки (к 50-летию конгресса)

Ермолов П. П.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppyermolov@sevsu.ru

Аннотация: Рассмотрены доклады трех авторов, которые были представлены на XIII Международном конгрессе по истории науки (Москва, 18—24 августа 1971 г.): И. В. Бренева, В. М. Родионова и Н. И. Чистякова, посвященные соответственно анализу периода возникновения радиотехники, и тенденциям развития радиопередающей и радиоприемной техники. Проанализировано отношение авторов к проблеме «Попов — Маркони», проявившееся в более позднее время. Отмечается, что поднятый на конгрессе вопрос о «жанрах» историко-научных исследований сохранил актуальность до настоящего времени.

1. Введение

I Международный конгресс по истории науки состоялся в 1929 г. в Париже. В конгрессе приняло участие 40 делегатов, тогда же было принято решение о созыве конгрессов каждые три года. II конгресс состоялся в Англии в 1931 г., III — в Португалии в 1934 г., IV — в Чехословакии в 1937 г., V — в Швейцарии в 1947 г., VI — в Голландии в 1950 г., VII — в Иерусалиме в 1953 г., VIII — в Италии в 1956 г., IX — в Испании в 1959 г., X — в США в 1962 г., XI — в Польше в 1965 г., XII — во Франции в 1968 г. [1].

XIII международный конгресс по истории науки состоялся в Москве 18—24 августа 1971 г. В конгрессе приняли участие около 2000 делегатов из 40 стран. Работа конгресса проходила в 12 секциях. В настоящем докладе остановимся на трех докладах из секции XI «История техники».

2. Краткое содержание докладов на конгрессе

В докладе И. В. Бренева [2] начало возникновения радиотехники отнесено к 1600 г. и работам по электричеству Уильяма Гильберта (1544—1603). Далее автор рассматривает работы Стивена Грея (1670—1735), Джеймса Клерка Максвелла (1831—1879) и его «Трактат об электричестве и магнетизме» (1873), Генриха Герца (1857—1894), А. С. Попова (1859—1906). Значительное внимание в [2] уделено коллизии, связанной с деятельностью в этой области Гульельмо Маркони (1874—1937). В докладе также отмечается противостояние двух наиболее крупных производителей аппаратуры беспроводной телеграфии: «Маркони», с которым сотрудничали исследователи Дж. Флеминг, О. Лодж, В. Икклз и др., и «Телефункен», с которым сотрудничали исследователи Г. Арко, А. Слаби, Ф. Браун, М. Вин и др.

В докладе В. М. Родионова [3] о тенденциях развития радиопередающей техники отмечается, что в начале XX в. происходила «гонка мощностей», которая, в свою очередь, была обусловлена стремлением осуществлять связь на все большие расстояния. Кратко анализируются все этапы развития радиопередающей техники: искровая (с получением незатухающих волн), дуговая, электромагнитная, ламповая и полупроводниковая технологии. Автором выделены три тенденции развития радиопередающей техники. 1. Тенденция увеличения мощности. 2. Освоение все более высоких частот, чему способствовало перенасыщение уже освоенных диапазонов и удобства, основанные на специфических особенностях распространения радиоволн новых частотных диапазонов (в частности, снижения габаритов антенн). 3-я тенденция связана с проблемой передачи информации и с управлением радиоколесаниями (переход от амплитудной модуляции к частотной).

В докладе Н. И. Чистякова [4] о путях и тенденциях развития радиоприемной техники выделены основные этапы в истории радиоприема: создание приемника с когерером, резонансную настройку, детекторный слуховой прием (1900—1905); применение электронных ламп, регенеративный прием (1912—1913); супергетеродинный прием (1924); освоение частотной модуляции (1933) и др. В «вечной» дискуссии «Попов или Маркони» автор считает неоспоримым факт приоритета Попова. Автор также цитирует работы одного из отечественных физиков — И. И. Борзмана (1849—1914), «...который, исследуя атмосферное электричество, практически экспериментировал с электрическими колебаниями в пространстве еще до Герца. Ему удалось обнаружить слуховой прием излучений на телефон (обладающий слабым детектирующим действием контактов в цепи телефона) на

расстоянии 11 метров. <...> Проведенные опыты описаны в 1886 г. в Журнале русского физико-химического общества и в журнале Электричество <...> Но в 1886 г., когда экспериментировал Боргман, Герц только начинал свои исследования, открытие его еще не было сделано, а связь наблюдаемых явлений с идеями Максвелла еще не была замечена». В докладе описываются также опыты до 1895 г. таких исследователей как Т. Эдисон (1886) и Т. Крукс (1892).

