32-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»
11–17 сентября 2022 г., Севастополь, Россия
КрыМиКо 2022 CriMiCo
September 11–17, 2022, Sevastopol, Russia
2022 32nd International Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

ISSN 2619-1628

# СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

**2022**
**Вып. 4**

Издается с 2020 года
Выходит 1 раз в год

# Microwave and Telecommunication Technology

**2022**
**Iss. 4**

Issued since 2020
Published once a year

Севастополь — Sevastopol
2022

**Научный редактор:** Афонин И. Л., д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» 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:**

**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

**Савочкин А. А.**, канд. техн. наук, доцент, заведующий кафедрой «Инновационные телекоммуникационные технологии» Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета

Сборник содержит материалы 181 доклад 32-й Международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2022), состоявшейся в Севастопольском государственном университете 11—17 сентября 2022 г. Доклады представлены учеными и специалистами университетов и предприятий пяти стран: Беларуси, Вьетнама, Китая, 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. Материалы остальных 34 докладов опубликованы в 5-м томе журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» (ISSN 2587-9936).

© СевГУ, 2022

## 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. 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. Кищинский А. А.**, *АО «Микроволновые системы», Москва, Россия*
**к. т. н. Кочемасов В. Н.**, *ООО «Радиокомп», Москва, Россия*
**чл.-корр. РАН Лукичев В. Ф.**, *Физико-технологический ин-т 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 «Радиотехника», Москва, Россия*
**проф. Обуховец В. А.**, *ИТА ЮФУ, Таганрог, Россия*
**д. 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*
**проф. Старостенко В. В.**, *КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия*
**Чечетин А. В.**, *НП ОАО «Фаза», Ростов-на-Дону, Россия*

## АДМИНИСТРАТИВНАЯ ГРУППА

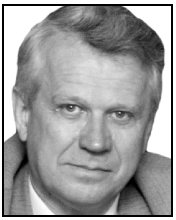
**Артюхов П. В.**, *СевГУ*
**Войченко В. Г.**, *КНТЦ им. Попова*
**Иськив В. М.**, *СевГУ*
**Кузьменко В. А.**, *СевГУ*
**Романова Л. П.**, *КНТЦ им. Попова*
**Свиридова Е. И.**, *КНТЦ им. Попова*
**к. т. н. Сердюк И. В.**, *СевГУ*
**Слёзкин Г. В.**, *СевГУ*

## ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

**д. ф.-м. н., проф. Богуш В. А.**, *БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)*
**д. т. н., проф. Афонин И. Л.**, *СевГУ, Севастополь, Россия (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. Белкин М. Е.**, *МИРЭА, Москва, Россия*
**д. ф.-м. н., проф. Бичурин М. И.**, *НовГУ, Великий Новгород, Россия*
**д. т. н., Богатырёв Ю. В.**, *НПЦ 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*
**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. Запевалов 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. Кищинский 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.**, *МАИ (НИУ), 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*
**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 наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и наноэлектроники» 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 наноэлектроники; мозг человека. Член Программного комитета КрыМиКо с 1999 г.



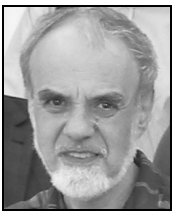
АЛЫБИН Вячеслав Георгиевич (род. 3 февраля 1940 г.) — доктор технических наук, старший научный сотрудник по специальности «Радиолокация и радионавигация», заместитель начальник отделения АО «Российские космические системы» (г. Москва). В 1963 г. окончил факультет электронной техники Московского энергетического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



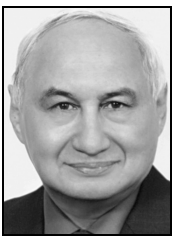
АФОНИН Игорь Леонидович (род. 12 сентября 1958 г.) — доктор технических наук (2008), профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета. Отличник образования Украины (1989), академик 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.



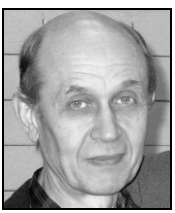
БАТУРА Михаил Павлович (род. 16 мая 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы, заслуженный работник образования Республики Беларусь, ректор Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» с 02.10.2000 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 редколлегию научно-технического журнала «Доклады БГУИР», член наблюдательного совета Парка высоких технологий Республики Беларусь. Сопредседатель программного комитета КрыМиКо с 2005 г.



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



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 наноэлектроника, 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.



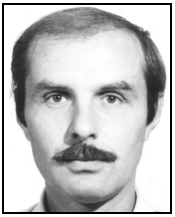
БОГУШ Вадим Анатольевич родился в 1975 году в г. Бобруйске Могилевской области. Доктор физико-математических наук, профессор. Окончил Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР). Аспирант, докторант, доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций и кафедры защиты 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.



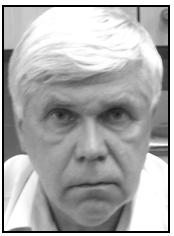
ВЕРТЕГЕЛ Валерий Викторович (род. 6 октября 1961 г.) — кандидат технических наук, директор Инжинирингового центра изделий микро- и наноэлектроники Севастопольского государственного университета. В 1987 г. окончил радиотехнический факультет Севастопольского приборостроительного института. Диссертацию 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.



ВОЛЬВАЧ 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.



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.



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 Подмосковье) — 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 более 100 работ, в том числе две монографии (2010, 2022). 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.).



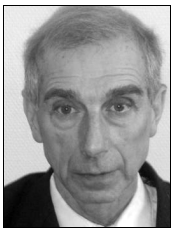
ЗАПЕВАЛОВ Владимир Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией гиротронов для управляемого термоядерного синтеза Института прикладной физики РАН. Родился в 1949 г. в городе Бор (Нижегородская область). Окончил радиофизический факультет Горьковского государственного университета (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: теоретическое 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. Семихатова. 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.



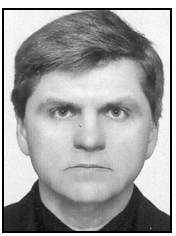
ИЛЬЧЕВ Димов (ILCEV Dimov Stojce, род. 18 августа 1944 г. в Болгарии) — профессор Дурбанского технологического университета (ЮАР, с 2008). Автор книг “Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications”, Springer, Boston, USA, 2005; “International Recent Issues about 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.



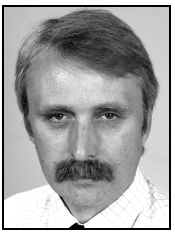
КАЛОШИН Вадим Анатольевич (род. 13 мая 1947 г.) — заведующий лабораторией «Электродинамика композиционных сред и структур» Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры «Радиотехника и системы управления» МФТИ (ГУ), д.ф.-м.н. В 1970 г. окончил радиотехнический факультет 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.



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.

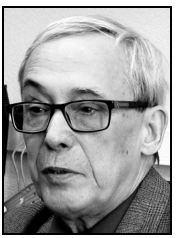


ЛУКИЧЕВ Владимир Федорович (род. 12 ноября 1954 г.) — специалист в области элементной базы вычислительных, локационных, телекоммуникационных систем, член-корреспондент РАН (2011, Отделение нанотехнологий и информационных технологий, Секция вычислительных, локационных, телекоммуникационных систем и элементной 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 реактивного 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 p-n 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 комитеа 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, заведующий кафедрой 406 «Радиофизика, антенны и микроволновая техника» НИУ «Московский авиационный институт». 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, приемопередающие 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 редколлегий 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 «Радиотехника» 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 наноэлектроники. Принимал участие в работе творческого коллектива, состоящего из сотрудников НИИ «Пульсар», ГосЦНИРТИ, НИИМЭ, НИИ «Дельта» и др., работавшего над созданием и исследованием первых в СССР резонансно-туннельных диодов (1989—92 гг.). Основные научные интересы: физика переноса заряда в структурах с активными областями нанометровых размеров; разработка конструкций и моделирование перспективных квантовых приборов СВЧ- и КВЧ-диапазонов, основанных на квантовых проводах и многослойных гетероструктурах. Автор более 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 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, 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 РНТОРЭС 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 боле 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 мониторинга подвижных объектов. Награды и почетные звания: «Мастер связи» (2001 г.), Почетный работник высшего профессионального образования (2016). Член Программного комитета КрыМиКо с 2016 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.



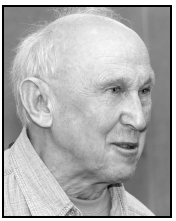
РЖЕВЦЕВА Наталия Леонидовна (род в 1958 г.) — директор филиала НИЦ «ИНФРА-М» в Республике Крым и г. Севастополе. В 2005—2016 гг. — директор научной библиотеки Севастопольского государственного университета. В 1979 г. окончила Харьковский государственный институт культуры. Область профессиональных интересов — 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.



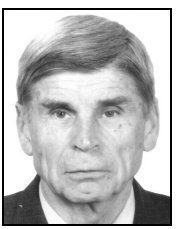
САМСОНОВ Геннадий Андреевич (род. 5 ноября 1936 г.) — член Президиума Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова. В 1960 г. с отличием окончил Радиофакультет Московского авиационного института. Кандидатскую диссертацию защитил в 1967 г., с 1970 г. — 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. Член Программного комитета КрыМиКо с 2021 г.



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 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ РАДИОСВЯЗЬ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ В МЕТРОВОМ И ДЕЦИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ**
**Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Ицков В. В., Петросян М. М., Рыжов А. И. ..... A**

**INV.2 ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ ПОСТРОЕНИИ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ**
**Богданов С. А. ..... B**

**INV.3 РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЕ СБИС СнК и ОЗУ — ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПО КМОП ТЕХНОЛОГИЯМ ОБЪЕМНОГО КРЕМНИЯ**
**Герасимов Ю. М., Петричкович Я. Я. ..... C**

**INV.4 ПЛАНАРНЫЕ ЗАМЕДЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ЛБВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**
**Богомолова Е. А., Галдецкий А. В., Савин А. Н. ..... D**

## СЕКЦИЯ 1: ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

**1.1 ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ УСИЛИТЕЛЕЙ СВЧ МОЩНОСТИ ДЛЯ СЛУЖЕБНЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**
**Алыбин В. Г., Сёмочкин А. С., Рожков В. М., Авраменко С. В. ..... E**

**1.2 РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МАЛОШУМЯЩЕГО СВЧ УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 9550—9650 МГц ДЛЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ**
**Малыгин И. В., Сурков Д. В., Кудинов С. И., Иванов В. Э. ..... 1**

**1.3 СВЧ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДОГЕРТИ ДЛЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ 5G NR ДИАПАЗОНА n79**
**Манько А. С., Зеленкевич Д. Ю., Головин В. В. ..... 3**

**1.4 ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ГЕТЕРОПЕРЕХОДНОГО БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА НА ОСНОВЕ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ**
**Кратович П. С., Тернов Р. Е., Ловшенко И. Ю. ..... 5**

**1.5 ПРОСТАЯ МОДЕЛЬ ЗАВИСИМОСТИ ВРЕМЕНИ ЖИЗНИ НЕРАВНОВЕСНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА ОТ ПРЯМОГО ТОКА p–n-ПЕРЕХОДА**
**Шевченко Г. М., Семенов Э. В. ..... 7**

**1.6р МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ МИС СВЧ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОРОГА СГОРАНИЯ**
**Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. ..... F**

**1.7р СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКТ GaAs МИС ДЛЯ ППМ АФАР Х-ДИАПАЗОНА**
**Кондратенко А. В., Сорвачев П. С. ..... 9**


---

[A] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 25—44.
[B] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 45—53.
[C] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 548—569.
[D] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 54—69.
[E] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 70—78.
[F] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 79—92.

## СЕКЦИЯ 2: ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ


**2.1 РАЗРАБОТКА ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ТИПА «ПЕТЛЯЮЩИЙ ВОЛНОВОД» ДЛЯ ЛБВ Q-ДИАПАЗОНА И ЕЁ ИЗГОТОВЛЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ НОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ФОТОПОЛИМЕРНОЙ 3D-ПЕЧАТИ**
**Иванов А. А., Проявин М. Д., Морозкин М. В., Орловский А. А., Шмелёв М. Ю. ..... 11**

**2.2 THE RESEARCH ON BACKWARD WAVE OSCILLATOR WITH WIDE TUNABLE BANDWIDTH AND HIGH POWER**
**Hongzhu Xi, Pengkang Wang, Chunhua Bao, Yongming Liu ..... G**

**2.3 ON PROSPECTS OF OUTPUT POWER INCREASING IN LOW-VOLTAGE MULTIBEAM KLYSTRONS FOR ELECTRON ACCELERATORS**
**Галдецкий А. В. ..... H**

**2.4 МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВЕЛИЧИНЫ ГЕНЕРИРУЕМОЙ МОЩНОСТИ ОРОТРОНОВ С ДВУХРЯДНОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СТРУКТУРОЙ В ДИАПАЗОНЕ 180 ГГц — 400 ГГц**
**Мясин Е. А., Евдокимов В. В., Ильин А. Ю. ..... 13**

**2.5 МАКЕТ ГИРОТРОНА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ВИНТОВОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА В КОЛЛЕКТОРНОЙ ОБЛАСТИ**
**Морозкин М. В., Проявин М. Д., Мануилов В. Н., Котомина В. Е., Каменский М. В., Орловский А. А. ..... 15**

**2.6р ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВЫХ ПЛАСТИНОК НА ПАРАМЕТРЫ ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКИ В АЛТ С ЛАЗЕРНОЙ СЕЛЕКЦИЕЙ**
**Мирющенко Н. И., Плешанов С. А., Орехов А. А., Кулыгин Д. А., Агапов А. Н. ..... 17**

**2.7р ВЛИЯНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РАЗБРОСОВ НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БАНОЧНОГО ОКНА НА СМЕШАННОЙ МОДЕ**
**Савин А. Н., Галдецкий А. В., Богомолова Е. А., Медянкова Е. В. ..... 19**


## СЕКЦИЯ 3: СИСТЕМЫ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ


**3.1 ВЛИЯНИЕ СНЕЖНОГО ПОКРОВА НА ПОЛОЖЕНИЕ ГЛИССАДЫ НА АЭРОДРОМЕ В ПРЕДГОРНОЙ МЕСТНОСТИ**
**Бухарин В. А., Войтович Н. И., Жданов Б. В. ..... 22**

**3.2 КОГНИТИВНЫЙ ЭКСПРЕСС-КОНТРОЛЬ СВЧ СИСТЕМ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОСАДКИ ПРМГ, MLS С ПОМОЩЬЮ МОБИЛЬНОГО КОМПЛЕКСНОГО СТЕНДА ИСПЫТАНИЙ**
**Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г., Щербаков Е. С. .....24**

**3.3 ЭКСПЕРИМЕНТЫ ПО ПРЯМОХАОТИЧЕСКОЙ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ В РЕАЛЬНОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ**
**Дмитриев А. С., Мохсени Т. И., Петросян М. М. ..... 27**

**3.4 ОПЫТНО-ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ БЕРЕГОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ**
**Громоздин В. В., Иевлев К. В., Козуб М. С., Новикова Т. В. ..... I**

**3.5 РАЗРАБОТКА И ИСПЫТАНИЕ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ГЛОБАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ**
**Пестряков А. В. .....J**


---

[G] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 101—107.
[H] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 93—100.
[I] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 236—246.
[J] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 185—195.

**3.6р ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ДОСТИЖЕНИЯ ТРЕБУЕМОЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ДО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПСЕВДОТРИАНГУЛЯЦИОННЫМ МЕТОДОМ**
**Петров Ю. В. ..... 29**

**3.7р ИССЛЕДОВАНИЕ МИНИМИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ ЧЕТЫРЕХКРАТНЫХ МЕТОДАХ ДИСКРЕТНОЙ МОДУЛЯЦИИ**
**Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю. ..... 31**

**3.8р ИССЛЕДОВАНИЕ МИНИМИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ МНОГОМЕРНЫХ МЕТОДАХ ДИСКРЕТНОЙ МОДУЛЯЦИИ**
**Аджемов А. С., Кудряшова А. Ю. ..... 34**

**3.9р ИССЛЕДОВАНИЕ БИЕКЦИЙ ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В МОДУЛЯТОРЕ И ДЕМОДУЛЯТОРЕ НА ПРИЕМЕ**
**Кудряшова А. Ю., Аджемов А. С. ..... 37**

**3.10р INITIAL ACCESS CARRIER FREQUENCY OFFSET ESTIMATION IN NEW RADIO FIFTH GENERATION**
**Mohammad Assaf, Ponomarev O. G. ..... 40**

**3.11р РАЗРАБОТКА МНОГОКАНАЛЬНОГО АЦП НА БАЗЕ ПЛИС**
**Аббас С. А., Хаддур Р. С., Муксунов Т. Р., Шипилов С. Э., Кузьменко И. Ю. ..... 42**

**3.12р ИНТЕРВАЛЬНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ**
**Кузьмин Л. В., Минкин В. П., Владыка П. А. ..... 44**

**3.13р РЕАЛИЗАЦИЯ ДАЛЬНОМЕРНОГО КАНАЛА В БОРТОВОМ И НАЗЕМНОМ ОБОРУДОВАНИИ MLS В КОГНИТИВНЫХ СВЧ СИСТЕМАХ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОСАДКИ МАНЕВРЕННЫХ САМОЛЕТОВ**
**Криворучко Ю. Т., Липаков Н. Е., Мурсалов Д. Л. ..... 46**

**3.14р ЭВОЛЮЦИЯ СТАНДАРТОВ СВЯЗИ ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ НИЗКОСКОРОСТНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ ПЕРСОНАЛЬНЫХ СЕТЕЙ**
**Ицков В. В. ..... 48**

**СЕКЦИЯ 3а/1: ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И СЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ**

**3а.1 РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КЛАСТЕРИЗАЦИИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ МАРШРУТИЗАЦИИ В СЕТЯХ MANET**
**Муратчаев С. С., Волков А. С. ..... 50**

**3а.2 УСТОЙЧИВЫЕ И НЕУСТОЙЧИВЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ С ТРЕМЯ СТЕПЕНЯМИ СВОБОДЫ**
**Новиков С. С., Костерова В. С. ..... K**

**3а.3р ГЕНЕРАЦИЯ И ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**
**Кокин Д. С., Пономарев О. Г. ..... 52**

**3а.4р КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ**
**Соболев Е. А., Соколова Ю. С., Манышев Р. А. ..... 54**

[K] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 218—235.

**3а.5р ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕДУР СЕТЕВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ УСТРОЙСТВ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЙ СЕТИ**
**Баскаков А. Е., Волков А. С. ..... 56**

**3а.6р МОДЕЛИРОВАНИЕ КОАКСИАЛЬНО-ВОЛНОВОДНОГО ПЕРЕХОДА В ПРОГРАММНОМ ПАКЕТЕ ANSYS HFSS**
**Широков И. Б., Евдокимов П. А., Соколова М. И. ..... L**

**3а.7р ПРОТОКОЛ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ МАЙНИНГА**
**Лукьянчиков А. В., Безгин А. А., Нестеренко А. И. ..... 58**

**СЕКЦИЯ 3а/2: ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ. ПРИЛОЖЕНИЯ В ИКТ**

**3а.8 ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ В ЗАДАЧАХ ПЛАНИРОВАНИЯ ПРОИЗВОДСТВА**
**Александров В. Р., Баранов С. Е., Кузнецов М. И., Мальгин С. А., Обухов И. А., Свердлова А. Д., Фатеев Д. А. ..... M**

**3а.9 УМЕНЬШЕНИЕ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ТЕРМИНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИИ БЛОКЧЕЙН**
**Лукьянчиков А. В., Ильяш Д. В. ..... 60**

**3а.10 СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ**
**Батура М. П., Шнейдеров Е. Н. ..... 62**

**3а.11р КЛАССИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ МОНИТОРИНГА ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ**
**Волкова Е. А., Рябышенков А. С., Муратчаев С. С. ..... 64**

**3а.12р ПРОМЫШЛЕННЫЙ ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ ДЛЯ ПРЕДПРИЯТИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ**
**Александров В. Р., Баранов С. Е., Обухов И. А. ..... N**

**3а.13р РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ СИСТЕМЫ ДАТЧИКОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ИЗМЕНЕНИЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЕЙ ПРИ ПРИНЯТИИ РЕШЕНИЙ О МЕСТЕ И ТИПЕ НАРУШЕНИЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА**
**Юрченко А. В. ..... 66**

**3а.14р МЕТОД СИНТЕЗА СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ УСЛОВИЙ БЕЛОГО ШУМА И НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ**
**Дегтярёв А. Н., Кожемякин А. С. ..... O**

**3а.15р РЕАЛИЗАЦИЯ 2D СВЕРТКИ ДЛЯ СПАЙКОВЫХ НЕЙРОСЕТЕЙ**
**Бондарев В. Н. ..... 68**

**СЕКЦИЯ 4/1: АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ. ТЕХНОЛОГИИ АНТЕННОСТРОЕНИЯ**

**4.1 ФОРМИРОВАНИЕ СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ**
**Овчинникова Е. В., Гаджиев Э. В., Нгуен Динь То, Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А. ..... 70**

[L] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 247—252.
[M] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 196—208.
[N] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 209—217.
[O] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 253—259.

**4.2 СПОСОБЫ ПОДБОРА ШАГА 3D ПЕЧАТИ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА**
**Носков В. Я., Денисов Д. В. ..... 73**

**4.3 ДИНАМИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**
**Обуховец В. А. ..... 75**

**4.4 ЛИНЕЙНЫЙ МОДУЛЬ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ W ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ**
**Комиссарова Е. В., Крехтунов В. М. ..... 77**

**4.5 ПЕЧАТНАЯ АНТЕННА ДЛЯ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ АРКТИКА-М**
**Безгин А. А., Савочкин А. А. ..... 79**

**4.6р УЗЕЛ КОНТРОЛЯ МОЩНОСТИ КАНАЛА ПОДРЕШЕТКИ АНТЕННОЙ**
**Карасев М. С., Адиатулин А. В., Щеголев С. А. ..... 81**

**4.7р ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК**
**Гальченков Г. А., Комиссарова Е. В. ..... 83**

**4.8р ДИАГРАММООБРАЗУЮЩАЯ СХЕМА ДЛЯ СТАДИОННОЙ АНТЕННЫ СОТОВОЙ СВЯЗИ СО СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМОЙ ЛУЧА**
**Остапенко А. Э., Следков В. А., Комов В. В., Li Zimeng ..... 85**

**4.9р АНТЕННЫЙ ЭЛЕМЕНТ ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ПРЕДНАЗНАЧЕННОЙ ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ СШП ИМПУЛЬСОВ**
**Балзовский Е. В. ..... 87**

**4.10р ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ СОЗДАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ФРАКТАЛА «ТРЕУГОЛЬНИК СЕРПИНСКОГО»**
**Агейкин Н. А., Фионов А. С., Смирнов А. В. ..... 89**

**4.11р ВЛИЯНИЕ ФОРМЫ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОННОГО СКАНИРОВАНИЯ**
**Сидоренко С. С., Кучмий А. Д., Богачев И. А., Демшевский В. В., Сикорская И. А. ..... 91**

**4.12р ВЛИЯНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОБТЕКАТЕЛЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ПАТЧ-АНТЕННЫ X-ДИАПАЗОНА**
**Богачёв И. А., Демшевский В. В., Сидоренко С. С., Сикорская И. А. ..... 93**

**4.13р МЭ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ УСТРОЙСТВ СБОРА ЭНЕРГИИ**
**Хаванова М. А., Кузьмин Е. В., Петров Р. В., Килиба Ю. В., Усик Д. А., Никитин А. О. ..... 95**

**СЕКЦИЯ 4/2: ВИБРАТОРНЫЕ И ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ. ДИФРАКЦИОННЫЕ РЕШЕТКИ**

**4.14 УМЕНЬШЕНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ РАМОЧНЫМИ АНТЕННАМИ С ПОМОЩЬЮ ЭКРАНА ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА**
**Бузов А. Л., Бузова М. А., Минкин М. А., Шляхов А. В. ..... 97**

**4.15 РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАТОРОВ НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК МЕАНДРОВОГО ТИПА**
**Касьянов А. О., Суматохин К. В. ..... 98**

**4.16 ПРОХОДНЫЕ И ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ ДИФРАКЦИОННЫЕ РЕШЕТКИ, СОСТАВЛЕННЫЕ ИЗ TFH-ПЕЧАТНЫХ ПЕРЕИЗЛУЧАТЕЛЕЙ**
**Касьянов А. О., Чернышев А. С. ..... 100**

**4.17 КРИОГЕННО ОХЛАЖДАЕМЫЕ АНТЕННЫЕ ОТРАЖАТЕЛИ ДЛЯ ММ и СубММ ДИАПАЗОНОВ**
**Паршин В. В., Серов Е. А., Гунбина А. А., Минеев К. В., Вдовин В. Ф., Чекушкин А. М., Хан Ф. В. Кошелец В. П. ..... 102**

**4.18 ШИРОКОПОЛОСНАЯ ВИБРАТОРНАЯ АНТЕННА**
**Войтович В. В., Ершов А. В., Войтович Н. И. ..... 104**

**4.19р ТУРНИКЕТНАЯ ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА**
**Платонов Е. А., Войтович Н. И. ..... 106**

**4.20р МЕТОДИКА УМЕНЬШЕНИЯ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ**
**Бобрешов А. М., Смусева К. В., Серегина Е. А., Усков Г. К. ..... 108**

**4.21р ПЕРВООБРАЗНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ДЛЯ РАСЧЕТА БЛИЖНЕГО ПОЛЯ И ЕЕ ТОЧНОСТЬ**
**Скулкин С. П., Лысенко Н. А., Усков Г. К., Саратовцев А. Р., Смусева К. В., Кононов А. А., Кащеев Н. И. ..... 110**

**4.22р ПЕТЛЕВАЯ АНТЕННА С МИКРОПОЛОСКОВОЙ СХЕМОЙ ПИТАНИЯ**
**Слезкин В. Г., Слезкин Г. В. ..... 112**

**4.23р СИНТЕЗ ИЗЛУЧАТЕЛЯ ПО ЗАДАННОМУ ИМПУЛЬСНОМУ ПОЛЮ**
**Бобрешов А. М., Болгов А. Ю., Нескородов С. Е., Усков Г. К. ..... 114**

**СЕКЦИЯ 5: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ**

**5.1 КОЛЬЦЕВЫЕ ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ЧИСЛОМ ВХОДОВ**
**Обуховец В. А. ..... 116**

**5.2 ВЕРТИКАЛЬНАЯ КОМПОНОВКА КАК СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ СТЕПЕНИ ИНТЕГРАЦИИ СВЧ ФИЛЬТРОВ**
**Тимошенко Т. С., Тюменцев А. И. ..... 118**

**5.3 ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ SIW-ФИЛЬТР**
**Михайлов М. А., Махно П. В., Крутиев С. В. ..... 120**

**5.4 ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА МЕТАВОЛНОВОДЕ**
**Сдобнова В. П., Махно А. С., Крутиев С. В. ..... Р**

**5.5 КЛАССИФИКАЦИЯ ТИПОВ РЕЗОНАНСА В СЕКЦИЯХ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С ГЕТЕРОГЕННЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ**
**Чинь Т. Т., Малютин Н. Д., Малютина А. Н. ..... 123**

**5.6р МОДУЛИ НА ОСНОВЕ КОПЛАНАРНОЙ ЛИНИИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СВЧ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕМНЫХ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ КРИСТАЛЛОВ, ЗАПОЛНЯЮЩИХ ВЕРХНЮЮ ПОЛУПЛОСКОСТЬ ПОЛОСКОВОЙ СТРУКТУРЫ**
**Малютин Г. А. ..... 125**

**5.7р РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ СПИРАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРОВ**
**Тюменцев А. И., Тимошенко Т. С. ..... 127**

**5.8р АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ СОСТАВНЫХ ЗВУКОПРОВОДОВ**
**Голованов Е. В., Колесов В. В., Анисимкин В. И., Осипенко В. А., Кузнецова И. Е. ..... 128**

[Р] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 353—360.

**5.9р МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО СУММАТОРА КОНСТРУКЦИИ УИЛКИНСОНА**
**Елфимов А. Е., Смусева К. В., Величкина А. С., Бобрешов А. М., Усков Г. К. ... 130**

**5.10р ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ПЛОСКОПРОДОЛЬНЫМИ ТОНКИМИ ДИАФРАГМАМИ**
**Светличный А. С., Чувараян Т. А., Крутиев С. В. ..... Q**

**5.11р ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУРАХ СО СЛОЖНЫМИ МЕТАЛЛИЧЕСКИМИ ГРЕБНЯМИ**
**Лонкина Д. В., Земляков В. В., Губский Д. С., Крутиев С. В. ..... R**

**5.12р ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО МИКРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ И АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ МОБИЛЬНЫХ СЕТЕЙ 5G**
**Ткаченко А. В., Лысенко И. Е. ..... 132**

**5.13р МИНИАТЮРИЗАЦИЯ КОЛЬЦЕВЫХ МОСТОВ**
**Летавин Д. А. .....134**

**СЕКЦИЯ 5а/1: СВЧ-МАТЕРИАЛЫ**

**5а.1 О НЕКОТОРЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ПРАКТИЧЕСКОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КАЧЕСТВЕННЫХ ОЦЕНОК ДЛЯ ОПИСАНИЯ ДИФФУЗИИ В ОДНОРОДНОМ НИТРИДЕ ГАЛЛИЯ**
**Степович М. А., Туртин Д. В., Калманович В. В., Филиппов М. Н. .....136**

**5а.2 КРИСТАЛЛОХИМИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА И МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА СЛОЖНОЗАМЕЩЕННЫХ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ЛИТИЙ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ**
**Исаев И. М., Костишин В. Г., Коровушкин В. В., Шипко М. Н., Степович М. А., Тимофеев А. В. .....138**

**5а.3 РАСПРОСТРАНЕНИЕ СПИНОВЫХ ВОЛН В НАНОРАЗМЕРНЫХ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛАХ, МОДУЛИРОВАННЫХ ПО ШИРИНЕ И ТОЛЩИНЕ**
**Матвеев О. В., Медников А. М., Романенко Д. В., Морозова М. А. .....140**

**5а.4 ОПЫТНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОЧИСТОГО МЫШЬЯКА ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА МОНОКРИСТАЛЛОВ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ СВЧ ЭЛЕКТРОНИКИ**
**Потолоков Н. А., Марончук И. И., Бреховских М. Н., Потолоков В. Н., Фёдоров В. А., Широков И. Б. ..... 141**

**5а.5 СЕГРЕГАЦИОННЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЛЕГИРОВАНИЯ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СЛОЕВ КРЕМНИЯ ПРИМЕСЯМИ n-ТИПА ДЛЯ СВЧ ДИОДОВ**
**Дубкова А. С., Рябов В. Н., Тарасов И. В., Хахин Н. Б. ..... 143**

**5а.6р ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЭЛАСТОМЕРНЫЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ ПОЛИХЛОРОПРЕНА И МАГНЕТИТА**
**Фионов А. С., Хачатуров А. А., Колесов В. В., Потапов Е. Э., Сургай А. В. .....145**

**5а.7р ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ МАТЕРИАЛЬНЫХ КОНСТАНТ ПЬЕЗОКЕРАМИКИ МЕТОДОМ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ**
**Теплых А. А., Зайцев Б. Д., Семёнов А. П., Бородина И. А. .....147**

---

[Q] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 370—376.
[R] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 361—369.

**5a.8p ПОЛИМЕРНЫЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКА ДЛЯ АДДИТИВНОЙ ТЕХНОЛОГИИ СОЗДАНИЯ ТЕПЛОВЫХ СЕНСОРОВ СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА**
**Бадьин А. В., Кулешов Г. Е., Шематило Т. Н., Москаленко В. Д. .....149**

**СЕКЦИЯ 5a/2: ФИЗИКА И ТЕХНОЛОГИИ СВЧ-МАТЕРИАЛОВ**

**5a.9 ТЕРМООБРАБОТКА МАГНИТНЫХ АМОРФНЫХ ЛЕНТ ДЛЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОМПОЗИТОВ**
**Ивашева Е. Е., Бичурин М. И., Леонтьев В. С. ..... 151**

**5a.10 ИССЛЕДОВАНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ОСНОВ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ТГЦ УСТРОЙСТВ И СЕНСОРОВ НА ОСНОВЕ МАГНИТНЫХ ЖИДКОСТЕЙ**
**Юрченко А. В., Зятьков Д. О., Черепанов В. Н., Светличный В. А., Юрченко В. И. ..... 153**

**5a.11 МИКРОВОЛНОВЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ НИКЕЛЬ-ЦИНКОВОГО ФЕРРИТА И ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ В 3D ПЕЧАТИ**
**Кулешов Г. Е., Бадьин А. В., Шематило Т. Н., Москаленко В. Д. .....155**

**5a.12 ФОРМИРОВАНИЕ ЗАПРЕЩЕННЫХ ЗОН В СВЯЗАННЫХ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛАХ ПОД ДЕЙСТВИЕМ СПИНОВОГО ТОКА**
**Лобанов Н. Д., Матвеев О. В., Морозова М. А. .....157**

**5a.13p ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ФИЗИЧЕСКИХ ПРИНЦИПОВ СОЗДАНИЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ**
**Семенов Г. А., Иванов С. Н., Леонтьев В. С., Бичурин М. И. ..... 159**

**5a.14p ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТАММОВСКИХ РЕЗОНАНСОВ В СВЧ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛАХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СЛОЕВ**
**Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Комаров А. А., Шаронов В. Е. ..... 161**

**5a.15p МАТЕРИАЛ, ПОГЛОЩАЮЩИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ**
**Дорожкин К. В., Матыскин К. Е., Денисенко А. В., Сусляев В. И. .....163**

**5a.16p ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ФОТОКАТОДОВ УЛЬТРАФИОЛЕТОВОГО ДИАПАЗОНА СПЕКТРА**
**Пхайко Н. А., Кондратьев А. А., Пахомов С. Н., Потапов А. В., Сорокин И. А., Тищенко А. С. ..... S**

**5a.17p ИЗГОТОВЛЕНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ НИЗКОПЛОТНЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ**
**Казаков А. Г., Пхайко Н. А., Сафронов К. В., Горнов В. Н., Пешкичева Л. Е., Пахомов С. Н., Писарев Е. М., Смирнов Ю. Ю., Савельев А. В. .....T**

**5a.18 МОЩНЫЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИДЕАЛЬНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ КЛЮЧ**
**Максименко Ю. Н. ..... 165**

**СЕКЦИЯ 5b/1: НАНОЭЛЕКТРОНИКА И НАНОМАТЕРИАЛЫ**

**5b.1 ПРИМЕНЕНИЕ СТРУКТУР SOI С ВЫСОКООМНЫМИ СЛОЯМИ В КРЕМНИЕВЫХ RFIC**
**Попов В. П., Руденко К. В. ..... 167**

[S] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 325—341.
[T] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 342—352.

**5b.2 МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ 2D МАТЕРИАЛОВ**
**Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. ..... 169**

**5b.3 СЛАБОЕ ПРОЯВЛЕНИЕ ЭФФЕКТА ПОЛЯ В СТРУКТУРАХ МЕТАЛЛ — ДИЭЛЕКТРИК — ПОЛУПРОВОДНИК С СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ИЗОЛИРУЮЩИМ СЛОЕМ $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$**
**Белорусов Д. А., Гольдман Е. И., Чучева Г. В. ..... 170**

**5b.4 ЦИФРОВЫЕ ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ БАРЬЕРЫ В ОБРАЩЕННЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С ДОНОРНО-АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ**
**Карпов С. Н., Богданов С. А., Пашковский А. Б., Терешкин Е. В. ..... 172**

**5b.5 NANOPHOTON GENERATOR OF PICOSECOND PULSES**
**Karushkin N. F., Obukhov I. A. ..... U**

**5b.6р МЕТОД РАСЧЕТА КВАНТОВОЙ ЕМКОСТИ В МОДЕЛИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ДВУХСЛОЙНОМ ГРАФЕНЕ**
**Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. ..... 175**

**5b.7р МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РТД НА ОСНОВЕ GaN/AlGaN С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ТРАНСПОРТОМ**
**Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Щербакова И. Ю. ..... 177**

**5b.8р ФОРМА ИЗОЛИРУЮЩЕГО ПОТЕНЦИАЛА, СОЗДАВАЕМОГО СВЕРХТОНКИМИ СЛОЯМИ ОКИСЛА КРЕМНИЯ**
**Гольдман Е. И., Чучева Г. В., Шушарин И. А. ..... 178**

**5b.9р РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА МОМЕНТОВ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОГЛОЩЕНИЯ И ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В НАНОСТРУКТУРАХ**
**Семенихин И. А. ..... 180**

**СЕКЦИЯ 5b/2: НАНОТЕХНОЛОГИЯ И НАНОМАТЕРИАЛЫ**

**5b.10 ИЗОТЕРМЫ СЖАТИЯ ПЛАВАЮЩИХ СЛОЕВ И НАДМОЛЕКУЛЯРНАЯ ОРГАНИЗАЦИЯ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ РЯДА ПРОИЗВОДНЫХ N,N'-диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты**
**Никитин К. С., Поленов Ю. В., Казак А. В., Егорова Е. В. ..... 181**

**5b.11 СВЕТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ПОКРЫТИЯ НА ОСНОВЕ ФРАКЦИЙ ПУРПУРНЫХ БАКТЕРИЙ**
**Горбачев И. А., Колесов В. В., Каленов С. В. ..... 183**

**5b.12 УДЕЛЬНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ НАНОМЕТРОВЫХ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНОК**
**Старостенко В. В., Зуев С. А., Мазинов А. С., Фитаев И. Ш. ..... 185**

**5b.13 ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОДОЛЬНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ В СУСПЕНЗИИ «ГЛИЦЕРИН — МИКРОЧАСТИЦЫ СИНТЕТИЧЕСКОГО АЛМАЗА»**
**Зайцев Б. Д., Семёнов А. П., Теплых А. А., Бородина И. А. ..... 187**

**5b.14р ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ЛЕНГМЮРА — ШЕФФЕРА 2,3,9,10,16,17,23, 24-окта-(3-(этилтио)фенил) фталоцианината лютеция ацетата**
**Никитин К. С., Казак А. В., Чикалов И. С. ..... 189**

**5b.15р ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ И ПРОВОДЯЩИХ СВОЙСТВ ТОНКИХ ПЛЕНОК СУЛЬФИДА СЕРЕБРА**
**Мазинов А. С., Гурченко В. С. ..... 191**

[U] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 169—184.

**5b.16p ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ ВНЕШНИХ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ВЕЛИЧИНУ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОТКЛИКА ДОПИРОВАННЫХ АЗОТОМ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК**
**Соболева О. И., Полывянова М. Р., Ильина М. В. ..... 193**

**5b.17p МЕХАНИЗМЫ ТОКОПЕРЕНОСА В $TaSi_2$/Si ЯНУС-НАНОЧАСТИЦАХ**
**Торхов Н. А., Будняев В. А. ..... 195**

**5b.18p ВЫДЕЛЕНИЕ НАНОЧАСТИЦ КВАРЦА В ВОДНОЙ СРЕДЕ**
**Ковальчук А. А., Коробейникова Ю. Л. ..... 197**

**СЕКЦИЯ 6: СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХБОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ И ЭФФЕКТЫ**

**6.1 ГИРО-ЛБВ НА ВОЛНЕ $TE_{02}$**
**Колосов С. В., Шатилова О. О., Батура М. П. ..... 199**

**6.2 ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИЛЬНОТОЧНОГО РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОТРОНА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН В РЕЖИМЕ УМНОЖЕНИЯ ЧАСТОТЫ**
**Леонтьев А. Н., Гинзбург Н. С., Зотова И. В., Розенталь Р. М., Малкин А. М., Сергеев А. С. ..... 201**

**6.3 СУБТЕРАГЕРЦОВЫЙ ЧАСТОТНО-ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ КВАЗИОПТИЧЕСКИЙ ГИРОТРОН С ШЕСТИЗЕРКАЛЬНЫМ РЕЗОНАТОРОМ КОНФОКАЛЬНОГО ТИПА**
**Заславский В. Ю., Глявин М. Ю., Зотова И. В., Соболев Д. И. ..... 203**

**6.4 РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ ФОРМИРОВАНИЯ ВОЛН-УБИЙЦ В ГИРОТРОНАХ ЗА СЧЕТ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ИНЖЕКЦИИ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА**
**Розенталь Р. М., Гинзбург Н. С., Зотова И. В., Леонтьев А. Н., Розенталь С. Р., Сергеев А. С. ..... 205**

**6.5 О ПОВЫШЕНИИ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ГИРОТРОНОВ**
**Запевалов В. Е. ..... 207**

**6.6 РЕЛЯТИВИСТСКИЙ ГИРОТРОН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С МОДОЙ TE6.3 НА ВТОРОЙ ЦИКЛОТРОННОЙ ГАРМОНИКЕ**
**Иляков Е. В., Кулагин И. С., Мануилов В. Н., Завольский Н. А., Семёнов Е. С., Шевченко А. С. ..... 209**

**6.7p ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ СУЩЕСТВОВАНИЯ МУЛЬТИПАКТОРА В СКРЕЩЕННЫХ ПОЛЯХ В 8-ММ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН**
**Иляков Е. В., Кулагин И. С., Шевченко А. С. ..... 211**

**6.8p ТЕСТИРОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНОГО ДВУХЧАСТОТНОГО ИСТОЧНИКА К-ДИАПАЗОНА С КИЛОВАТТНЫМ УРОВНЕМ МОЩНОСТИ**
**Розенталь Р. М., Самсонов С. В., Богдашов А. А., Гачев И. Г., Морозкин М. В. ..... 213**

**СЕКЦИЯ 7: СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ**

**7.1 КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ ДЛЯ АНТЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СТЕНДОВ**
**Снастин М. В., Савченко В. Н. ..... 215**

**7.2 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОАКСИАЛЬНЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ С РАЗЪЕМАМИ РАЗНЫХ ТИПОВ**
**Колдина Е. А., Лупанова Е. А., Никулин С. М., Петров В. В., СухоруковВ. А. ..... 217**

**7.3 РАСШИРЕНИЕ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ В ОБЛАСТИ НИЖНИХ ЧАСТОТ ЗА СЧЕТ ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИИ**
**Назаров М. А., Семенов Э. В. ..... 219**

**7.4 МАЛОГАБАРИТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПЛОСКОСЛОИСТЫХ МАТЕРИАЛОВ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ**
**Мироньчев А. С., Горст А. В., Шипилов С. Э. ..... 221**

**7.5 СИСТЕМА ТЕРАГЕРЦОВОЙ ДИАГНОСТИКИ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ЛИСТОВЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ НА ОСНОВЕ ФАЗОВО-КОНТРАСТНОГО МЕТОДА**
**Бердюгин А. И., Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Гурский Р. П. ..... 223**

**7.6р ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ С ПРОДОЛЬНО-ЧАСТИЧНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ В КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРАХ РАССЕЯНИЯ**
**Бобрешов А. М., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К. ..... 225**

**7.7р МЕТОД ИСПЫТАНИЙ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ С БОЛЬШОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ**
**Афонин И. Л., Поляков А. Л., Дидус В. Т., Шундрин М. И. ..... 227**

**7.8р АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ АМПЛИФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ПЛОСКОГО СКАНЕРА**
**Тыщук Ю. Н., Головин В. В., Афонин И. Л., Лысенко Н. М. ..... 229**

**7.9р МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ АМПЛИФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ**
**Головин В. В., Тыщук Ю. Н., Афонин И. Л., Литовко Е. В. ..... 231**

**СЕКЦИЯ 8: ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ СВЧ-ТЕХНИКИ**

**8.1 NON-THERMAL AIR ARC PLASMA ASSISTED BIOMASS GASIFICATION**
**Qijia Guo, Rui Li, Guangyuan Yang, Yan Liu, Qingdong Deng, Zhaochang He ..... V**

**8.2 НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ АЭРОЛОГИЧЕСКОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА НА БАЗЕ SDR-ПРИЕМНИКА**
**Плохих О. В., Иванов В. Э., Гусев А. В., Сурков Д. В. ..... 233**

**8.3 НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ И ЭКСПЛУАТАЦИИ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ «ПОЛЮС»**
**Букрин И. В., Гусев А. В., Иванов В. Э., Плохих О. В., Рысев В. В., Сурков Д. В. ..... 235**

**8.4 ОТКЛИК АВТОДИННОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА НА СИНХРОННОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ ЗАПРОСНОГО СИГНАЛА С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**
**Носков В. Я., Черных О. А. ..... 237**

**8.5 ОБЩЕЕ РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЙ АВТОДИННОГО ГЕНЕРАТОРА С ОДНОВРЕМЕННОЙ ИМПУЛЬСНОЙ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**
**Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А. ..... 239**

**8.6 УВЕЛИЧЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ НЕЛИНЕЙНОГО ВИДЕОИМПУЛЬСНОГО ЛОКАТОРА**
**Байкалова А. Е., Семенов Э. В. ..... 241**

**8.7р ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОВОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ТРАНЗИСТОРНЫХ СВЕРХРЕГЕНЕРАТИВНЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ**
**Иванов В. Э., Кудинов С. И. ..... 243**

[V] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 108—116.