3. Деятельность авторов после конгресса

Игорь Васильевич Бренев (1901—1982) — доктор технических наук, профессор ЛЭТИ имени В. И. Ульянова (Ленина). После 1971 г. им, в частности, совместно с Е. Г. Поповой-Кьяндской опубликован материал, касающийся работ А. С. Попова на Черноморском флоте и в Севастополе [5].

Владимир Михайлович Родионов (1922—1988) — кандидат технических наук, научный сотрудник Института истории естествознания и техники АН СССР. Наибольшую известность В. М. Родионову принесли две его монографии [6, 7], которые сразу после выхода в свет стали «настольными книгами» многих интересующихся историей развития радиотехнологий. Кроме этого, В. М. Родионов является основоположником отечественной методологии историографии в области радиотехнологий [8].

В отличие от первых двух авторов Николай Иосафович Чистяков (1914—2002), доктор технических наук, профессор МЭИС, впоследствии стал широко известен тем, что практически дезавуировал свое мнение о *неоспоримости* приоритета Попова в изобретении радиосвязи (см. приведенное выше цитирование из материалов доклада на симпозиуме) и примкнул к немногочисленной группе специалистов, которая, начиная с 70-х гг., активно это *оспаривала*. Отечественные разногласия о приоритете А. С. Попова в изобретении радиосвязи глубоко исследованы и проанализированы в [9].

4. О «жанрах» историко-научных исследований

Еще одним заслуживающим внимания моментом на конгрессе является констатация автором [10] следующего факта: «Историки науки в своем большинстве до последнего времени знали фактически только два жанра — биографический и историю научных идей и проблем». Следует отметить, что и спустя 50 лет такое направление исследований, как «Исследование проблем классификации науки и путей эволюции структуры отдельных наук или областей научного знания», декларируемое паспортом специальности ВАК «История науки и техники» (07.00.10) и представляющее собой, по сути, методологию историографии науки и техники, не воспринимается специализированными советами, о чем свидетельствует отсутствие защит диссертаций в этой области.

5. Заключение

В докладах советских авторов отражена позиция каждого из них по вопросам приоритетности и значимости вклада исследователей в развитие основных направлений радиотехники, существовавшая в 1971 г. Замечено изменение в более позднее время позиций Н. И. Чистякова к проблеме «Попов — Маркони». Отмечено постоянство «жанров» историко-научных исследований, не изменившихся за 50 лет после московского конгресса.

Список литературы

1. Каминаер Л. В., Плоткин С. Я. К истории международных конгрессов по истории науки. В сб.: Тр. XIII Международного конгресса по истории науки. Секция I. — М.: Наука, 1974. С. 110—112.
2. Бренев И. В. Возникновение радиотехники. В сб.: Тр. XIII Международного конгресса по истории науки. Секция XI. — М.: Наука, 1974. С. 229—234.
3. Родионов В. М. Основные тенденции развития радиопередающей техники. В сб.: Тр. XIII Международного конгресса по истории науки. Секция XI. — М.: Наука, 1974. С. 241—243.
4. Чистяков Н. И. Пути и тенденции развития радиопередающей техники. В сб.: Тр. XIII Международного конгресса по истории науки. Секция XI. — М.: Наука, 1974. С. 244—246.
5. Бренев И. В., Попова-Кьяндская Е. Г. О работах А. С. Попова на Черноморском флоте и в Севастополе [Рукопись. Зарегистрирована в Музее славы Севастопольского ГорПТУС 28 сент. 1977 г.]. Мемориальный музей А. С. Попова. Ф. 2.3.1. № 10823.
6. Родионов В. М. Зарождение радиотехники. М.: Наука, 1985. 240 с.
7. Формирование радиоэлектроники (середина 20-х — середина 50-х гг.) / Отв. ред. В. М. Родионов. М.: Наука, 1988. 381 с.
8. Ермолов П. П. Основоположник отечественной методологии историографии в области радиотехнологий В. М. Родионов (к 90-летию со дня рождения). В сб.: Наука и техника: Вопросы истории и теории. Вып. XXVIII. СПб., 2012. С. 114—115.
9. Борисова Н. А. Отечественные разногласия о приоритете А. С. Попова в изобретении радио // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Гуманитарные и общественные науки. 2019. Т. 10, № 2. С. 98—111.
10. Миклулинский С. Р. Труд Альфонса Декандоля по истории науки и его историческое значение. В сб.: Тр. XIII Международного конгресса по истории науки. Секция I. — М.: Наука, 1974. С. 188—191.