**8.8р РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АВТОДИННОГО ОТКЛИКА ГЕНЕРАТОРА С ОДНОВРЕМЕННОЙ ИМПУЛЬСНОЙ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**
**Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А. .....245**

**8.9р ДВУХТАКТНЫЙ ОБОСТРИТЕЛЬ ИМПУЛЬСОВ НА ДИОДАХ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА**
**Березин А. А. .....247**

**8.10р РАЗРАБОТКА МЭМС АКСЕЛЕРОМЕТРА ЕМКОСТНОГО ТИПА**
**Калугин В. В., Пайн С. Х., Пьо В. Т., Калугина И. В. .....249**

**8.11р УСТРОЙСТВО СБОРА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОНОМНОГО ПИТАНИЯ**
**Смирнов А. В., Колесов В. В., Серебров М. М. ..... 251**

**8.12р СБОИ В РАБОТЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОМЕХ**
**Смирнов А. В., Сорокин Л. Н., Сасункевич А. А. .....253**

**8.13 ПРИМЕНЕНИЕ СВЧ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ СОРТИРОВКИ СОСТАВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ АРХЕОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ**
**Полетаев Д. А., Мальцев К. С., Майко В. В., Власов В. П. .....W**

**8.14 ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ**
**Широков И. Б., Сердюк И. В., Азаров А. А., Широкова Е. И. .....X**

**8.15 СНИЖЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ВОЛНОВОДНОГО УРОВНЕМЕРА С ДЛИННЫМ СОСТАВНЫМ ВОЛНОВОДОМ**
**Атаянц Б. А., Давыдочкин В. М., Езерский В. В. .....255**

**8.16 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ ПРОТОТИПА РАДИОВОЛНОВОГО ДОСМОТРОВОГО ТОМОГРАФА**
**Муксунов Т. Р., Кузьменко И. Ю., Сатаров Р. Н., Шипилов С. Э., Смокотин П. В., Сарьяров С. Ф. ..... 257**

**8.17р ДОППЛЕРОВСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ СКОРОСТИ И СНОСА**
**Адиатулин А. В., Карасев М. С., Карозин И. А., Шацкий С. В. .....259**

**8.18р СВЧ ДАТЧИК СКОРОСТИ В СИСТЕМЕ БЕЗОПАСНОСТИ НА ТРАНСПОРТЕ**
**Хаблов Д. В. .....261**

**8.19р РАДИОЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ИНВАРИАНТНОЙ УРОВНЕМЕТРИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ В ЕМКОСТЯХ**
**Совлуков А. С. .....263**

**8.20р ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД В РЕЗЕРВУАРЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТРЕХ ОТРЕЗКОВ ДЛИННОЙ ЛИНИИ**
**Совлуков А. С., Яценко В. В., Кайченов А. В. .....265**

**8.21р ИЗУЧЕНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СУСПЕНЗИЙ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИМ И АКУСТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МЕТОДАМИ**
**Шамсутдинова Е. С., Анисимкин В. И., Фионов А. С., Смирнов А. В., Колесов В. В., Кузнецова И. Е. ..... 267**

**8.22р МИКРОВОЛНОВЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ ГОМОДИННОЙ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДИСТАНЦИЙ**
**Широков И. Б., Сердюк И. В., Широкова Е. И. ..... 269**

[W] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 458—471.
[X] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 445—457.

**8.23р ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ РАСЧЕТА ТЕМПЕРАТУРЫ ЭЛЕМЕНТОВ СБОРКИ СИЛОВЫХ ВАРИСТОРОВ**
**Мальцев Р. В., Михайлюк Ю. П. ..... 271**

**СЕКЦИЯ 8а: МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ**

**8а.1 ЗАДАЧИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МЕДИЦИНСКИХ АНТЕНН ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОТЕРМОМЕТРИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ**
**Леушин В. Ю., Агасиева С. В., Веснин С. Г., Седанкин М. К., Порохов И. О., Ветрова Н. А., Горлачева Е. Н., Сидорова М. И. ..... Y**

**8а.2 ДАТЧИК НА ОСНОВЕ АКУСТИЧЕСКОЙ ЩЕЛЕВОЙ МОДЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОБНЫХ КЛЕТОК ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ АМПИЦИЛЛИНА**
**Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Караваева О. А., Гулий О. И. ..... 273**

**8а.3 УЧЕТ МНИМОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ В ЕСТЕСТВЕННЫХ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ**
**Харланов А. В., Харланова Т. С. ..... 275**

**8а.4 МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА САМООРГАНИЗАЦИИ ВОДИТЕЛЯ РИТМА СЕРДЦА**
**Алдонин Г. М., Черепанов В. В. ..... Z**

**8а.5 НЕИНВАЗИВНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ РАДИОВОЛНОВОЙ ТОМОГРАФИИ РАКА МОЛОЧНОЙ ЖЕЛЕЗЫ НА РАННИХ СТАДИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ**
**Шипилов С. Э., Еремеев А. И., Цепляев И. С., Шипилова С. С. ..... 277**

**8а.6 ПЕРСПЕКТИВЫ МИКРОМИНИАТЮРИЗАЦИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ РАДИОТЕРМОГРАФОВ**
**Гудков А. Г., Веснин С. Г., Соловьев Ю. В., Тихомиров В. Г., Попов В. В. ..... AA**

**8а.7 БЛИЖНЕПОЛЬНЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ НЕИНВАЗИВНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ ГЛЮКОЗЫ**
**Горст А. В., Мироньчев А. С., Запасной А. С., Шипилов С. Э. ..... 279**

**8а.8 ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТУЛИЕВОГО ВОЛОКОННОГО ЛАЗЕРА ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ТРАНСУРЕТРАЛЬНОЙ КОНТАКТНОЙ ЛИТОТРИПСИИ**
**Чернега В. С., Арбузов И. А. ..... 281**

**8а.9 ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА МИС СВЧ ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНОГО МНОГОЧАСТОТНОГО РАДИОТЕРМОМЕТРА**
**Чижиков С. В., Попов В. В., Тихомиров В. Г., Соловьев Ю. В., Агандеев Р. В. ..... BB**

**8а.10р ВЛИЯНИЕ МАЛОЙ НЕРЕГУЛЯРНОСТИ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В ДВУХСЛОЙНОМ ВОЛНОВОДЕ**
**Харланова Т. С. ..... 283**

**8а.11р ФРАКТАЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРОИЗВОДСТВЕННО-СБЫТОВЫХ СИСТЕМ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ**
**Горлачева Е. Н., Омельченко И. Н., Дроговоз П. А. ..... 285**

---

[Y] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 484—514.
[Z] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 472—483.
[AA] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 531—547.
[BB] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 515—530.

## СЕКЦИЯ 8b: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА


**8b.1** ОПТИЧЕСКИЕ БЛОХОВСКИЕ ОСЦИЛЛЯЦИИ В МАССИВАХ ВОЛНОВОДОВ С ПОКАЗАТЕЛЕМ ПРЕЛОМЛЕНИЯ, ЗАВИСЯЩИМ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ
Анастасиев А. А., Гозман М. И., Полищук И. Я., Полищук Ю. И. ..... 287

**8b.2** МЕТОДЫ РЕИНЖИНИРИНГА В РАДИОФОТОННЫХ КНИ ТЕХНОЛОГИЯХ
Торхов Н. А., Будняев В. А., Шеерман Ф. И., Коколов А. А. ..... 289

**8b.3** О НЕОБЫЧНЫХ ОПТИЧЕСКИХ МОДАХ СТРУКТУРИРОВАННЫХ МЕТАСТРУКТУР
Руденок И. П. ..... 291

**8b.4** OPTOELECTRONIC CHARACTERIZATION OF THE AlGaN/GaN INTERSUBBAND QUANTUM WELL INFRARED PHOTODETECTOR
Volcheck V. S., Stempitsky V. R. ..... 293

**8b.5** ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ШУМОВ ЛАЗЕРА НА УРОВЕНЬ ФАЗОВОГО ШУМА ОПТОЭЛЕКТРОННОГО СВЧ ГЕНЕРАТОРА
Лучинин А. С., Малыгин И. В. ..... 295

**8b.6** ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЛАЗЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ КАК МЕДИКО-ТЕХНИЧЕСКАЯ ПРОБЛЕМА
Пальцев Ю. П., Походзей Л. В. ..... 297

**8b.7** ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ ВОЛНОВОДЫ НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК $Si_3N_4$
Кулинич И. В., Сомогонянц А. А., Шестериков Е. В., Моховиков Д. М. ..... CC

**8b.8** РАДИОФОТОННЫЙ СОГЛАСОВАННЫЙ ПРИЕМНИК ДЛЯ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ
Кулагин В. В., Валуев В. В., Буркитбаев Д. Е., Корниенко В. Н., Черепенин В. А. ..... 299


## СЕКЦИЯ 9/1: РАДИОАСТРОНОМИЯ, РРВ, РАДИОМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ


**9.1** DETERMINATION OF FOREST ENVIRONMENT DENSITY BY GEORADAR “OKO-2”
Bashkuev Yu. B., Khaptanov V. B., Dembelov M. G. ..... DD

**9.2** ПРЕДВЕСТНИКИ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЙ В РЕГИОНЕ ЧЕРНОГО И СРЕДИЗЕМНОГО МОРЕЙ, БЛИЖНЕГО И СРЕДНЕГО ВОСТОКА
Вольвач А. Е., Коган Л. П., Канониди К. Х., Надежка Л. И., Бубукин И. Т., Кислицын Д. И., Борейко К. В. ..... 301

**9.3** АНАЛИЗ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ
Афонин И. Л., Поляков А. Л., Дидус В. Т., Шундрин М. И. ..... 303

**9.4** ЭФФЕКТ «ВОЛНОВОДА» ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В ПОМЕЩЕНИИ
Андреев Ю. В., Петросян М. М. ..... EE

**9.5** ПРЕЦИЗИОННОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРА ТОНКОЙ СТРУКТУРЫ КИСЛОРОДА В ИНТЕРЕСАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ
Серов Е. А., Кошелев М. А., Вилков И. Н., Макаров Д. С., Одинцова Т. А., Голубятников Г. Ю., Третьяков М. Ю. ..... 305

**9.6р** ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Гулько В. Л., Мещеряков А. А. ..... 307


---

[CC] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 318—324.
[DD] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 429—435.
[EE] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 304—317.

**9.7р МОДЕЛИ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ ЭЛЕМЕНТОВ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ, ПРИ ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ**
**Денисов В. П., Мещеряков А. А., Крутиков М. В., Полянских П. А. ..... 309**

**9.8р УВЕЛИЧЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ НЕЛИНЕЙНОГО ВИДЕОИМПУЛЬСНОГО РАДИОЛОКАТОРА ЗА СЧЕТ КАЛИБРОВКИ НА СВОБОДНОЕ ПРОСТРАНСТВО**
**Семенов Э. В. ..... 311**

**9.9р АДАПТИВНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ АКТИВНЫХ ПОМЕХ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ В ОСНОВНОМ И КОМПЕНСАЦИОННОМ ПРИЁМНЫХ КАНАЛАХ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО СРЕДСТВА**
**Белимов А. М., Мясников С. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. ..... 313**

**9.10р МОЩНЫЕ ВСПЫШКИ ВОДЯНОГО МАЗЕРА В ПРОТОЗВЕЗДНОЙ СИСТЕМЕ IRAS 16293-2422**
**Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Дмитроца А. И., Краморова Д. А., Бурдин Д. В. ..... 315**

**9.11р КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМ РАДИОСВЕТА**
**Петросян М. М. ..... 317**

**9.12р ЭМИССИЯ СОЛНЕЧНОГО РАДИОВСПЛЕСКА 14 ИЮЛЯ 2017 г.**
**Вольвач А. Е., Гопасюк О. С., Якубовская И. В. ..... 319**

**9.13р АНАЛИЗ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ И СОЛНЕЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ В КАРА-ДАГ**
**Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И. ..... 321**

**9.14р ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ АКТУАЛИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЭКВАЛАЙЗЕРА ДЛЯ АДАПТИВНОЙ ДЕКОНВОЛЮЦИИ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ТРАНСИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ**
**Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Кислицын А. А. ..... 323**

**9.15р ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МПСН ПРИ СИНХРОНИЗАЦИИ СЕНСОРОВ РАДИОСИГНАЛАМИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ЦЕНТРОВ**
**Белимов А. М., Мясников С. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. ..... 325**

**СЕКЦИЯ 9/2: СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ**

**9.16 АЛГОРИТМЫ ДОСТИЖЕНИЯ УГЛОВОГО СВЕХРАЗРЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ**
**Лаговский Б. А., Павлов А. Е., Щукин А. А. ..... 327**

**9.17 СВЧ-РАДИОМЕТРИЧЕСКОЕ КАРТИРОВАНИЕ РАЗОРВАННОЙ КУЧЕВОЙ ОБЛАЧНОСТИ С КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**
**Илюшин Я. А., Егоров Д. П., Кутуза Б. Г., Копцов Я. В. ..... 329**

**9.18 УТОЧНЕНИЕ И ОБОСНОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ**
**Сидоров И. А., Хохлов Н. Ф., Новичихин Е. П., Болотов А. Г., Гудков Г. А., Попов В. В. ..... 331**

**9.19 МЕТРИКИ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РАБОТЫ КЛАССИФИКАТОРА МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ, ПОЛУЧЕННОМ С ПОМОЩЬЮ РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ**
**Эрин Ф. А., Вебер В. И., Куприц В. Ю., Нетесов А. А. .....FF**

[FF] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 436—444.

**9.20 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЫНОСНЫХ КОНТРОЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОСАДОЧНЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ**
**Белимов А. М., Мясников С. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. .....333**

**9.21р ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДВУМЕРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ С УГЛОВЫМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ**
**Лаговский Б. А., Павлов А. Е., Щукин А. А. .....335**

**9.22р ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОГО УГЛОВОГО РАЗРЕШЕНИЯ СИСТЕМ ЗА СЧЕТ ЭКСТРАПОЛЯЦИИ СИГНАЛОВ**
**Рубинович Е. Я. .....337**

**9.23р ОТЛАДКА И ВЕРИФИКАЦИЯ АЛГОРИТМОВ И УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ ВТОРИЧНОГО ОБЗОРНОГО РАДИОЛОКАТОРА УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ**
**Белимов А. М., Мясников С. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. .....339**

**9.24р ПРИМЕНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ФУНКЦИЙ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ**
**Сорокин А. К. ..... 341**

**9.25р ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ ГЕНЕРАТОРА СИГНАЛА ДОПЛЕРОВСКОГО РАССЕЯНИЯ СО СПЕКТРОМ ДЖЕЙКСА**
**Слизкой В. К., Боков А. С. ..... 343**

**9.26р ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КВАЗИКОГЕРЕНТНОЙ ПОМЕХИ НА РАБОТУ БОРТОВЫХ РАДИОВЫСОТОМЕРОВ**
**Дурнаков А. А., Боков А. С., Вершинин В. С. .....345**

**9.27р ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЛЬТРОВ ПОДАВЛЕНИЯ ФАЗОВОГО ШУМА ИНТЕРФЕРОГРАММ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ**
**Снигирев М. В., Сосновский А. В., Коберниченко В. Г. ..... 347**

**9.28р АМПЛИТУДНЫЙ МЕТОД ИМИТАЦИИ ТОЧЕЧНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ С УПРАВЛЯЕМОЙ УГЛОВОЙ КООРДИНАТОЙ**
**Марков Ю. В., Боков А. С. .....349**

**9.29р ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ РЕЖИМА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ В ИМИТАТОРЕ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ**
**Боков А. С., Зейналов Э. Н., Слизкой В. К. ..... 351**

**СЕКЦИЯ Н: ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ**

**Н.1 ПАМЯТИ ОРЕСТА ГЕНРИХОВИЧА ВЕНДИКА, ОСНОВАТЕЛЯ НАУЧНОЙ ШКОЛЫ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ И СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ ТВЕРДОГО ТЕЛА**
**Вендик И. Б., Золотинкина Л. И. .....353**

**Н.2 РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС «ТНА-400» (к 65-летию со дня основания 79-го Отдельного научно-измерительного пункта)**
**Афонин И. Л., Поляков А. Л., Дидус В. Т., Маленко В. А. ..... 355**

**Н.3 КОНСТРУКТОРСКАЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ КРЫМСКИХ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ**
**Пузанков Л. А. .....GG**

[GG] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 570—586.

**Н.4 У ИСТОКОВ МАШИННОЙ РАДИОСВЯЗИ**
**Пестриков В. М. ..... 357**

**Н.5 VIV СЪЕЗД РНТОРЭС им. А. С. Попова**
**Самсонов Г. А., Ермолов П. П. .....[НН]**

**Н.6 ПЕРВЫЙ АКАДЕМИК В ТАГАНРОГЕ (к 100-летию А. В. Каляева)**
**Ермолов П. П., Иванюк Т. А., Кондратова Е. В. ..... 359**

**Н.7 К 90-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ ЕВГЕНИЯ ИВАНОВИЧА НЕФЁДОВА (1932—2020)**
**Ермолов П. П., Коломийченко В. П. ..... 362**

**Н.8 ПОЧЕТНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ ВОЕННЫХ НАУК, АДМИРАЛ, СВЯЗИСТ ЗИНУР ГУСЕЙНОВИЧ ЛЯПИН (к 75-летию со дня рождения)**
**Ермолов П. П., Свиридова Е. И. ..... 366**

**ХРОНИКА**

**Памяти Дмитрия Ивановича Воскресенского ..... 371**

[НН] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 378—394.

# Авторы

ISSN 2619-1628

**Аббас С. А. 42**
**Абрамов И. И. 169, 175, 177**
**Агапов А. Н. 17**
**Агейкин Н. А. 89**
**Аджемов А. С. 31, 34, 37**
**Адиатулин А. В. 81, 259**
**Анастасиев А. А. 287**
**Анисимкин В. И. 128, 267**
**Арбузов И. А. 281**
**Атаянц Б. А. 255**
**Афонин И. Л. 227, 229, 231, 303, 355**
**Бадьин А. В. 149, 155, 223**
**Байкалова А. Е. 241**
**Балзовский Е. В. 87**
**Баскаков А. Е. 56**
**Батура М. П. 62, 199**
**Безгин А. А. 58, 79**
**Белимов А. М. 313, 325, 333, 339**
**Белорусов Д. А. 170**
**Бердюгин А. И. 223**
**Березин А. А. 247**
**Бичурин М. И. 151, 159**
**Бобрешов А. М. 108, 114, 130, 225**
**Богатырев Е. В. 239, 245**
**Богачев И. А. 91, 93**
**Богданов С. А. 172**
**Богдашов А. А. 213**
**Богомолова Е. А. 19**
**Боков А. С. 343, 345, 349, 351**
**Болгов А. Ю. 114**
**Болотов А. Г. 331**
**Бондарев В. Н. 68**
**Борейко К. В. 301**
**Бородина И. А. 147, 187, 273**
**Бреховских М. Н. 141**
**Бубукин И. Т. 301**
**Будняев В. А. 195, 289**
**Бузов А. Л. 97**
**Бузова М. А. 97**
**Букрин И. В. 235**
**Бурдин Д. В. 315**
**Буркитбаев Д. Е. 299**
**Бухарин В. А. 22**
**Валуев В. В. 299**
**Вдовин В. Ф.**
**Величкина А. С. 130**
**Вендик И. Б. 353**
**Вершинин В. С. 345**
**Вилков И. Н. 305**
**Вишняков Д. С. 239, 245**
**Владыка П. А. 44**
**Войтович В. В. 104**
**Войтович Н. И. 22, 104, 106**
**Волков А. С. 50, 56**
**Волкова Е. А. 64**
**Вольвач А. Е. 301, 315, 319, 321**
**Вольвач Л. Н. 315**
**Гаджиев Э. В. 70**
**Галдецкий А. В. 19**
**Гальченков Г. А. 83**
**Гачев И. Г. 213**
**Гинзбург Н. С. 201, 205**
**Глявин М. Ю. 203**
**Гозман М. И. 287**
**Голованов Е. В. 128**
**Головин В. В. 3, 229, 231**
**Голубятников Г. Ю. 305**
**Гольдман Е. И. 170, 178**
**Гопасюк О. С. 319**
**Горбачев И. А. 183**
**Горлачева Е. Н. 285**
**Горст А. В. 221, 279**
**Гудков Г. А. 331**
**Гулий О. И. 273**
**Гулько В. Л. 307**
**Гунбина А. А. 102**
**Гурский Р. П. 223**
**Гурченко В. С. 191**
**Гусев А. В. 233, 235**
**Давыдочкин В. М. 255**
**Демшевский В. В. 91, 93**
**Денисенко А. В. 163**
**Денисов В. П. 309**
**Денисов Д. В. 73**
**Дидус В. Т. 227, 303, 355**
**Дмитриев А. С. 27**
**Дмитроца А. И. 315, 321**
**Дорожкин К. В. 163, 223**
**Дроговоз П. А. 285**
**Дубкова А. С. 143**
**Дурнаков А. А. 345**
**Евдокимов В. В. 13**
**Егоров Д. П. 329**
**Егорова Е. В. 181**
**Езерский В. В. 255**
**Елфимов А. Е. 130**
**Еремеев А. И. 277**
**Ермолов П. П. 359, 362, 366**
**Ершов А. В. 104**
**Жданов Б. В. 22**
**Завольский Н. А. 209**
**Зайцев Б. Д. 147, 187, 273**
**Запасной А. С. 279**
**Запевалов В. Е. 207**
**Заславский В. Ю. 203**
**Зейналов Э. Н. 351**
**Зеленкевич Д. Ю. 3**
**Золотинкина Л. И. 353**
**Зотова И. В. 201, 203, 205**
**Зуев С. А. 185**
**Зятьков Д. О. 153**
**Иванов А. А. 11**
**Иванов В. А. 323**
**Иванов В. Э. 1, 233, 235, 243**
**Иванов Д. В. 323**
**Иванов С. Н. 159**
**Иванюк Т. А. 359**
**Ивашева Е. Е. 151**
**Игнатков К. А. 239, 245**
**Ильин А. Ю. 13**
**Ильина М. В. 193**
**Ильяш Д. В. 60**
**Илюшин Я. А. 329**
**Иляков Е. В. 209, 211**
**Исаев И. М. 138**
**Ицков В. В. 48**
**Казак А. В. 181, 189**
**Кайченов А. В. 265**
**Каленов С. В. 183**
**Калманович В. В. 136**
**Калугин В. В. 249**
**Калугина И. В. 249**
**Каменский М. В. 15**
**Канониди К. Х. 301**
**Караваева О. А. 273**
**Карасев М. С. 81, 259**
**Карозин И. А. 259**
**Карпов С. Н. 172**
**Касьянов А. О. 98, 100**
**Кащеев Н. И. 110**
**Килиба Ю. В. 95**
**Кислицын А. А. 323**
**Кислицын Д. И. 301**

**Коберниченко В. Г. 347**
**Ковальчук А. А. 197**
**Коган Л. П. 301**
**Кокин Д. С. 52**
**Коколов А. А. 289**
**Колдина Е. А. 217**
**Колесов В. В. 128, 145, 183, 251, 267**
**Коломейцева Н. В. 169, 175, 177**
**Коломийченко В. П. 362**
**Колосов С. В. 199**
**Комаров А. А. 161**
**Комиссарова Е. В. 77, 83**
**Комов В. В. 85**
**Кондратенко А. В. 9**
**Кондратова Е. В. 359**
**Кондратьева С. Г. 70**
**Кононов А. А. 110, 225**
**Копцов Я. В. 329**
**Корниенко В. Н. 299**
**Коробейникова Ю. Л. 197**
**Коровушкин В. В. 138**
**Костишин В. Г. 138**
**Котомина В. Е. 15**
**Кошелев М. А. 305**
**Кошелец В. П. 102**
**Краморова Д. А. 315**
**Кратович П. С. 5**
**Крехтунов В. М. 77**
**Криворучко Ю. Т. 24, 46**
**Крутиев С. В. 120**
**Крутиков М. В. 309**
**Кудинов С. И. 1, 243**
**Кудряшова А. Ю. 31, 34, 37**
**Кузнецова И. Е. 128, 267**
**Кузьменко И. Ю. 42, 257**
**Кузьмин Е. В. 95**
**Кузьмин Л. В. 44**
**Кулагин В. В. 299**
**Кулагин И. С. 209, 211**
**Кулешов Г. Е. 149, 155**
**Кулыгин Д. А. 17**
**Курбасова Г. С. 321**
**Кутуза Б. Г. 329**
**Кучмий А. Д. 91**
**Лабунов В. А. 169, 175, 177**
**Лаговский Б. А. 327, 335**
**Ларионов М. Г. 315**
**Леонтьев А. Н. 201, 205**
**Леонтьев В. С. 151, 159**
**Летавин Д. А. 134**
**Липаков Н. Е. 46**
**Литовко Е. В. 231**
**Лобанов Н. Д. 157**
**Ловшенко И. Ю. 5**
**Лукьянчиков А. В. 58, 60**
**Лупанова Е. А. 217**
**Лучинин А. С. 295**
**Лысенко И. Е. 132**
**Лысенко Н. А. 110**
**Лысенко Н. М. 229**
**Мазинов А. С. 185, 191**
**Макаров Д. С. 305**
**Максименко Ю. Н. 165**
**Маленко В. А. 355**
**Малкин А. М. 201**
**Малыгин И. В. 1, 295**
**Мальцев Р. В. 271**
**Малютин Г. А. 125**
**Малютин Н. Д. 123**
**Малютина А. Н. 123**
**Мануилов В. Н. 15, 209**
**Манышев Р. А. 54**
**Манько А. С. 3**
**Марков Ю. В. 349**
**Марончук И. И. 141**
**Матвеев О. В. 140, 157**
**Матыскин К. Е. 163**
**Махно П. В. 120**
**Медников А. М. 140**
**Медянкова Е. В. 19**
**Мещеряков А. А. 307, 309**
**Минеев К. В. 102**
**Минкин В. П. 44**
**Минкин М. А. 97**
**Мироньчев А. С. 221, 279**
**Мирющенко Н. И. 17**
**Михайлов М. А. 120**
**Михайлюк Ю. П. 271**
**Морозкин М. В. 11, 15, 213**
**Морозова М. А. 140, 157**
**Москаленко В. Д. 149, 155**
**Мохсени Т. И. 27**
**Муксунов Т. Р. 42, 257**
**Муратчаев С. С. 50, 64**
**Мурсалов Д. Л. 46**
**Мясин Е. А. 13**
**Мясников С. А. 313, 325, 333, 339**
**Надежка Л. И. 301**
**Назаров М. А. 219**
**Нгуен Динь То 70**
**Нескородов С. Е. 114**
**Нестеренко А. И. 58**
**Неяченко Д. И. 321**
**Никитин А. О. 95**
**Никитин К. С. 181, 189**
**Никулин С. М. 217**
**Новичихин Е. П. 331**
**Носков В. Я. 73, 237, 239, 245**
**Обуховец В. А. 75, 116**
**Овчинникова Е. В. 70**
**Одинцова Т. А. 305**
**Омельченко И. Н. 285**
**Орехов А. А. 17**
**Орловский А. А. 11, 15**
**Осипенко В. А. 128**
**Остапенко А. Э. 85**
**Павлов А. Е. 327, 335**
**Пайн С. Х. 249**
**Пальцев Ю. П. 297**
**Паршин В. В. 102**
**Пашковский А. Б. 172**
**Пестриков В. М. 357**
**Петров В. В. 217**
**Петров Р. В. 95**
**Петров Ю. В. 29**
**Петросян М. М. 27, 317**
**Платонов Е. А. 106**
**Плешанов С. А. 17**
**Плохих О. В. 233, 235**
**Поленов Ю. В. 181**
**Полищук И. Я. 287**
**Полищук Ю. И. 287**
**Полывянова М. Р. 193**
**Поляков А. Л. 227, 303, 355**
**Полянских П. А. 309**
**Пономарев Д. В. 161**
**Пономарев О. Г. 40, 52**
**Попов В. В. 331**
**Попов В. П. 167**
**Потапов Е. Э. 145**
**Потолоков В. Н. 141**
**Потолоков Н. А. 141**
**Походзей Л. В. 297**
**Проявин М. Д. 11, 15**
**Пьо В. Т. 249**
**Розенталь Р. М. 201, 205, 213**
**Розенталь С. Р. 205**
**Романенко Д. В. 140**
**Романова И. А. 169, 175**
**Рубинович Е. Я. 337**
**Руденко К. В. 167**
**Руденок И. П. 291**
**Рысев В. В. 235**
**Рябов В. Н. 143**
**Рябова Н. В. 323**
**Рябышенков А. С. 64**

**Савин А. Н. 19**
**Савочкин А. А. 79**
**Савченко В. Н. 215**
**Самсонов С. В. 213**
**Саратовцев А. Р. 110**
**Сарьяров С. Ф. 257**
**Сасункевич А. А. 253**
**Сатаров Р. Н. 257**
**Светличный В. А. 153**
**Свиридова Е. И. 366**
**Семенихин И. А. 180**
**Семёнов А. П. 147, 187**
**Семенов Г. А. 159**
**Семёнов Е. С. 209**
**Семенов Э. В. 7, 219, 241, 311**
**Сергеев А. С. 201, 205**
**Сердюк И. В. 269**
**Серебров М. М. 251**
**Серегина Е. А. 108**
**Серов Е. А. 102, 305**
**Сидоренко С. С. 91, 93**
**Сидоров И. А. 331**
**Сикорская И. А. 91, 93**
**Синицын Е. А. 313, 325, 333, 339**
**Скрипаль А. В. 161**
**Скулкин С. П. 110**
**Следков В. А. 85**
**Слезкин В. Г. 112**
**Слезкин Г. В. 112**
**Слизкой В. К. 343, 351**
**Смирнов А. В. 89, 251, 253, 267**
**Смокотин П. В. 257**
**Смусева К. В. 108, 110, 130, 225**
**Снастин М. В. 215**
**Снигирев М. В. 347**
**Соболев Д. И. 203**
**Соболев Е. А. 54**
**Соболева О. И. 193**
**Совлуков А. С. 263, 265**
**Соколова Ю. С. 54**
**Сорвачев П. С. 9**
**Сорокин А. К. 341**
**Сорокин Л. Н. 253**
**Сосновский А. В. 347**
**Старостенко В. В. 185**
**Степович М. А. 136, 138**
**Суматохин К. В. 98**
**Сургай А. В. 145**
**Сурков Д. В. 1, 233, 235**
**Сусляев В. И. 163**
**Сухоруков В. А. 217**
**Тарасов И. В. 143**
**Теплых А. А. 147, 187**
**Терешкин Е. В. 172**
**Тернов Р. Е. 5**
**Тимофеев А. В. 138**
**Тимошенко Т. С. 118, 127**
**Ткаченко А. В. 132**
**Торхов Н. А. 195, 289**
**Третьяков М. Ю. 305**
**Туртин Д. В. 136**
**Тыщук Ю. Н. 229, 231**
**Тюменцев А. И. 118, 127**
**Усик Д. А. 95**
**Усков Г. К. 108, 110, 114, 130, 225**
**Фёдоров В. А. 141**
**Филиппов М. Н. 136**
**Фионов А. С. 89, 145, 267**
**Фитаев И. Ш. 185**
**Фридман Л. Б. 313, 325, 333, 339**
**Хаблов Д. В. 261**
**Хаванова М. А. 95**
**Хаддур Р. С. 42**
**Хан Ф. В. 102**
**Харланов А. В. 275**
**Харланова Т. С. 275, 283**
**Хахин Н. Б. 143**
**Хачатуров А. А. 145**
**Хохлов Н. Ф. 331**
**Цепляев И. С. 277**
**Чекушкин А. М. 102**
**Черепанов В. Н. 153**
**Черепенин В. А. 299**
**Чернега В. С. 281**
**Черных О. А. 237**
**Чернышев А. С. 100**
**Чикалов И. С. 189**
**Чинь Т. Т. 123**
**Чучева Г. В. 170, 178**
**Шамсутдинова Е. С. 267**
**Шаронов В. Е. 161**
**Шатилова О. О. 199**
**Шатраков Ю. Г. 24**
**Шацкий С. В. 259**
**Шевченко А. С. 209, 211**
**Шевченко Г. М. 7**
**Шеерман Ф. И. 289**
**Шематило Т. Н. 149, 155**
**Шипилов С. Э. 42, 221, 257, 277, 279**
**Шипилова С. С. 277**
**Шипко М. Н. 138**
**Широков И. Б. 141, 269**
**Широкова Е. И. 269**
**Шляхов А. В. 97**
**Шмачилин П. А. 70**
**Шмелёв М. Ю. 11**
**Шнейдеров Е. Н. 62**
**Шундрин М. И. 227, 303**
**Шушарин И. А. 178**
**Щеголев С. А. 81**
**Щербаков Е. С. 24**
**Щербакова И. Ю. 169, 175, 177**
**Щукин А. А. 327, 335**
**Юрченко А. В. 66, 153**
**Юрченко В. И. 153**
**Якубовская И. В. 319**
**Яценко В. В. 265**

**Li Zimeng 85**
**Mohammad Assaf 40**
**Stempitsky V. R. 293**
**Volcheck V. S. 293**

# Авторы

**ISSN 2587-9936**

**Bashkuev Yu. B.**[A]
**Khaptanov V. B.**[A]
**Dembelov M. G.**[A]
**Chunhua Bao**[B]
**Guangyuan Yang**[D]
**Hongzhu Xi**[B]
**Karushkin N. F.**[C]
**Obukhov I. A.**[C]
**Pengkang Wang**[B]
**Qijia Guo**[D]
**Qingdong Deng**[D]
**Rui Li**[D]
**Yan Liu**[D]
**Yongming Liu**[B]
**Zhaochang He**[D]
**Авраменко С. В.**[H]
**Агандеев Р. В.**[EE]
**Агасиева С. В.**[U]
**Азаров А. А.**[GG]
**Алдонин Г. М.**[E]
**Александров В. Р.**[F,G]
**Алыбин В. Г.**[H]
**Андреев Ю. В.**[I]
**Баранов С. Е.**[F,G]
**Богданов С. А.**[J]
**Богомолова Е. А.**[K]
**Вебер В. И.**[HH]
**Веснин С. Г.**[P,U]
**Ветрова Н. А.**[U]
**Власов В. П.**[Y]
**Галдецкий А. В.**[K,L]
**Герасимов Ю. М.**[M]
**Горлачева Е. Н.**[U]
**Горнов В. Н.**[S]

---

[A] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 429—435.
[B] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 101—107.
[C] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 169—184.
[D] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 108—116.
[E] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 472—483.
[F] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 196—208.
[G] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 209—217.
[H] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 70—78.
[I] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 304—317.
[J] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 45—53.
[K] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 54—69.
[L] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 93—100.
[M] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 548—569.

**Громоздин В. В.**[N]
**Груша А. В.**[O]
**Губский Д. С.**[V]
**Гудков А. Г.**[P]
**Дегтярёв А. Н.**[Q]
**Дмитриев А. С.**[R]
**Евдокимов П. А.**[FF]
**Ермолов П. П.**[BB]
**Ефремова Е. В.**[R]
**Земляков В. В.**[V]
**Иевлев К. В.**[N]
**Ицков В. В.**[R]
**Казаков А. Г.**[S]
**Кожемякин А. С.**[Q]
**Козуб М. С.**[N]
**Кондратьев А. А.**[AA]
**Костерова В. С.**[W]
**Крутиев С. В.**[V,CC,DD]
**Крутов А. В.**[O]
**Кузнецов М. И.**[F]
**Кулинич И. В.**[T]
**Куприц В. Ю.**[HH]
**Леушин В. Ю.**[U]
**Лонкина Д. В.**[V]
**Майко В. В.**[Y]
**Мальгин С. А.**[F]
**Мальцев К. С.**[Y]
**Махно А. С.**[DD]
**Моховиков Д. М.**[T]
**Нетесов А. А.**[HH]
**Новиков С. С.**[W]
**Новикова Т. В.**[N]
**Обухов И. А.**[F,G]
**Пахомов С. Н.**[S,AA]
**Пестряков А. В.**[X]
**Петричкович Я. Я.**[M]
**Петросян М. М.**[I,R]
**Пешкичева Л. Е.**[S]
**Писарев Е. М.**[S]
**Полетаев Д. А.**[Y]

---

[N] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 236—246.
[O] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 79—92.
[P] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 531—547.
[Q] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 253—259.
[R] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 1. С. 25—44.
[S] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 342—352.
[T] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 318—324.
[U] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 484—514.
[V] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 361—369.
[W] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 218—235.
[X] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 185—195.
[Y] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 458—471.

**Попов В. В.**[P,EE]
**Порохов И. О.**[U]
**Потапов А. В.**[AA]
**Пузанков Л. А.**[Z]
**Пхайко Н. А.**[S,AA]
**Ребров А. С.**[O]
**Рожков В. М.**[H]
**Рыжов А. И.**[R]
**Савельев А. В.**[S]
**Савин А. Н.**[K]
**Самсонов Г. А.**[BB]
**Сафронов К. В.**[S]
**Свердлова А. Д.**[F]
**Светличный А. С.**[CC]
**Сдобнова В. П.**[DD]
**Седанкин М. К.**[U]
**Сёмочкин А. С.**[H]
**Сердюк И. В.**[GG]
**Сидорова М. И.**[U]
**Смирнов Ю. Ю.**[S]
**Соколова М. И.**[FF]
**Соловьев Ю. В.**[P,EE]
**Сомогонянц А. А.**[T]
**Сорокин И. А.**[AA]
**Тихомиров В. Г.**[P,EE]
**Тищенко А. С.**[AA]
**Фатеев Д. А.**[F]
**Черепанов В. В.**[E]
**Чижиков С. В.**[EE]
**Чувараян Т. А.**[CC]
**Шестериков Е. В.**[T]
**Широков И. Б.**[FF,GG]
**Широкова Е. И.**[GG]
**Эрин Ф. А.**[HH]

---

[Z] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 570—586.
[AA] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 325—341.
[BB] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 378—394.
[CC] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 370—376.
[DD] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 3. С. 353—360.
[EE] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 515—530.
[FF] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 2. С. 247—252.
[GG] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 445—457.
[HH] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 5, № 4. С. 436—444.

# Разработка и исследование малошумящего СВЧ усилителя диапазона 9550-9650 МГц для метеорологических радиолокационных станций нового поколения

Малыгин И.В. @, Сурков Д.В., Кудинов С.И., Иванов В.Э.

*Уральский федеральный университет имени первого президента России*
*г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация*
*@ Автор для переписки, e-mail: i.v.malygin@urfu.ru*

***Аннотация:*** *В данной работе рассматриваются вопросы проектирования и исследования параметров малошумящего усилителя СВЧ диапазона 9550-9650 МГц для метеорологических радиолокационных станций нового поколения. В приборе использованы современные отечественные компоненты.*

## 1. Введение

Доплеровские метеорологические радиолокационные станции (РЛС) предназначены для получения информации о полях облачности, осадков и связанных с ними опасных явлениях погоды (гроза, град, ливни, и т.д.), интенсивности и накопленном количестве осадков. Кроме того они позволяют дополнительно получить информацию о параметрах ветра и турбулентном состоянии атмосферы и других геофизических явлениях и процессах [1].

Разработанная в семидесятые годы РЛС МРЛ-5 с 1991 года снята с производства, а большинство радиолокаторов, находящихся в эксплуатации, требуют капитального ремонта, который невозможен из-за отсутствия устаревшей элементной базы. При этом потребность в РЛС данного класса, способных эффективно решать задачи сбора и обработки оперативной радиолокационной информации об опасных явлениях погоды (облачность, осадки, грозы, град, шквал) и передачи информации удаленным пользователям в реальном времени, постоянно возрастает [2].

Более современный метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С функционирует в диапазоне частот 5600 – 5650 МГц. Традиционно, в радиометеорологии используются три частотных диапазона длин волн: X (3,2 см), C (5,3 см) и S (10 см). Диапазон S используется в условиях интенсивных осадков, т.к. он наименее подвержен ослаблению в осадках, однако, для обеспечения ширины луча 1° приходится использовать антенны диаметром 9 м. Диапазон X почти не используется для оперативных наблюдениях, так как испытывает сильное (примерно в 100 раз по сравнению с S-диапазоном) затухание в осадках, но позволяет использовать относительно малые антенны - 2 м для формирования луча шириной 1° [3].