Хроника

Памяти Марины Всеволодовны Глумовой



Глумова Марина Всеволодовна
28.06.1963—23.10.2020

23 октября от последствий коронавируса скончалась Марина Всеволодовна Глумова, директор Физико-технического института Крымского федерального университета (КФУ) имени В. И. Вернадского, кандидат физико-математических наук, доцент.

Марина Всеволодовна родилась 28 июня 1963 года. Окончив Симферопольский государственный университет им. М. В. Фрунзе, всю свою жизнь посвятила родной alma mater, пройдя трудовой путь от ассистента до директора института.

Марина Всеволодовна внесла неоценимый личный вклад в развитие отечественного образования и науки, подготовку квалифицированных кадров для Республики Крым и страны в целом, становление и развитие Крымского федерального университета имени В. И. Вернадского. Она стала главным инициатором и вдохновителем создания Физико-технического института как структурного подразделения университета. По ее инициативе открыты базовые кафедры на заводе «Фиолент» и в Крымской астрофизической обсерватории РАН.

Активная, увлеченная педагогическая и научная деятельность, преданность избранному делу, созидательная энергия, мудрость и дальновидность снискали Марине Всеволодовне глубокое уважение и авторитет в научно-образовательном сообществе, а неизменное внимание к обучающимся и коллегам, теплое, сердечное отношение к людям — большую любовь среди всех, кто ее знает.

С 1992 г. Марина Всеволодовна являлась активной участницей конференции КрыМиКо, впоследствии вошла в состав Оргкомитета конференции.

Организационный и Программный комитеты КрыМиКо разделяют боль невосполнимой утраты, глубоко скорбят и выражают искренние соболезнования ее родным и близким.

К 75-летию профессора Обуховца Виктора Александровича



6 июня 2021 г. исполнилось 75 лет профессору кафедры антенн и радиопередающих устройств, советнику ректора Южного федерального университета по инженерному образованию, доктору технических наук, профессору Виктору Александровичу Обуховцу. Виктор Александрович в 1963 г. с золотой медалью окончил среднюю железнодорожную школу № 15 г. Таганрога, а в 1968 г. — Таганрогский радиотехнический институт по специальности «Радиотехника». С 1972 по 1975 гг. обучался в целевой аспирантуре в Московском энергетическом институте под руководством профессора Д. М. Сазонова. В 1976 г. Виктор Александрович Обуховец — кандидат технических наук, в 1980 г. — доцент, в 1999 г. — доктор технических наук, в 2002 г. — профессор.

С 1969 г. Виктор Александрович Обуховец работает в ТРТИ (ТРТУ, ТТИ ЮФУ, ИТА ЮФУ): инженер, ассистент, доцент, секретарь парткома института, заместитель директора ОКБ «Миус» по научной работе; в 1992—2003 гг. — декан радиотехнического факультета; с 2003 г. — проректор ТРТУ по учебной работе; с 2007 г. — первый заместитель руководителя ТТИ ЮФУ; с августа 2012 г. — профессор кафедры антенн и радиопередающих устройств.

В 1998 г. Виктор Александрович организовал и возглавил телерадиоцентр университета, руководил созданием в университете регулярного эфирного телевизионного и радиовещания. Известен в стране и за рубежом как специалист по разработке современных антенных систем. Опубликовал свыше 250 научных и научно-методических работ, в том числе 6 монографий. Проходил научную стажировку в Японии, Голландии, Швеции, США. Занимался исследованиями в области синтеза фазированных антенных решеток и вопросами университетского менеджмента.

Виктор Александрович — член Президиума научно-методического совета «Физика» (Санкт-Петербург), член учебно-методического объединения по укрупненной группе специальностей и направлений подготовки 11.00.00 «Электроника, радиотехника и системы связи» при Министерстве образования и науки Российской Федерации, член редакционных коллегий журналов «Радиотехника», «Антенны» (заместитель главного редактора), «Телекоммуникации» (Москва), «Известия ВУЗов. Радиоэлектроника» (Санкт-Петербург), член организационных комитетов Международных Крымской микроволновой конференции и научной конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн». Кроме этого — действительный член Международной академии информатизации и Российской академии инженерных наук им. А. М. Прохорова, Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации, Почетный радист, Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации, IEEE Senior Member, член EuMA. Также Виктор Александрович является членом докторского диссертационного совета и научным руководителем «Центра коллективного пользования прикладной электродинамики и антенных измерений».

Организационный и Программный комитеты КрыМиКо поздравляют Виктора Александровича Обуховца со славным юбилеем, желают здоровья и успехов в творческой деятельности.