По просьбе Росгидромета ГКРЧ выделила полос радиочастот 9550-9650 МГц для метеорологических радиолокационных станций нового поколения при выполнении следующих условий [4]:

| N п/п | Наименование параметра | Значение параметра | Размерность параметра |
|---|---|---|---|
| 1. | Вид диаграммы направленности антенны | ИГОЛЬЧАТАЯ | - |
| 2. | Ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях на уровне минус 3 дБ, не более | 2,0 | град |
| 3. | Уровень боковых лепестков излучения антенны, не более | -23 | дБ |
| 4. | Импульсная мощность передатчика, не менее | 100 | Вт |
| 5. | Длительность зондирующего импульса | 0,1-100 | мкс |
| 6. | Частота повторения импульсов | 200-10000 | Гц |

## 2. Разработка схемы и методика измерений

Структурная схема разработанного усилителя показана на рис.1. Усилитель выполнен на усилительных микросхемах российского производства М421373-2 [5], в качестве источника питания применен диод 1325ЕР1У.

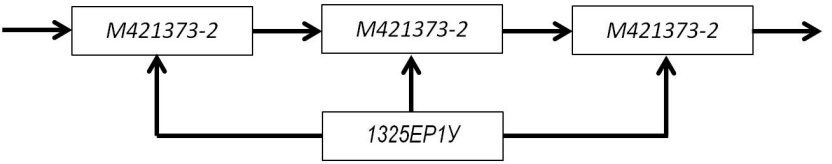



Рис 1. Структурная схема измерительного приемника.

Некоторую проблему монтажа представляют микросхемы М421373-2. С целью максимальной эффективности крайне желательно устанавливать эти микросхемы внутрь фрезерованных отверстий печатной платы таким образом, чтобы входные и выходные микрополоски микросхемы находились на одном уровне с печатными проводниками платы. С целью упрощения технологии допускается устанавливать эти микросхемы накладным способом – на печатную плату сверху, однако в этом случае, ухудшается КСВ по входу и выходу.

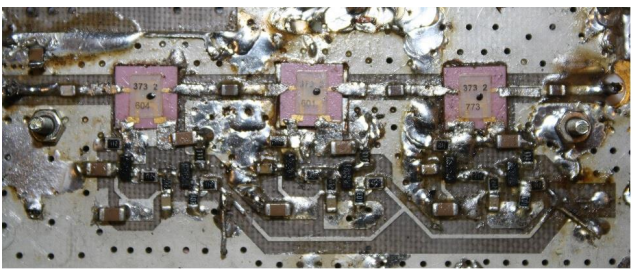


Рис 2. Внешний вид фрагмента конструктива усилителя.

## 3. Заключение

Разработан и изготовлен на современной отечественной элементной базе трехкаскадный малошумящий СВЧ усилитель приемного устройства метеорологических радиолокационных станций нового поколения диапазона 9550-9650 МГц, обладающий коэффициентом усиления 39 дБ.

### Список литературы

1. Базлова Т.А. и др. Метеорологические автоматические радиолокационные сети. СПб.: Гидрометеоиздат, 2002.332 с.
2. Горбатенко, В. П. Метеорологический радиолокатор МРЛ-5: производство наблюдений. Диагноз и прогноз опасных явлений погоды / В. П. Горбатенко, В. И. Слуцкий, Л. Н. Бычкова ; Федеральное агентство по образованию, Национальный исследовательский Томский государственный университет. – Томск : ТМЛ-Пресс, 2007. – 120 с. – ISBN 5-91302-025-X. – EDN QKHNGH.
3. Мазуров, Г. И. Использование информации, получаемой с помощью ДМРЛ-с в метеорологии / Г. И. Мазуров, В. И. Акселевич // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества : Тезисы докладов I Российской научной конференции , Омск, 06–08 октября 2020 года. – Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2020. – С. 83-84. – EDN NSGIFR.
4. Решение ГКРЧ от 16 апреля 2014 года «О выделении полос радиочастот 2935-2965 МГц и 9550-9650 МГц для метеорологических радиолокационных станций нового поколения» / ГКРЧ от 16 апреля 2014 года, Решение. — Текст : электронный // Электронный фонд более 25 000 000 актуальных правовых и нормативно-технических документов : [сайт]. — URL: https://docs.cntd.ru/document/499093475 (дата обращения: 30.04.2022).
5. Дмитриев, В. Отечественные СВЧ-комплектующие на арсениде галлия / В. Дмитриев // Компоненты и технологии. – 2011. – № 6(119). – С. 16-18. – EDN NYCZXR.

# СВЧ усилитель мощности Догерти для передающего модуля базовой станции 5G NR диапазона n79

[1] Манько А. С., [2] Зеленкевич Д. Ю., [3] Головин В. В.

*ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*
*Севастополь, 299053, Российская Федерация*
[1] *sahamanko@mail.ru,* [2] *dima_zelenkevich_00@mail.ru,* [3] *v_golovin@mail.ru*

***Аннотация:*** *В докладе представлены результаты разработки топологии высокоэффективного СВЧ усилителя мощности Догерти на основе нитрид-галлиевых транзисторов с высокой подвижностью электронов, предназначенного для передающих модулей нисходящего канала базовых станций 5G NR в диапазоне для сетей 5G в РФ n79 4,7—5 ГГц. Представлены результаты имитационного моделирования в САПР AWR MWO. Максимальная выходная мощность равна 45 дБм (32 Вт), максимально допустимая входная мощность равна 37 дБм (5 Вт), в пределах выходной мощности 39—45 дБм КПД составляет от 57 до 69 % и коэффициент усиления в области насыщения не менее 8 дБ. По результатам моделирования в VSS разработанный УМ удовлетворяет спецификациям 3GPP 5G NR к модулю вектора ошибки (EVM) во всём диапазоне выходной мощности.*

## 1. Введение

Активное развитие мобильных телекоммуникационных сетей 5G NR, бурно протекающее в ведущих мировых государствах, в Российской Федерации несколько затруднено. Наиболее оптимальные и исследованные диапазоны n77 и n78 зарезервированы силовыми ведомствами в РФ, поэтому Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ) для внедрения сетей 5G NR в РФ был выделен диапазон n79, слабо освоенный с точки зрения рынка готовых решений. Важнейшим элементом радиопередающих модулей телекоммуникаций является усилитель мощности (УМ). Проблема пониженной энергоэффективности, связанная с высоким пик-фактором используемых в 5G OFDM сигналов, и высокие требования к линейности усиления могут быть решены применением УМ по схеме Догерти. Усилители Догерти при сравнительной простоте и дешевизне исполнения позволяют существенно повысить КПД в области номинальной мощности и обеспечить качественную линеаризацию усиления. В докладе представлены результаты разработки и моделирования СВЧ УМ Догерти в диапазоне 5G NR n79 4,7—5 ГГц с максимальной выходной мощностью 32 Вт.

## 2. Характеристики усилителя

На рис. 1 показана структурная схема разработанной топологии УМ Догерти. Усилительные каскады мощности, разработанные на GaN HEMT CG2H40010F[1], обладают характеристиками: диапазон частот 4,7—5 ГГц, КСВН на входе и выходе не более 2, максимальный КПД 65 %, неравномерность АЧХ не более 0,7 дБ. Устойчивость усилителя показана на основании критерия K-Δ в работе [1]. Сумматор мощности выполнен на основе классического сумматора Догерти и состоит из четвертьволновой линии задержки и выходного инвертора импеданса [2].




Рис. 1. Структурная схема разработанной топологии УМ Догерти

Топология разработанного СВЧ УМ Догерти в диапазоне 4,7—5 ГГц, выполненная в САПР AWR MWO, показана на рис. 2. Габаритные размеры печатной платы составляют 90×60 мм. Точка однодецибельной компрессии по входу равна P1dB = 32,4 дБм, точка пересечения с интермодуляцией третьего порядка по входу равна IIP3 = 43,2 дБм. Результаты моделирования зависимости КПД от

[1] CG2H40100F: datasheet // Wolfspeed Cree [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/CG2H40010.pdf (дата обращения: 14.05.2022).

выходной мощности в сравнении с балансной схемой показаны на рис. 3. Результаты моделирования коэффициента усиления приведены на рис. 4.

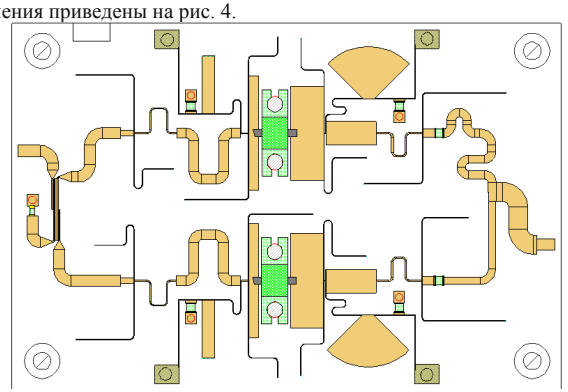


Рис. 2. Разработанная топология СВЧ УМ Догерти

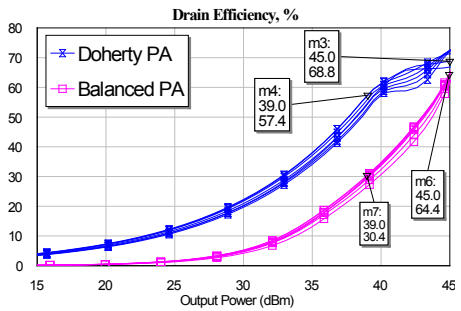



Рис. 3. Моделирование зависимости КПД УМ Догерти от выходной мощности и сравнение с балансной схемой

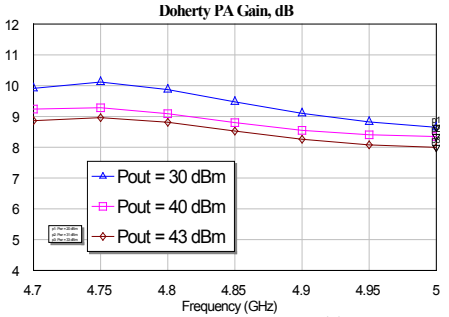



Рис. 4. Моделирование зависимости коэффициента усиления УМ Догерти от частоты

В САПР AWR VSS с использованием тестовых QPSK/QAM OFDM сигналов измерены модуль вектора ошибки (EVM) и коэффициент утечки в соседний канал (ACLR), как показано в табл. 1.

Таблица 1 — Результаты системного моделирования усилителя при максимальной выходной мощности

| Вид модуляции | EVM получено, % | EVM требуется по 3GPP, % | ACLR получено, дБн |
|---|---|---|---|
| QPSK | 13,1 | 18,5 | –25,5 |
| QAM-16 | 8,5 | 13,5 | –25,9 |
| QAM-64 | 8,1 | 9,0 | –25,2 |
| QAM-256 | 3,4 | 4,5 | –24,9 |

## 3. Заключение

В работе приведены результаты разработки и моделирования в САПР AWR DE СВЧ усилителя мощности Догерти диапазона n79 для передающего модуля нисходящего канала базовой станции 5G NR. Усилитель обеспечивает существенное повышение КПД в области номинальной мощности и линеаризацию усиления, полностью удовлетворяя требованиям 3GPP 5G NR по EVM.

### Список литературы

1. Manko A., Zelenkevich D., Golovin V. Microwave power amplifier with high efficiency for 5G communication // Recent Achievements and Prospects of Innovations and Technologies: научный журнал — Москва-Керчь-Севастополь: ФГБОУ ВО «КГМТУ», ФГАОУ ВО «МПУ», ФГАОУ ВО «СевГУ», 2022. — Выпуск 2. — 549 с.
2. Yu-Ting, D. A Doherty Power Amplifier with Extended Bandwidth and Reconfigurable Back-off Level : thesis … Doctor of Philosophy : Electrical and Computer Engineering / David Wu Yu-Ting. — Waterloo, Canada, 2013. — 159 с.

# Оптимизация конструктивных параметров гетеропереходного биполярного транзистора на основе арсенида галлия[1]

Кратович П. С., Тернов Р. Е., Ловшенко И. Ю.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*
*г. Минск, Республика Беларусь*
*pavelkratovich6@gmail.com*

***Аннотация:*** *Посредством отсеивающего эксперимента определены конструктивные параметры гетеропереходного биполярного транзистора (ГБТ) на основе арсенида галлия, оказывающие наибольшее влияние на эксплуатационные характеристики. Определены зависимости коэффициента передачи по току $h_{21}$, предельной $f_{пред}$ и граничной $f_{гр}$ частот от величины изменения этих параметров.*

## Введение

Актуальной задачей СВЧ-электроники является поиск и применение новых соединений, способных отвечать заданным требованиям частоты и стабильности электрических параметров от температуры. Приборы и схемы на основе кремниевой технологии не могут обеспечить стабильную работу в СВЧ-диапазоне, в связи с эффектом саморазогрева [1]. Приборы же на основе арсенида галлия и других соединений групп $A_{III}B_V$ не обладают такими недостатками при работе в СВЧ-области. Также преимуществом таких соединений является технологическая возможность изменения атомарного состава [1, 2] и, соответственно, управление их физическими параметрами, наиболее значимыми из которых являются ширина запрещенной зоны и эффективная масса носителей заряда [3].

## Результаты

Применение в качестве конструктивного материала соединений элементов групп $A_{III}B_V$ позволило создать структур с гетеропереходом: гетеропереходный биполярный транзистор (ГБТ) и полевой транзистор с высокой подвижностью электронов (ТВПЭ). Наиболее интересующие параметры ГБТ на основе арсенида галлия: коэффициент передачи по току $h_{21}$, граничная $f_{гр}$ и предельная $f_{пред}$ частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора.

Посредством компьютерного моделирования в программном комплексе приборно-технологического проектирования выполнено исследование статических и динамических характеристик приборной структуры ГБТ на основе $Al_{0,14}Ga_{0,86}As/GaAs$, представленной на рис. 1. Установлено, что коэффициент передачи по току $h_{21}$, предельная $f_{пред}$ и граничная $f_{гр}$ частоты равны 24,85 дБ, 603 МГц и 42,24 ГГц соответственно.

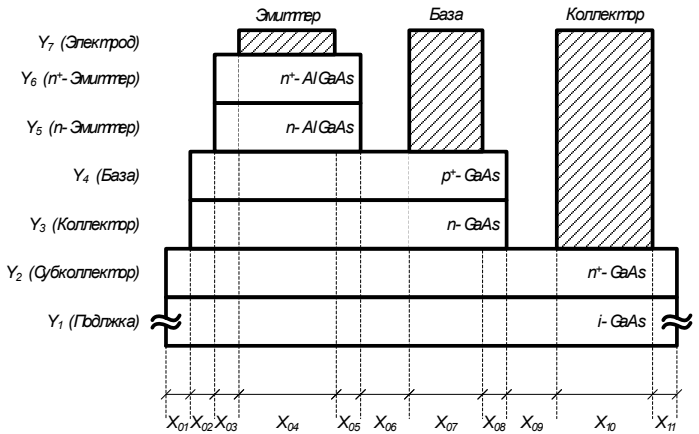
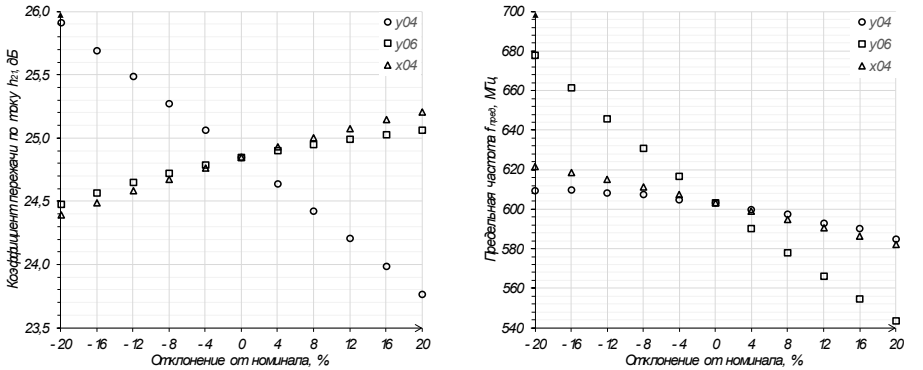



Рис. 1 Приборная структура ГБТ на основе $Al_{0,14}Ga_{0,86}As/GaAs$

[1] Исследования выполнены при финансовой поддержке и в рамках решения задач государственной программы научных исследований «Фотоника и электроника для инноваций» (задание 3.4).

Для определения конструктивных параметров, оказывающих наибольшее влияние на эксплуатационные характеристики данной структуры, проведен отсеивающий эксперимент по плану Плакетта-Бермана с использованием матрицы Адамара [4, 5]. В качестве исследуемых параметров (факторов) задавались геометрические размеры структуры: $x_{01} - x_{11}$, $y_{01} - y_{07}$, соответствующие выделенным областям на рис. 1. Параметрами, оказывающими наименьшее влияние, являются $x_1$, $x_2$, $x_3$, $x_5$, $x_7$, $x_9$, $x_{10}$, $x_{12}$, а наибольшее – ширина электрода эмиттера ($x_{04}$), толщина базы ($y_{04}$), толщина области $n^+$-эмиттера ($y_{06}$). Были проведены исследования влияния каждого значимого фактора на коэффициент передачи по току $h_{21}$ и предельную частоту $f_{пред}$ (рис. 2, а, б.). Исследования проводились при изменении значений факторов от 0,8 до 1,2 от номинала, шаг отклонения составлял 4 %.




а б

Рис. 2 Зависимость коэффициента передачи по току (а) и предельной частоты (б) от значения факторов $x_{04}$, $y_{04}$ и $y_{06}$

Из полученных результатов следует, что наиболее чувствительным фактором для коэффициента передачи по току $h_{21}$ является толщина базовой области – $y_{04}$. Для предельной частоты наиболее чувствительным фактором является толщина $n^+$-эмиттера – $y_{06}$. Для повышения предельной частоты необходимо уменьшить все три фактора. Так, совместное изменении величин факторов до уровня 0,8 от номинального приводит к увеличению предельной частоты до значения 713 МГц (более чем на 15 %). Коэффициент передачи по току при этом увеличится на 1 % (до значения 25,11 дБ), в связи с тем, что при уменьшении параметров $y_{06}$ и $x_{04}$, коэффициент усиления также снижается. Следует учитывать, что при уменьшении фактора $x_{04}$ граничная частота будет сильно снижаться несмотря на то, что предельная частота возрастает. Таким образом, при уменьшении фактора $x_{04}$ граничная частота может снизиться более чем на 9 % (до значения 38,2 ГГц), а при уменьшении трех факторов повыситься на 8 % (до значения 46,2 ГГц).

## Заключение

Посредством компьютерного моделирования эксплуатационных характеристики ГБТ на основе $Al_{0,14}Ga_{0,86}As/GaAs$ выполнен отсеивающий эксперимент по плану Плакетта-Бермана. Показано, что параметрами, оказывающими наибольшее влияние на коэффициент передачи по току $h_{21}$, граничную $f_{гр}$ и предельную $f_{пред}$ частоту ГБТ являются толщина $n^+$-эмиттера, базы и ширина электрода эмиттера. Совместное изменение факторов до уровня 0,8 приводит к повышению предельной частоты $f_{пред}$ на 15 %, граничной частоты $f_{гр}$ на 8 %, коэффициента передачи по току $h_{21}$ на 1 %.

## Список литературы

1. Войтович, В. Si, GaAs, SiC, GaN-силовая электроника. Сравнение, новые возможности / В. Войтович, А. Гордеев, А. Думаневич // Силовая электроника. - 2010. - №. 28. - С. 4-10.
2. Adachi, S. Physical Properties of III-V Semiconductor Compounds: InP, InAs, GaAs, GaP, InGaAs and lnGaAsP / S. Adachi, C. Tu // Physics Today. – 1994. – Vol. 47. – №. 2. – pp. 99.
3. Fresina, M. Trends in GaAs HBTs for wireless and RF / M. Fresina // 2011 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting. – 2011. – pp. 150-153.
4. Короткова, Н. А. Оптимизация параметров кремниевых микростриповых детекторов : автореферат / Н. А. Короткова – М. : МГУ, 2006. – 141 с.
5. Hartman, K. Statistische Versuchsplanung und -auswertung in der Stoffwirtschaft / K. Hartman, E. Lezki, W. Schafer. – Leipzig : VEB Deutscher Verlag fur Grundstoffindustrie, 1974. – 439 s.

# Простая модель зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока *p–n*-перехода [1]

Шевченко Г. М., Семенов Э. В.

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
*г. Томск, 634034, пр-т Ленина, 40, Российская Федерация*
*gleb.m.shevchenko@tusur.ru*

***Аннотация:*** *В соответствии с теорией линейной рекомбинации носителей заряда, предложена формула, аппроксимирующая зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p–n-перехода. Продемонстрирована минимальная невязка между экспериментальной и расчетной кривой. Выведенная формула позволяет корректно описывать процесс рекомбинации неравновесных носителей заряда при моделировании полупроводниковых приборов с p–n-переходом на импульсных широкополосных сигналах.*

## 1. Введение

Инерционность полупроводниковых приборов с *p–n*-переходом определяется накоплением и рассасыванием неравновесных носителей заряда при переходе из прямого смещение в обратное, и наоборот. Рекомбинационные процессы при этом часто играют ключевую роль, а основным параметром, определяющим протекание рекомбинации носителей заряда, является их время жизни τ [1].

Величина времени жизни существенно влияет на быстродействие полупроводниковых приборов с *p–n*-переходом. Распространенные квазистатические и неквазистатические модели [2–3] не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от плотности тока, что приводит к высокой погрешности (десятки процентов) моделирования на импульсных сигналах. Погрешность моделирования объясняется тем, что в существующих моделях время жизни имеет неизменное значение.

Актуальность адекватного моделирования динамических процессов в полупроводниковых приборах в настоящее время возрастает [4–5] по причине сокращения длительности рабочих сигналов в различных радиотехнических системах. Особенную актуальность правильное моделирование зависимости времени жизни от прямого тока имеет для разработки защитных устройств [6].

Цель работы – предложить простую математическую модель зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока *p–n*-перехода для простой интеграции в САПР.

## 2. Зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока

Для рекомбинации необходимо одновременно наличие в одной и той же точке кристалла электрона *n* и дырки *p*. Исходя из наличия неравновесных (*n* и *p*) и равновесных ($n_0$ и $p_0$) носителей заряда в *p–n*-переходе можно определить общую скорость их рекомбинации. Общая скорость изменения количества носителей заряда определяется как разность скоростей рекомбинации и генерации. Общая избыточная концентрация носителей заряда определяется как разность в концентрациях носителей заряда для равновесного и неравновесного состояний. При этом, по классической теории, постоянная времени жизни неравновесных носителей при низком уровне инжекции будет иметь вид [1]:

$$\tau = \frac{1}{\gamma_r}\frac{1}{p_0 + n_0} \tag{1}$$

где $\gamma_r$ – коэффициент рекомбинации.

При высоком уровне инжекции, когда количество инжектированных носителей сравнимо с основным легированием, необходимо учитывать избыточную концентрацию электронов $\delta n$. В этом случае, формула (1) будет иметь вид:

$$\tau = \frac{1}{\gamma_r}\frac{1}{p_0 + n_0 + \delta n} = \frac{1}{\gamma_r (p_0 + n_0)}\frac{1}{1 + \delta n / (p_0 + n_0)} = \tau_0 \frac{1}{1 + \delta n / (p_0 + n_0)} \tag{2}$$

При работе с полупроводниковыми приборами, уровни легирования часто неизвестны. Будем использовать модель, основанную на метрологических измерениях. Тогда в формуле (2), отношение $\delta n/(p_0+n_0)$ логично заменить линейной функцией тока. Конечная зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока *p–n*-перехода будет иметь вид:

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 22-29-00605.

$$\tau\left(I_{\text{пр}}\right) = \tau_0 \frac{1}{1 + I_{\text{пр}} / I_0} \tag{3}$$

где $I_0$ – ток, при котором время жизни уменьшается в два раза, $I_{\text{пр}}$ – прямой ток через *p–n*-переход.

В итоге предлагается использовать формулу (3). Это позволит без затруднений реализовать модель *p–n*-перехода в современных САПР в виде соответствующей эквивалентной схемы, так как уравнение (3) является разрешенным относительно τ, что не требует применения рекурсивных алгоритмов (решение дифференциальных уравнений).

В качестве примера для экспериментальных измерений используем кремниевый диод с *p–n*-переходом BAS16J, производства Nexperia. Установка включает в себя генератор пикосекундных импульсов Pico Technology PG911, обратное напряжение которого подается на исследуемый диод VD. Прямой ток задается с помощью источник тока NI PXI-4130. Далее на осциллографе Pico Technology PS 9300 фиксируется сигнал импульса тока обратного восстановления диода.

Время жизни τ определяется по кривой обратного восстановления *p–n*-перехода (рис. 1, семейство кривых импульса тока от 2 до 6 мА с шагом 1 мА), как отношение диффузионного заряда к прямому току. Диффузионный заряд – это разность между общим и барьерным зарядом *p–n*-перехода. Общий заряд неосновных носителей вычисляется путем интегрирования кривой (рис. 1) на интервале, где первая и вторая отсчётная точка имеет ток равный нулю. Барьерный заряд вычисляется путем интегрирования вольт-фарадной характеристики диода (от 0 до 6 В).

На рис. 2 показано сравнение экспериментальных и расчетных результатов зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока *p–n*-перехода.

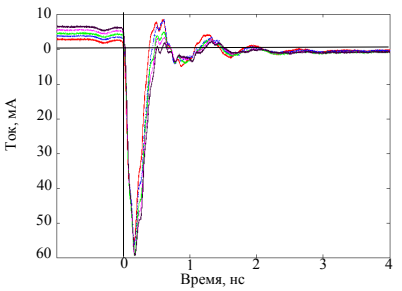



Рис. 1. Семейство кривых обратного восстановления носителей заряда при разном прямом токе *p–n*-перехода.

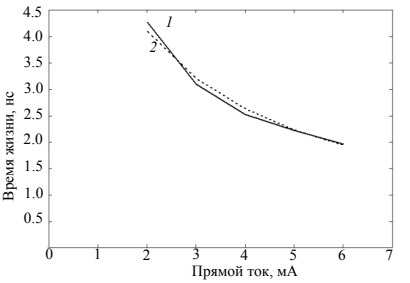



Рис. 2. Сравнение экспериментальной (кривая *1*) и расчетной (кривая *2*) зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда

Невязка экспериментальной кривой (рис. 2, кривая *1*) с кривой по предложенной формуле (3) (рис. 2, кривая *2*) не превышает ±5%.

## 3. Заключение

Показана нелинейная зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока *p–n*-перехода. Существующие модели, не учитывают данную зависимость, что приводит существенной погрешности моделирования на импульсных широкополосных сигналах.

Предложено математическое описание зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока *p–n*-перехода. Невязка экспериментальной и расчётной кривой не превышает 5%.

## Список литературы

1. Поклонский Н. А. Исследование переходных процессов в полупроводниковых структурах : пособие / Н. А. Поклонский Н. И. Горбачук, А. И. Сягло, С. В. Шпаковский – Мн. : БГУ, 2009. – 103 с.
2. M'Hamed B.B., Torres F., Reineix A., and Hoffmann P. : Non-Quasi-Static p-n Junction Model Without User-defined Recursion // IEEE Trans. Electromagn. Com-patibility. 2011. Vol. 53. No. 2. P. 349–365.
3. Ebers, J.J., Moll, J.L. : Large-Signal Behavior of Junction Transistors // Proceedings of the IRE. 1954. Vol.42. No. 12. P. 1761–1772.
4. Лосев Д.В., Бардашов Д.С., Быков А.Г. : Возбуждение полупроводникового диода коротким импульсом //Известия вузов. Физика. 2015. Т. 58, № 8/2. С. 147-150.
5. Айзенштат Г.И., Ющенко А.Ю., Божков В.Г. : Переходные процессы в свч-pin-диодах на арсениде галлия // Известия вузов. Физика. 2014. Т. 57, № 12. С. 14-19.
6. Ющенко А.Ю., Айзенштат Г.И., Монастырев Е.А., Иващенко А.А., Акимов А.В. : Разработка и исследование свч-ограничителей мощности на основе pin-диодов // Известия вузов. Физика. 2010. Т. 53, № 9-2. С. 315-319.

# Специализированный комплект GaAs МИС для ППМ АФАР X-диапазона

Кондратенко А. В., Сорвачев П. С.

*АО «Микроволновые системы»*
*г. Москва, 105122, Российская Федерация*
*avk@mwsystems.ru*

***Аннотация:*** *В докладе представлены результаты разработки комплекта монолитных интегральных схем, выполненных на основе технологического процесса 0,15 мкм GaAs pHEMT, в состав которого входят: основной векторный модулятор, дополнительный векторный модулятор и двунаправленный усилитель. Комплект представляет собой специализированное решение, но в то же время микросхемы могут использоваться по отдельности в различных приложениях X-диапазона.*

## 1. Введение

Не смотря на тенденцию к сокращению количества микросхем, используемых в СВЧ тракте приемо-передающих модулей (ППМ), за счет интеграции ряда функциональных узлов на один кристалл, существуют приложения, в которых целесообразно конструктивно реализовать ряд функций в виде отдельных монолитных интегральных схем (МИС), как исходя из системной архитектуры радиотракта в целом, так и преследуя цель использовать элементную базу в как можно большем количестве других приложений. В докладе представлены результаты разработки комплекта МИС X-диапазона, выполненных на основе технологического процесса 0,15 мкм GaAs pHEMT, в состав которого входят: основной векторный модулятор, дополнительный векторный модулятор и двунаправленный усилитель.

## 2. Основная часть

Основной векторный модулятор MSP003D представляет собой 3х-портовую МИС, содержащую в своем составе три двухпозиционных коммутатора, обеспечивающих переключение приемного и передающего режимов; малошумящий усилитель (МШУ) на входе приемного канала; 6-разрядный фазовращатель, 5-разрядный аттенюатор, а также два буферных усилителя в общем плече; предварительный усилитель мощности (ПУМ) на выходе передающего канала; цепи стабилизации затворного смещения активных элементов усилителей и цифровой драйвер управления.

Функциональный узел фазовращателя содержит в своем составе шесть секций с номинальным вносимым фазовым сдвигом 5,625°, 11,25°, 22,5°, 45°, 90° и 180°. Секции «90°» и «180°» выполнены на основе коммутируемых звеньев ФВЧ и ФНЧ третьего порядка. Основным достоинством данного схемного решения являются малая неравномерность вносимого фазового сдвига в рабочей полосе частот, а также низкая чувствительность ключевых параметров (вносимого фазового сдвига и паразитной амплитудной конверсии) к технологическим вариациям параметров коммутационных элементов. Основной недостаток схемного решения – высокие начальные потери, обусловленные коммутаторами на входе/выходе секций, в сравнении с другими реализациями. В секциях «5,625°» и «11,25°» коммутация производится между «вырожденными» ФВЧ и ФНЧ – конденсатором и катушкой индуктивности соответственно. Благодаря такому схемному решению удалось снизить вносимые потери. В секциях «22,5°» и «45°» коммутационные элементы являются составными частями фазосдвигающих цепей. Данное решение является компромиссным по таким показателям как чувствительность ключевых электрических характеристик к технологическому разбросу параметров активных элементов, уровень начальных потерь и габаритные размеры секции.

Функциональный узел аттенюатора содержит в своем составе пять секций с номинальным вносимым ослаблением 0,9 дБ, 1,8 дБ, 3,6 дБ, 7,2 дБ и 14,4 дБ. Для снижения вносимых потерь узла в опорном состоянии старшие секции («7,2 дБ» и «14,4 дБ»), вносящие основной вклад в паразитную фазовую конверсию аттенюатора, минимизации которой было уделено особое внимание в процессе проектирования, были реализованы без использования двухпозиционных коммутаторов на входе/выходе секций. Коммутационные элементы были интегрированы «внутрь» секций с включением дополнительных элементов (отрезков линий или катушек индуктивности), компенсирующих фазовые набеги, возникающие при переключении состояний.

МШУ на входе приемного канала и первый буферный усилитель общего плеча выполнены по однокаскадной схеме с применением отрицательной параллельной обратной связи. Данное решение

позволило реализовать требования по коэффициенту шума и динамике каскадов при минимальной неравномерности коэффициента усиления в рабочей полосе частот и низком КСВн входа/выхода. Второй буферный усилитель общего плеча и ПУМ на выходе передающего канала также выполнены по однокаскадной схеме, однако без использования параллельной обратной связи. По сути, это явилось компромиссным решением между чувствительностью каскадов к технологическому разбросу параметров элементов, реализацией выходных согласующих цепей с заданной токовой нагрузкой и ограниченной площадью для упаковки каскадов на общий кристалл.

Дополнительный векторный модулятор MSP012D представляет собой 2х-портовую МИС, содержащую в своем составе 2-разрядный фазовращатель, 3-разрядный аттенюатор, а также цифровой драйвер управления. Секции с номинальным вносимым фазовым сдвигом 1,40625° и 2,8125°, а также секции с номинальным вносимым ослаблением 0,5 дБ, 1,0 дБ и 2,0 дБ реализованы на основе тех же схемотехнических решений, которые были применены для МИС основного векторного модулятора. Назначение MSP012D – получение дополнительных степеней свободы в вопросе диаграммообразования, а также реализация амплитудной/фазовой коррекции каждого канала в отдельности.

Двунаправленный усилитель MSP013D представляет собой 2х-портовую МИС, содержащую в своем составе два двухпозиционных коммутатора, а также двухкаскадный усилитель в одном из плеч, которые совместно обеспечивают прохождение СВЧ сигнала либо в одном направлении с коэффициентом усиления порядка 15 дБ, либо в противоположном направлении с ослаблением порядка 2,5 дБ. Для переключения режимов работы, как и в микросхемах векторных модуляторов, на кристалл интегрирован цифровой драйвер управления параллельного типа.

## 3. Заключение

Основные параметры разработанных МИС приведены в таблице 1. Подробные технические описания микросхем доступны по запросу у коллектива авторов.

Таблица 1. Основные параметры МИС MSP003D, MSP012D и MSP013D

| Наименование параметра, единица измерения | Значение | | |
|---|---|---|---|
| | **MSP003D** | **MSP012D** | **MSP013D** |
| Диапазон рабочих частот, ГГц | 8-11,5 | 8-11,5 | 8-11,5 |
| Коэффициент усиления в режиме приема, дБ, не менее | 18 | минус 3 | минус 2,5 |
| Коэффициент усиления в режиме передачи, дБ, не менее | 17 | | 15 |
| Возвратные потери по входу (Прием/Передача), дБ, не менее | 11 | 14 | 14 |
| Возвратные потери по выходу (Прием/Передача), дБ, не менее | 12 | 14 | 14 |
| Вых. мощность при 1дБ компрессии (режим приема), дБм, тип. знач. | 17 | 21 | 20 |
| Вых. мощность при 1дБ компрессии (режим передачи), дБм, тип. знач. | 20 | | 15 |
| Коэффициент шума в режиме приема, дБ, тип. знач. | 4,5 | – | – |
| Шаг вносимого фазового сдвига, град. | 5,625 | 1,40625 | – |
| Диапазон вносимого фазового сдвига, град. | 354 | 4,2 | – |
| СКО ошибки вносимого фазового сдвига, град., не более | 2 | 0,8 | – |
| Шаг вносимого ослабления, дБ | 0,9 | 0,5 | – |
| Диапазон вносимого ослабления, дБ | 27,9 | 3,5 | – |
| СКО ошибки вносимого ослабления, дБ, не более | 0,5 | 0,2 | – |
| Напряжение питания усилительных каскадов, В | 5 | – | 5 |
| Напряжение смещения усилительных каскадов, В | минус 5 | – | – |
| Напряжение питания драйвера управления, В | минус 5 | минус 5 | минус 5 |
| Стандарт сигналов управления | ТТЛ | ТТЛ | ТТЛ |
| Ток покоя по цепи питания каскадов усиления (Прием/Передача), мА | 200/275 | – | 0/90 |
| Габаритные размеры кристалла, мм$^2$ | 4,0×5,1 | 2,3×1,5 | 2,3×1,5 |

# Разработка замедляющей системы типа «петляющий волновод» для ЛБВ Q-диапазона и её изготовление с помощью новых технологий фотополимерной 3D-печати

Иванов А.А., Проявин М.Д., Морозкин М.В., Орловский А.А., Шмелёв М.Ю.
*Институт прикладной физики РАН*
*г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация*
*antiva@mail.ru*

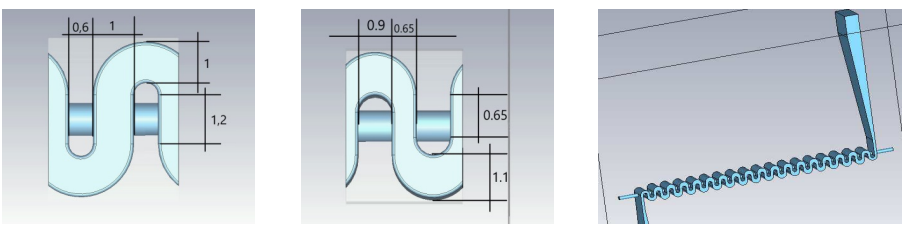
***Аннотация:*** *Представлены результаты расчета электродинамических параметров замедляющей системы типа «петляющий волновод» для ЛБВ Q-диапазона. С помощью новой технологии фотополимерной 3D-печати с последующей металлизацией изготовлен макет замедляющей системы. Представлены результаты «холодных» измерений макета.*

## 1. Введение

Изготовление ЛБВ миллиметрового диапазона сталкивается с проблемами связанными с малыми размерами области взаимодействия электромагнитной волны с электронным пучком. При продвижении в более высокочастотную область диапазона растут относительные погрешности изготовления деталей замедляющих систем (ЗС) и остальных СВЧ элементов конструкции ЛБВ. Также значительно усложняется технология изготовления ЗС, требующая большего числа точных оправок и отработки всё более сложных технологических процессов. Новые технологии фотополимерной 3D-печати с последующей металлизацией позволяют значительно облегчить, ускорить и удешевить изготовление СВЧ элементов вакуумных электронных приборов. В качестве макета для отработки новой технологии было решено использовать ЗС типа «петляющий волновод» для ЛБВ Q-диапазона. Характерные размеры элементов такой ЗС, с одной стороны, достаточно малы и позволяют оценить точность изготовления элементов конструкции толщиной в десятые доли миллиметра. С другой стороны, дают возможность проверить качество и толщину металлизации поверхности в труднодоступных местах, что было бы затруднительно для более высокочастотных ЗС [1].

## 2. Расчет электродинамических параметров ЗС

Замедляющая система типа петляющий волновод обеспечивает необходимые электродинамические характеристики (замедление и сопротивление связи) и при этом обладает технологичностью изготовления и механической прочностью. Вместо классического петляющего волновода (ПВ) с регулярным сечением предложено использовать его модифицированную версию с переменным сечением (МПВ), которая обладает улучшенными характеристиками (рис. 1(а) и (б)) [2]. Так, в полосе частот порядка 20% при одинаковом замедлении ($n$~3.5) сопротивление связи МПВ в 2.5-3 раза больше чем у классического ПВ (85 Ом и 30 Ом соответственно). Для согласования ЗС с внешним волноводным трактом в широкой полосе частот был использован клиновидный согласующий трансформатор длиной 25 мм. Модель ЗС с таким трансформатором представлена на рис. 1(в). Были произведены расчеты зависимости КСВн модели от частоты.




а) б) в)

Рис.1. Петляющий волновод классический (а), модифицированный (б) и расчетная модель ЗС (в). Диаметр пролетного канала 0.8, ширина волновода 3.4 (все размеры даны в мм).

## 3. Изготовление макета ЗС и измерение его параметров

С помощью фотополимерного 3D-принтера с разрешением 8К (7680х4320 пикселей) и размером пикселя 30 мкм был изготовлен макет рассчитанной модели. Толщина аддитивного слоя при печати составляет 10 мкм. Время печати 5 часов. Последующая проверка размеров элементов ЗС на измерительном микроскопе подтвердила заявленную точность изготовления. Отклонения в размерах толщины «зуба» ЗС достигали 5 мкм при абсолютном отсутствии разброса в периодичности самой структуры. На втором этапе происходит нанесение на фотополимер специального химически активного подслоя и последующая электролитическая металлизация медью толщиной 25 мкм [3]. Изготовленный по данной технологии макет ЗС ЛБВ Q-диапазона представлен на рис. 2.



а) макет из фотополимера б) макет после металлизации в) макет готовый к измерениям

Рис. 2. Этапы изготовления и готовый к «холодным» измерениям макет ЗС.

С помощью векторного анализатора цепей были проведены измерения КСВн готового макета в Q-диапазоне. Результаты измерений с наложенными на них результатами предварительных расчетов представлены на рис. 3, откуда видно, что экспериментальная кривая практически повторяет огибающую расчетной характеристики почти во всем диапазоне измерений.

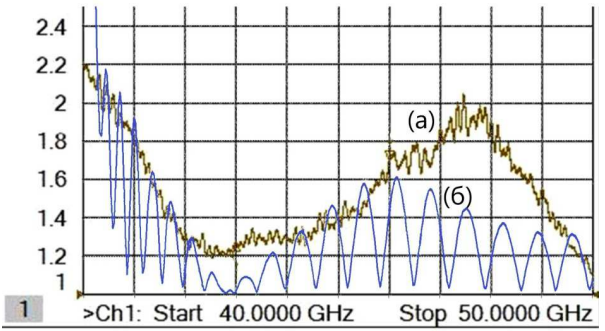



Рис. 3. Экспериментальная (а) и расчетная (б) характеристики КСВн ЗС.

## 4. Заключение

Результаты работы показывают большую перспективность применения новой технологии фотополимерной 3D-печати с последующей металлизацией, особенно при изготовлении малоразмерных СВЧ элементов сложной формы используемых в миллиметровых электро-вакуумных приборах.

Теоретические расчеты выполнены в рамках государственного задания (договор № 0030-2021-0027). Изготовление осуществлено в рамках гранта РНФ (проект № 21-19-00884).

### Список литературы

1. Иванов А.А. Разработка и экспериментальные исследования ЛБВ W-диапазона с выходной мощностью 50 Вт // Материалы 27 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2017, том.1, с.235.
2. Jun Cai, Jinjun Feng, Xianping Wu. Folded waveguide slow wave structure with modified circular bends // IEEE Transactions on Electron Devices. 2014. V. 61, No.10. P. 3534-3538.
3. Proyavin, M.D. et al. Development of Electrodynamic Components for Microwave Electronic Devices Using the Technology of 3D Photopolymer Printing with Chemical Surface Metallization. // Radiophys Quantum El. 2020. Vol. 63, P. 469–478.

# Методика оценки величины генерируемой мощности оротронов с двухрядной периодической структурой в диапазоне 180 ГГц–400 ГГц

Мясин Е. А. *, Евдокимов В. В., Ильин А. Ю.
*Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
*Россия, 141190, Фрязино Московской обл., пл. Введенского, 1*
** e-mail: eam168@ms.ire.rssi.ru*

**Аннотация**. Описана методика оценки величины генерируемой мощности экспериментальными макетами широкодиапазонных оротронов с двухрядной периодической структурой (ДРПС) в импульсном режиме в диапазоне частот от 180ГГц до 400 ГГц с выходными мощностями от 20 Вт до $5x10^{-3}$ Вт соответственно. Для реализации методики создан стенд для проведения измерений ослабления СВЧ тракта в широком частотном диапазоне (180 ГГц - 400ГГц) на основе ламп обратной волны (ЛОВ) ОВ-66 (180-260 ГГц) и ОВ - 65 (260 - 360 ГГц), непакетированных в магнитную фокусирующую систему, и показана возможность их работы в импульсном режиме питания с большой скважностью.

## 1. Введение

Участвуя с 2002 года в исследованиях по продвижению оротрона с двухрядной периодической структурой (ДРПС) в субмиллиметровый диапазон [1,2 - 5], мы смогли обеспечить сначала широкодиапазонную перестройку частоты в 2мм диапазоне волн [1] и впервые достичь в 2016 году частоты 402 ГГц (≈ 0.75мм) при диапазоне перестройки в 1.5 октавы [5]. Приборы работали в импульсном режиме с большой скважностью, мощность в коротковолновой части миллиметрового диапазона достигала десятков Ватт, а при частоте 402 ГГц не превышала 5мВт. Поэтому для измерения такого уровня мощности на различных частотах большого диапазона перестройки (более октавы) был применён метод измерения с помощью детектора, работающего в квадратичном режиме, и разработана методика оценки выходной мощности оротроов с ДРПС, которая используется и в настоящее время.

## 2. Методика измерения выходной мощности излучения ортрона с ДРПС

Для расчёта мощности излучения на некоторых частотах диапазона перестройки сначала измерялась мощность потерь в СВЧ тракте между выходным фланцем вывода энергии оротрона с ДРПС и детекторной секции (ДС), а затем, используя градуировку ДС, по значению амплитуды сигнала ДС на данной частоте определялась мощность генерируемого излучения. Источником излучения при измерениях потерь в СВЧ тракте в диапазоне от 180 ГГц до 360 ГГц были две ЛОВ, непакетированные в твердотельную магнитную систему: ОВ-66 (180 ГГц - 260 ГГц) и ОВ - 65 (260 ГГц - 360 ГГц) [6]. Для работы с этими ЛОВ необходимо было размещать их в постоянном магнитном поле с максимальной величиной не менее 7000Гс. Поэтому для проведения измерений с их использованием был создан стенд с электромагнитом, в зазоре которого эти ЛОВ размещались в специальном устройстве. С помощью его обеспечивалось максимальное прохождение их электронного потока на коллектор. Кроме того, вся измерительная система была выстроена таким образом, чтобы замена деталей СВЧ тракта при измерениях не нарушала этой юстировки ЛОВ. Для этого вся система размещалась на оптической скамье, и излучение, генерируемое ЛОВ, с помощью рупорной антенны передавалось к измерительной части системы через такую же приёмную антенну. Обычно ЛОВ ОВ-66 (180 ГГц-260 ГГц) и ОВ - 65 (260 ГГц- 360 ГГц) предназначены для работы с электропитанием в непрерывном режиме. Но поскольку они были у нас в единичном экземпляре, то особое внимание необходимо было уделить их безопасной эксплуатации. При юстировке положения лампы в зазоре электромагнита для оптимального прохождения тока на её коллектор она легко могла быть выведена из строя за счёт оседания тока на замедляющую структуру ЛОВ. Также необходимо было исключить такую возможность при неожиданном ослаблении напора в системе водяного охлаждения или полного его отключения. Поэтому для снижения тепловой нагрузки на замедляющую систему ЛОВ, обе они работали не в паспортном (непрерывном), а в импульсном режиме с большой скважностью ($T/\tau >>1$) при периоде следования импульсов $T = 0.02$сек и длительности импульса $\tau = 100$мксек, т.е. $T/\tau = 200$. Для оценки величины генерируемой мощности амплитуда сигнала U(мВ), наблюдаемая на осциллографе, умножалась на коэффициент градуировки

ДС от частоты (β) с учетом ослабления аттенюатора ($\alpha_{АТ}$) и ослабления элементов волноводного тракта ($\alpha_{ТР}$) в исследуемом диапазоне частот.

Таким образом, были проградуированы ослабления основных элементов измерительного СВЧ тракта, которые использовались при проведении "горячих" испытаний экспериментальных макетов оротрона с ДРПС. Выходная мощность $P_{ВЫХ}$ в каждом случае определялась по формуле:

$$P_{ВЫХ} = U_{ДС} \times \beta \times \alpha_{ТР} \times \alpha_{АТ}, \quad (1)$$

где $U_{ДС}$ – амплитуда сигнала детекторной секции; β - чувствительность ДС, мкВт/мВ; $\alpha_{ТР}$ – суммарное ослабление элементов СВЧ тракта на данной частоте; $\alpha_{АТ}$ – ослабление аттенюатора. Для СВЧ тракта, используемого в эксперименте и представленного, тремя элементами (1), (2),(3):

$$\alpha_{ТР} = \alpha_1 \times \alpha_2 \times \alpha_3 \quad \text{(в разах)} \quad (2)$$

Значения β, $\alpha_{ТР}$, $\alpha_{АТ}$ в диапазоне 360 – 402 ГГц считались равными их значениям на частоте 360 ГГц. Поэтому расчётные значения мощности в этом участке диапазона завышены на ≈ 15%.

Таким образом, была проведена градуировка трёх участков СВЧ тракта от выходного фланца оротрона до ДС для всего диапазона от 180ГГц до 400ГГц. Общий коэффициент ослабления генерируемого сигнала при «горячих» измерениях на **каждой частоте** составлял, таким образом, величину:

$$K_{\Sigma} = K(\beta) \times K(\alpha_{АТ}) \times K(\alpha_{ТР}) \quad \text{(в разах)} \quad (3)$$

$$K_{\Sigma} = K(\beta) + K(\alpha_{АТ}) + K(\alpha_{ТР}) \quad \text{(в дБ)} \quad (4)$$

Оценка ошибки в измерениях каждого из элементов формулы (1) дает примерно следующий результат: $\Delta K(\beta) \cong 9\%$: $\Delta K(\alpha_{АТ}) \cong 11\%$; $\Delta K(\alpha_{ТР}) \cong 13\%$.

$$\Sigma\Delta K = \Delta K(\beta) + \Delta K(\alpha_{АТ}) + \Delta K(\alpha_{ТР}) \cong 9\% + 11\% + 13\% \cong 33\% \quad (5)$$

Частота излучения ЛОВ определялась по графику напряжение – частота. Измерение частоты генерируемого сигнала проводилось с помощью интерферометра, разработанного в ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН под руководством д. ф.-м. н. Казанцева Ю.Н. [7], и детекторной секции, с выхода которой сигнал фиксировался на осциллографе.

## 3. Заключение

Описанная выше методика оценки величины генерируемой мощности экспериментальных макетов оротронов с ДРПС, несмотря на небольшую точность измерений, позволила оценить импульсную мощность, генерируемую различными конструкциями оротронов с ДРПС в диапазоне частот от 180 ГГц до 402 ГГц от 20 Вт до $5 \times 10^{-3}$ Вт соответственно [4, 5].

Работа выполнена в рамках Государственного задания ИРЭ им В.А. Котельникова РАН

### Список литературы

1. Мясин Е.А. Оротрон – мощный резонансный генератор О - типа сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн//Радиотехника. 2004. №2. С.22
2. Мясин Е.А., Ильин А.Ю., Евдокимов В.В. Генерация электромагнитных колебаний в оротроне в диапазоне 110…190 ГГц на второй пространственной гармонике. //Электромагнитные волны и электронные системы, 2007, т. 12, №4, с.41-44.
3. Мясин Е.А.. Проблемы создания оротронов с двухрядной периодической структурой коротковолновой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазона волн.// Радиотехника и электроника, 2008, Т.53, №9, С.1-15.
4. Мясин Е.А., Соловьёв А.Н.. Об особенности свойств открытого резонатора оротрона с двухрядной периодической структурой. Радиотехника и электроника. 2021. Т.66. №7. С.673-681
5. Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю. Экспериментальные исследования возможности генерации на частоте до 400ГГц в оротроне с двухрядной периодической структурой. //Изв. вузов, сер. Радиофизика, 2016, т.59, № 5, с. 409 - 422.
6. Негирев А.А., Фёдоров А.С. Широкополосные малогабаритные лампы обратной волны миллиметрового диапазона.\ // Электронная техника. 1999. №4, Стр. 41-43
7. Аплеталин В.Н., Дьяконова О.А., Казанцев Ю.Н., Солосин В.С. Методы и установки для измерения коэффициента отражения от плоских образцов на миллиметровых волнах. //Измерительная техника,1991, №7, С.40-42

# Макет гиротрона для исследования характеристик винтового электронного пучка в коллекторной области [1]

Морозкин М.В., Проявин М.Д., Мануилов В.Н., Котомина В.Е., Каменский М.В., Орловский А.А.

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

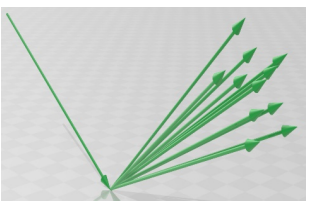
***Аннотация:*** *В докладе приводятся текущие результаты создания разборного макета гиротрона, состоящего из классической магнетронно-инжекторной пушки и созданных с применением методов 3D-печати остальных частей: корпуса с каналом транспортировки электронного пучка и коллектора. При этом в коллектор интегрирован массив термодатчиков, позволяющих экспериментально получить двумерный след электронного пучка. Эти данные могут быть использованы для проверки и уточнения моделей расчета электронной оптики гироприборов, в частности, модели вторичной эмиссии электронов с поверхности коллектора.*

## 1. Введение

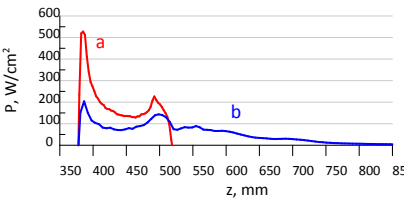
В настоящее время численные методы широко применяются для проектирования гироприборов. Разработаны модели расчета движения винтового электронного пучка от системы формирования и до посадки отработанного пучка на коллектор. Однако до сих пор некоторые модели нуждаются в экспериментальной проверке и уточнении, в частности, модель вторичной эмиссии электронов с поверхности коллектора. Дело в том, что электроны в «классических» гиротронах прилетают к поверхности коллектора с довольно большими энергиями (десятки кЭв) и под малыми углами (около 5 градусов). Такие параметры отличаются от рассматриваемых в моделях вторичной эмиссии, используемых в коммерческих пакетах типа CST Studio [1-2]. Для экспериментальной проверки влияния на след пучка эффектов вторичной эмиссии, а также других, например, пространственного заряда, ионной компенсации, неоднородности эмиссии, в ИПФ РАН в настоящее время ведется разработка экспериментального макета гиротрона.

## 2. Влияние вторичной эмиссии на след электронного пучка на коллекторе

Как было показано ранее в работе [3], учет вторичной эмиссии при расчете режима работы коллектора должен приводить к удлинению в несколько раз следа электронного пучка на поверхности коллектора, а также к существенному снижению пиковой плотности мощности, осаждаемой потоком электронов. Однако в зависимости от выбранной модели вторичной эмиссии профили мощности нагрузки на коллектор могут отличаться. В настоящий момент мы используем простую модель вторичной эмиссии на коллекторе гиротрона, которая учитывает только неполностью упругие отражения частиц от поверхности коллектора в направлении, не сильно отличающемся от направления геометро-оптического отражения (см. рис. 1а). Тем не менее, такая модель подтверждает ранее сделанные выводы об удлинении следа пучка и падении пиковой мощности на коллекторе (см. рис. 2б). Сравнение результатов расчета с экспериментом позволят проверить корректность используемой модели вторичной эмиссии и, в случае необходимости, скорректировать её.



а)




б)

Рис. 1. а) Векторы, задающие направления движения падающих и вторичных электронов. б) Плотность мощности, рассеиваемой на коллекторе без учета вторичной эмиссии (a) и с учетом вторичной эмиссии (b).

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 21-19-00884.

## 3. Конструкция макета и технологии изготовления

Для измерения распределения плотности мощности, рассеиваемой при осаждении винтового электронного пучка, разработана конструкция коллектора гиротрона с интегрированными в него термодатчиками (см. рис. 2). В отличие от канала транспортировки электронов, который изготовлен в виде омедненной 3D-печатной фотополимерной детали, коллектор может подвергаться существенным тепловым нагрузкам, поэтому его необходимо сделать целиком из меди. Планируется изготовить коллектор посредством технологии CPMS (Chemical Metallization of Photopolymer-based Structures) [4]. На фотополимерную оснастку будет нанесён химическим способом тонкий слой меди, который затем будет наращён гальванически до толщины около 0.5 мм. Далее внутренняя фотополимерная основа будет удалена и в отверстия установлены термодатчики. Для тепловой изоляции термодатчики устанавливаются в напечатанные полимерные гильзы. Затем стенки будут окончательно наращены до толщины около 1 мм. Таким образом получается, что проводящий торец датчиков через слой меди получает информацию о нагреве коллектора в определенной точке. При этом тепловая утечка с других сторон датчика, граничащих с контуром охлаждения, минимальна. Датчики температуры расположены по спирали (см. рис. 2). Такое расположение позволит повысить разрешение измерений вдоль продольной оси в случае азимутально однородного пучка. В настоящее время проводится тестирование и отработка технологий изготовления коллектора. На рис. 3. показан изготовленный полый участок коллектора и установленные в него термодатчики, подготовленные для финального наращивания медного слоя.

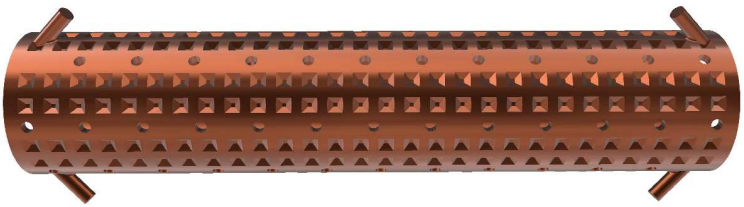


Рис. 2. Трехмерная модель оснастки коллектора. На рисунке видны отверстия для датчиков, штуцеры системы охлаждения и элементы для создания турбулентности при протекании хладагента.



Рис. 3. Изготовленный полый участок коллектора и он же с установленными теплоизолированными термодатчиками.

## 3. Заключение

Для экспериментального измерения распределения плотности мощности осаждаемого на коллектор винтового электронного пучка разрабатывается макет гироприбора с существующей магнетронно-инжекторной пушкой от технологического гиротрона. Область транспортировки и коллектор лампы будут изготовлены по технологии CMPS. Для проверки технологии таким методом изготовлен цельномедный сектор коллектора с каналами охлаждения и отверстиями под термодатчики. Успешное применение данной технологии позволит существенно сократить временные и финансовые расходы на создание медных элементов со сложной геометрией и получить уникальные экспериментальные данные для уточнения численных моделей, в частности, модели вторичной эмиссии электронов.

## Список литературы


1. Vaughan R. M. Secondary Emission Formulas // IEEE Transactions on Electron Devices. 1993. Vol. 40. No 4. P. 830.
2. Furman M. A. and Pivi M. T. F. Probabilistic model for the simulation of secondary electron emission // Phys. Rev. ST Accel. Beams. 2002. Vol. 5. No. 12. P. 124404.
3. Зайцев Н.И., Мануилов В.Н., Хрусталёв Р.В. Энергетическая нагрузка коллектора гиротрона с учётом отражённых от его поверхности электронов // Изв. вузов Радиофизика. 2009. Т. 52. №. 1. С. 55—62.
4. Proyavin, M.D. et al. Development of Electrodynamic Components for Microwave Electronic Devices Using the Technology of 3D Photopolymer Printing with Chemical Surface Metallization. // Radiophys Quantum El. 2020. Vol. 63, P. 469–478.

# Исследование влияния фазовых пластинок на параметры оптической накачки в АЛТ с лазерной селекцией

Мирющенко Н.И., Плешанов С.А., Орехов А.А., Кулыгин Д.А., Агапов А.Н.
*АО «НПП «Исток» им. Шокина»*
*ул. Вокзальная, д.2а, корпус 1, комната 65 этаж 2, Фрязино, Московская область 141190, Россия*
*Info@istokmw.ru*

***Аннотация:*** *Проведено исследование влияния фазовых пластинок λ/2 и λ/4 на эффективность управления поляризацией лазерного излучения для достижения лучших параметров оптической накачки в АЛТ с лазерной селекцией. Получены экспериментальные спектры выходного сигнала АЛТ при различной настройке системы оптической накачки пучка. Установлено, что использование фазовой пластины λ/4 позволяет добиться оптимальной настройки параметров системы лазерной накачки. Установлено, что одновременное использование фазовых пластинок λ/2 и λ/4 позволяет добиться лучшей настройки параметров системы лазерной накачки, но это приведет к усложнению конструкции АЛТ.*

## 1. Введение

Непрерывное развитие и совершенствование ракетной, космической и навигационной техники и её широкое использование в военных, научных и народнохозяйственных целях требует постоянного повышения точности временных и частотных измерений.

Известно, что наиболее высокую долговременную стабильность частоты обеспечивают квантовые стандарты частоты на основе цезиевых атомно-лучевых трубок (АЛТ). В отличие от рубидиевых ячеек и водородных стандартов частоты, для которых необходима многократная коррекция в течении суток, цезиевые АЛТ обеспечивают длительное функционирование в автономном режиме.

АЛТ служат в качестве квантовых дискриминаторов частоты, использование которых позволяет обеспечить генерацию чрезвычайно точных сигналов частоты бортовых синхронизирующих устройств. Лидером по производству высококачественных цезиевых АЛТ является АО «НПП «Исток» имени Шокина», где разрабатываются и исследуются цезиевые АЛТ более полувека, при этом существенно улучшаются метрологические, эксплуатационные и массогабаритные характеристики приборов. Цезиевые АЛТ с магнитной селекцией получили широкое применение как в наземной, так и в бортовой аппаратуре, в частности, АЛТ являются ключевыми элементами российской системы ГЛОНАСС и обеспечивают длительное поддержание частоты или времени с относительной точностью на уровне $5{,}0\cdot10^{-14}\ldots1{,}0\cdot10^{-14}$.

Существенный рост метрологических характеристик АЛТ может быть реализован при использовании оптических методов управления атомными состояниями, когда вместо селектирующих магнитов используются полупроводниковые лазерные излучатели и фотоприемники – детекторы излучения флуоресценции.

Оптические методы управления атомными состояниями позволяют увеличить интенсивность атомарного потока в несколько раз, и соответственно, поднять метрологические характеристики АЛТ [1]. Выигрыш в интенсивности обусловлен, во-первых, тем, что атомы нерабочего состояния, которые в классической АЛТ с магнитной селекцией поглощались геттерами, с помощью лазерной накачки превращаются в рабочие, а во-вторых, поскольку селектирующих магнитов нет, то дополнительные потери, связанные с расходимостью атомарного потока, вносимой сильным полем селектирующего магнита, исчезают.

Для эффективной накачки необходимо управлять поляризацией лазерного излучения. При этом важно, что уровень остаточного пучка – ненакачанных атомов не превышал величины несколько десятых долей процента.

## 2. Исследование поляризационных, спектральных и шумовых характеристик АЛТ

В рамках данной работы было проведено исследование поляризационных, спектральных и шумовых характеристик АЛТ с лазерной селекцией атомных состояний путем настройки излучателей на линию $D_2$ Cs.

Исследованы зависимости мощности лазерного излучения от угла поворота фазовой пластинки λ/2 и λ/4. Для фазовой пластинки λ/2 установлено, что поворот на 45° приводит к

развороту поляризации лазерного излучения на 90°. Для фазовой пластинки λ/4 установлено, что поворот на 45° вызывает закручивание поляризации лазерного излучения.

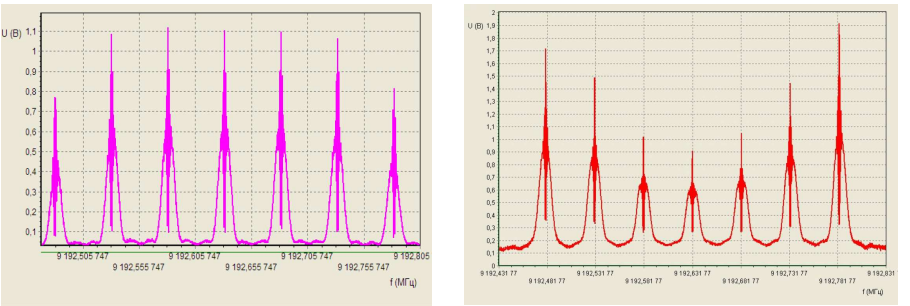
Исследована зависимость выходного сигнала АЛТ с лазерной селекцией атомных состояний от угла вращения исследуемых фазовых пластинок.

Максимальный полученный выходной сигнал АЛТ, при использовании фазовой пластинки λ/2, составляет 1,644 В. Максимальный полученный выходной сигнал АЛТ, при использовании фазовой пластинки λ/4, составляет 1,646 В. Одновременное использовании фазовых пластинок λ/2 и λ/4 позволяет добиться выходного сигнала АЛТ на уровне 1,65 В.

Установлено, что совместное использование фазовых пластинок λ/2 и λ/4 позволяет точнее настроить поляризацию лазерного излучения на 0,3%, но данное решение является избыточным, так как это приведет к усложнению конструкции АЛТ, что может сказаться на прочности выпускаемых приборов.

Таким образом, можно сделать вывод, что использование фазовой пластины λ/4 позволяет добиться наилучшей настройки параметров системы лазерной накачки, при текущей конструкции цезиевой АЛТ с лазерной селекцией.

Получены экспериментальные спектры выходного сигнала АЛТ при различной настройке системы оптической накачки пучка (рис.1). Центральная линия соответствует частоте рабочего перехода 9 192 631 770 Гц.




а) б)

Рис. 1. Влияние поляризации лазерного излучения на спектр выходного сигнала АЛТ

На рисунке 1,а амплитуда центральной линии большая, это соответствует оптимальной настройке параметров системы лазерной накачки (мощность, частота, сечение лазерного луча, поляризация). На рисунке 2,б представляет тот же самый спектр выходного сигнала АЛТ, но для случая неудачно выбранной поляризации лазерного излучения. Хорошо видна сильная деформация выходного спектра. Снижение сигнала на частоте рабочего перехода ведет к ухудшению точностных характеристик АЛТ, а наличие боковых переходов, амплитуды которых могут сильно различаться, вызывает дополнительное затягивание частоты.

## 3. Заключение

По результатам проведенных исследований было установлено, что точная настройка поляризации лазерного излучения в АЛТ с лазерной селекцией позволяет значительно улучшить метрологические характеристики цезиевых АЛТ.

Определено, что использование фазовой пластины λ/4 позволяет добиться наилучшей настройки параметров системы лазерной накачки, при текущей конструкции цезиевой АЛТ с лазерной селекцией.

## Список литературы

1. Лещенко М.П. Цезиевые атомно-лучевые трубки с магнитной селекцией и лазерной накачкой / М.П. Лещенко, С.А. Плешанов, И.И. Самарцев, Ю.А. Турутин, В.В. Чугунов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2013. – Вып. 4 (519), с. 114-120.

# Влияние технологических разбросов на электрические характеристики баночного окна на смешанной моде

Савин А.Н, Галдецкий А.В., Богомолова Е.А., Медянкова Е.В.

*АО «НПП «Исток» им. Шокина»*
*г. Фрязино, 141190, Российская Федерация*
*e-mail: Galdetskiy@istokmw.ru*

***Аннотация:*** *Приведены результаты исследования влияния на электродинамические и энергетические характеристики технологических отклонений параметров вакуумно плотного баночного окна, функционирующего на смешанной моде $TE_{11}$+$TM_{11}$, с минимизированными диэлектрическими потерями в керамическом диске. Показано, что конструкция окна устойчива к значительным технологическим отклонениям всех его размеров и параметров керамического диска, а возникающие при этом изменения КСВН входа окна можно компенсировать в рабочей полосе частот к требуемому виду путём изменения положения и ширины согласующих диафрагм.*

## 1. Введение

В СВЧ электровакуумных приборах (ЭВП) отделение внутренней части с высоким вакуумом от нагрузки осуществляется в выводах энергии с помощью керамических вакуумно плотных окон (ВПО). Задача обеспечения баланса между требуемыми шириной полосы пропускания, величиной коэффициента отражения, предельной пропускаемой мощностью ВПО решается при выборе и оптимизации конструкции вывода энергии разрабатываемого СВЧ ЭВП [1]. Выбранная конструкция ВПО должна обеспечивать возможность корректировки отклонений его параметров, вызванных технологическими ограничениями в процессе изготовления окна, особенно проявляющимися при продвижении в миллиметровый диапазон длин волн.

Работа посвящена исследованию влияния на электродинамические и энергетические характеристики технологических отклонений параметров компонентов ВПО баночного типа, в котором формирование электрического поля на поверхности керамического диска осуществляется типами волн $TE_{11}$, $TM_{11}$ круглого волновода [2], модифицированного и оптимизированного для работы в сверхмощном клистроне (СМК) S-диапазона [3].

## 2. Объект и результаты исследования

Исследуемая конструкция баночного ВПО СМК S-диапазона, в котором электрическое поле на поверхности керамического диска формируется модами $TE_{11}$ и $TM_{11}$ круглого волновода, приведена на рис. 1. В рассматриваемом баночном окне минимизированы диэлектрические потери в керамическом диске для увеличения передаваемой мощности и расширена до 3% полоса рабочих частот по уровню КСВН≤1.1. Принципы функционирования, электродинамические и энергетические характеристики подробно представлены в [3].

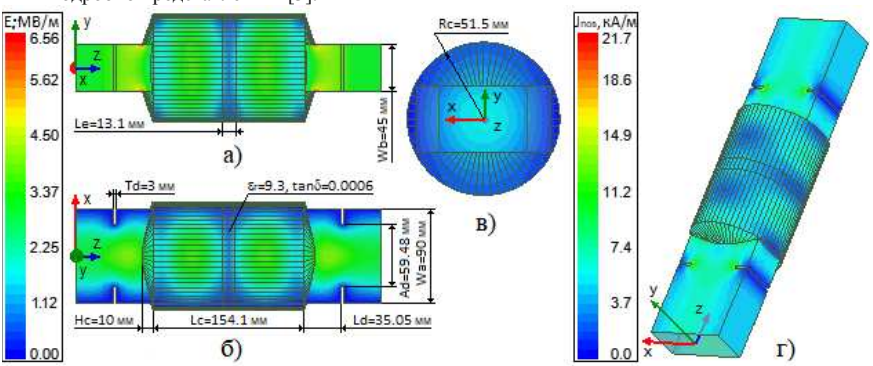



Рис. 1. Амплитуда напряжённости электрического поля в Е-плоскости (а), в Н-плоскости (б) баночного окна, на поверхности керамического диска (в) и поверхностных токов (г) на рабочей частоте $f_0$=2.856 ГГц при входной мощности 20 МВт.

Оценка влияния технологических отклонений размеров рассматриваемого баночного окна и параметров керамического диска на электродинамические и энергетические характеристики осуществлялась с помощью статистического анализа в диапазоне частот $2805 \div 3000$ МГц при входной мощности $P_{\text{in}} = 20$ МВт в программе ANSYS HFSS. При этом в серии расчётов характеристик баночного окна (опытов) случайным образом варьировались все размеры и параметры, определяющие его конструкцию (см. рис. 1).

Пределы варьирования параметров баночного окна (табл. 1) были выбраны достаточно большими, чтобы перекрывать все возможные технологические отклонения при его изготовлении. Распределения плотностей вероятности отклонений параметров задавались равномерными. Число опытов выбрано равным 50-и, что должно быть достаточным для достоверной оценки влияния отклонения параметров баночного окна на его электродинамические и энергетические характеристики.

Таблица 1.

Пределы варьирования размеров баночного окна и параметров керамического диска при статистическом анализе.

| Параметр окна | Lc, мм | Le, мм | Rc, мм | Hc, мм | Ld, мм | Ad, мм | Td, мм | Wa, мм | Wb, мм | $\varepsilon_r$ диска | tanδ диска |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Min | 145.0 | 13.0 | 51.45 | 9.9 | 35.0 | 59.43 | 2.95 | 89.9 | 44.9 | 9.2 | 0.0002 |
| Max | 145.2 | 13.2 | 51.55 | 10.1 | 35.1 | 59.53 | 3.05 | 90.1 | 45.1 | 9.4 | 0.001 |

Рассчитанные значения КСВН входа баночного окна вывода энергии СМК в широкой и относительно узкой рабочей полосах частот, полученные при случайных отклонениях его параметров, приведены на рис. 2. Маркеры m1 – m6 расположены на кривой, соответствующей исходному баночному окну. Маркер m1 указывает на рабочую частоту $f_0 = 2.856$ ГГц. Маркеры m2 и m3 определяют 1% полосу частот симметрично относительно рабочей частоты $f_0$. Маркеры m4 и m5 определяют полосу частот по уровню КСВН $\leq 1.1$. Маркер m6 указывает на резонансную частоту $f_{rez} = 2.968$ ГГц круглого волновода с керамическим диском на типе $TM_{11}$.

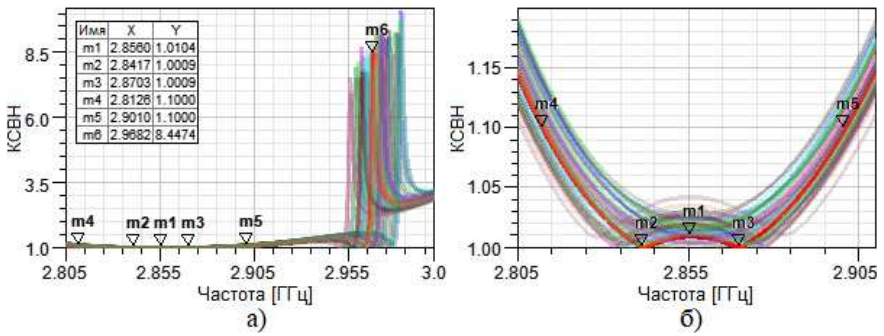



Рис. 2. КСВН входа баночного окна в широкой (а) и узкой (рабочей) (б) полосах частот при случайным образом варьируемых параметрах окна.

Как видно из рис. 2б, при всех вариациях размеров баночного окна КСВН входа не превышает величины 1.043 на рабочей частоте $f_0$ (маркер m1) и величины 1.15 на нижней и верхней границах 3%-й полосы частот (маркеры m4, m5). При этом центральная частота полосы пропускания изменяется в пределах $[-0.06\%, +0.1\%]$ относительно исходной 2.856 ГГц.

Отклонение резонансной частоты $f_{rez}$ круглого волновода с керамическим диском (маркер m6), соответствующего пику КСВН на рис. 2а, изменяется в пределах $[-0.42\%, +0.48\%]$ относительно исходной резонансной частоты $f_{rez}$.

Указанные выше изменения КСВН входа баночного окна в 3%-й полосе частот около рабочей частоты $f_0$ не являются критичными и во всех случаях могут быть компенсированы для приведения КСВН к исходному виду путём изменения положения и ширины согласующих диафрагм. Однако частота резонансного пика $f_{rez}$ при этом практически не изменяется, что требует точного знания размеров и параметров керамического диска и их учёт на этапе синтеза баночного окна.

В табл. 2 приведены полученные в результате статистического исследования диапазоны изменения модулей комплексной амплитуды компонент напряжённости электрического поля в критических точках баночного окна, а в табл.3 – диапазоны изменения мощностей диэлектрических потерь в

керамическом диске и поверхностных потерь на металлических стенках окна на рабочей частоте $f_0 = 2.856$ ГГц и на границах 3%-й полосы частот при входной мощности $P_{\text{in}} = 20$ МВт.

Таблица 2.

Модули комплексной амплитуды компонент напряжённости электрического поля в критических точках баночного окна при случайным образом варьируемых параметрах.

| Частота, ГГц | $E\tau$ в центре поверхности диска, МВ | $\Delta E\tau$ в центре поверхности диска, % | $E\tau$ на краю поверхности диска, МВ | $\Delta E\tau$ на краю поверхности диска, % | En max внутри диска, МВ | $\Delta$En max внутри диска, % | Emax в баночном выводе, МВ | $\Delta$Emax в баночном выводе, МВ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f_0$ - 1.5% | 1.77 | [-2.82, 2.26] | 0.80 | [-2.13, 2.50] | 0.14 | [-14.3, 8.57] | 7.23 | [-10.8, 7.88] |
| $f_0$=2.856 | 1.73 | [-3.76, 3.62] | 0.63 | [-4.76, 5.24] | 0.20 | [-14.3, 8.25] | 6.99 | [-11.3, 13.0] |
| $f_0$ +1.5% | 1.82 | [-7.14, 8.79] | 0.34 | [-22.9, 24.4] | 0.34 | [-19.4, 25.0] | 7.22 | [-11.4, 10.8] |

Таблица 3.

Мощности диэлектрических потерь в керамическом диске и поверхностных потерь на металлических стенках баночного окна при случайным образом варьируемых параметрах.

| Частота, ГГц | $P_{\text{диэлектрических}}$ потерь, кВт | $\Delta P_{\text{диэлектрических}}$ потерь, % | $P_{\text{поверхностных}}$ потерь, кВт | $\Delta P_{\text{поверхностных}}$ потерь, % |
|---|---|---|---|---|
| $f_0$ - 1.5% | 30.47 | [-12, 10.3] | 33.75 | [-1.16, 1.07] |
| $f_0$=2.856 | 29.43 | [-12, 10.4] | 32.66 | [-1.32, 1.41] |
| $f_0$ +1.5% | 31.40 | [-14, 13.7] | 32.90 | [-0.85, 0.97] |

Анализ изменений напряжённостей электрического поля в критических точках баночного окна и мощностей потерь в нём при случайным образом варьируемых параметрах окна (табл. 2, 3) показывает, что максимальные отклонения незначительны и не достигают критических значений (см. [3]) при входной мощности 20 МВт. При этом на рабочей частоте $f_0$ и на границах 3%-й полосы частот по наиболее критичному параметру – мощности диэлектрических потерь в керамическом диске, обеспечивается 1.4-кратный запас по входной мощности с учётом условно выбранного низкого критического значения (см. [3]), а для максимальной напряжённости электрического поля – 2.3-кратный.

## 3. Заключение

В результате статистического анализа электродинамических и энергетических характеристик показано, что рассматриваемая конструкция баночного окна, функционирующего на смешанной моде $TE_{11}$+$TM_{11}$, с минимизированными диэлектрическими потерями в керамическом диске устойчива к значительным технологическим отклонениям всех его размеров и параметров керамического диска, т.к. не наблюдалось критических изменений электродинамических и энергетических характеристик.

Изменения КСВН входа баночного окна, вызванные технологическими отклонениями его размеров, можно компенсировать в рабочей полосе частот к требуемому виду путём изменения положения и ширины согласующих диафрагм.

### Список литературы


1. Белугин В.М., Мартыненко М.А., Прокофьев Б.В., Ярмоленко М.И. Волноводные окна баночного типа для широкополосных ЭВП СВЧ // 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. Галдецкий А.В., Савин А.Н., Ключников Н.А. Вывод энергии баночного типа сверхмощного клистрона S-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2020. – Вып. 4(547). – С. 64 – 75.

# Влияние снежного покрова на положение глиссады на аэродроме в предгорной местности

Бухарин В.А., Войтович Н.И., Жданов Б.В.
Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)
*г. Челябинск, пр. Ленина, 76, 454080, Российская Федерация*
*bukharinva@susu.ru, voytovichni@mail.ru*

***Аннотация:*** *В работе представлен сравнительный анализ характеристик трёх вариантов глиссадного радиомаяка: с опорным нулём (с двухэлементной антенной решёткой), с решёткой типа М (с трёхэлементной антенной решёткой) и с четырёхэлементной антенной решёткой на аэродроме со сложным рельефом местности, формирующих глиссаду в условиях отсутствия снега и в условиях снежного покрова на подстилающей поверхности. С появлением снежного покрова угол глиссады радиомаяка с опорным нулём и радиомаяка с антенной решёткой типа М увеличивается. Угол глиссады радиомаяка с четырёхэлементной антенной решёткой остаётся неизменным.*

***Ключевые слова:*** *угол глиссады, ГРМ с опорным нулём, ГРМ с антенной решёткой М, ГРМ с 4-х элементной антенной решёткой, рельеф местности, снежный покров.*

## 1. Введение

Основным средством обеспечения инструментального захода на посадку воздушных судов гражданской и государственной авиации в РФ являются курсо-глиссадные радиомаяки (КРМ и ГРМ), формирующие в пространстве радиотехническую траекторию, называемую глиссадой. Россия — северная страна. Большая часть её территории в зимнее время покрыта снегом. Снежный покров на подстилающей поверхности негативно сказывается на поведении глиссады. Другой проблемой является искривление глиссады радиоволнами, отражёнными от складок местности в зоне захода воздушных судов на посадку. Авторами ранее [1, 2, 3, 4] предложен радиомаяк, обеспечивающий формирование глиссады, не зависящей от высоты снежного покрова при его размещении на плоской поверхности и снижающий уровень излучения под малыми углами места, где обычно и находятся складки местности. В настоящей работе мы рассмотрим ситуацию, когда предложенный радиомаяк расположен на заснеженной подстилающей поверхности со сложным рельефом местности. Сравним его характеристики с характеристиками существующих в настоящее время ГРМ.

## 2. Постановка задачи

Аэродромная поверхность, как правило, продолжается естественной поверхностью местности со складками рельефа, дифракция волн на которых приводит к искажению навигационной информации ГРМ. В зимнее время на большей части аэродромов убирают снег с большой территории перед глиссадными радиомаяками (при превышении уровня снежного покрова 20 см), что связано с большими трудовыми затратами. В настоящей работе выполнен сравнительный анализ характеристик глиссадных радиомаяков трёх типов на одном из аэродромов, расположенном в районе с высоким уровнем снежного покрова (в зимний период), со сложным рельефом местности в зоне захода воздушных судов на посадку. Профиль местности вдоль оси взлётно-посадочной полосы (ВПП) в пределах аэродрома и зонах захода воздушных судов на посадку показан на рис. 1.




Рис. 1. Профиль местности.

## 3. Метод исследований

Исследования выполнены на основе приближённого решения уравнений Максвелла с заданными граничными условиями для векторов напряжённости электрического и магнитного полей на границе перехода воздух — подстилающая поверхность со сложным рельефом.

## 4. Результаты исследований

Профиль местности непосредственно перед ГРМ в направлении захода на посадку, указанного на рис. 1, показан на рис. 2. Исследования выполнены применительно к ГРМ с опорным нулём (с двухэлементной антенной решёткой (АР)), ГРМ с решёткой типа М (с трёхэлементной АР, и ГРМ с 4-х элементной антенной решёткой [1,2,3], реализованной в Глиссадном радиомаяке Комплекса радиомаячной системы посадки СП-2010.

Высоты подвеса излучающих элементов антенной решётки заданы из условия обеспечения стандартного угла глиссады 2,87° на частоте 330 МГц. Амплитудно-фазовое распределение токов вдоль антенной решётки ГРМ задано с учётом формы рельефа местности. Подстилающая поверхность имеет линейчатую форму с профилем местности в качестве направляющей линейчатой поверхности. Диполи глиссадной антенной решётки ориентированы горизонтально, параллельно подстилающей поверхности.




Рис. 2. Профиль местности перед глиссадным радиомаяком

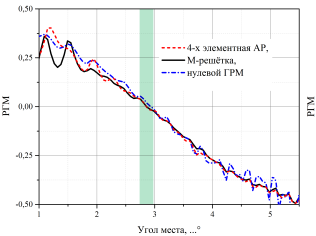



Рис.3. Зависимость РГМ от угла места; бесснежная поверхность

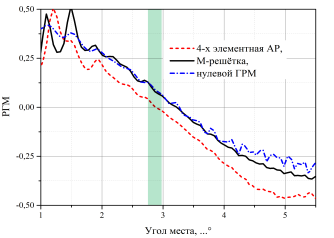



Рис.4. Зависимость РГМ от угла места; снежный покров 0,8 м

Как видно из сравнения зависимостей информационного параметра радиомаяка — разности глубин модуляции (РГМ) — от угла места на рис. 3 и рис. 4, с появлением снежного покрова на земной поверхности угол глиссады, формируемой ГРМ с 2-х и 3-х элементными антенными решётками, увеличивается и выходит за пределы допуска, отмеченного на рис. 4 зелёным. Заметим, что величины “ухода” угла глиссады для ГРМ с опорным нулём и ГРМ с антенной решёткой типа М одинаковы Угол глиссады, формируемой ГРМ с 4-х элементной антенной решёткой, остаётся неизменным.

## 5. Заключение

Аэродромы с высоким уровнем снежного покрова (до 80 см) и сложным рельефом местности в зоне захода воздушных судов на посадку целесообразно оснащать радиомаячной системой посадки метрового диапазона формата ILS СП-2010. Реализация рекомендаций применительно к аэропортам РФ позволит снизить расходы аэропорта на эксплуатацию курсо-глиссадных радиомаяков системы посадки воздушных судов как в зимний, так и в летний периоды года, повысит регулярность и безопасность полётов самолётов.

### Список литературы

1. Войтович Н.И., Жданов Б.В. Двухчастотный глиссадный радиомаяк (варианты). Патент РФ на изобретение №2 624 263. Опубликовано 03.07.2017. Бюл. №19.
Войтович Н.И., Жданов Б.В. Глиссадный радиомаяк для аэродромов с высоким уровнем снежного покрова. Труды 27-ой Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2017). Севастополь, Крым, Россия, 10-16 сентября 2017 г., том 1, с. 433-439.
2. Yungaitis E.M., Voytovich N.I., Ershov A.V., Zhdanov B.V., Zotov A.V. ILS Glide Slope Antenna Array for Airfields with a High Level of Snow Cover. 13th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2019, Date of Conference: 31 March-5 April 2019: Krakow, Poland, pp. 1-4.
3. Войтович Н.И., Жданов Б.В. Глиссадные радиомаяки формата ILS и формата ПРМГ для аэродромов с высоким уровнем снежного покрова и сложным рельефом местности в зоне захода самолётов на посадку. Сборник докладов и выступлений научно-деловой программы Международного военно-технического форума “Армия-2020”. Москва, 27-29 августа 2020. М.: МО РФ. С.34-37.

# Когнитивный экспресс-контроль СВЧ систем инструментальной посадки ПРМГ, MLS с помощью мобильного комплексного стенда испытаний

Криворучко Ю.Т., Шатраков Ю.Г., Щербаков Е.С.
*192012, г. Санкт-Петербург, пр. Обуховской Обороны, 120*
*krivoruchko.yuri@mail.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается новый подход к реализации экспресс-контроля СВЧ систем инструментальной посадки международных диапазонов ПРМГ-ОМД, MLS для маневренных самолетов. Подход, реализуемый не на основе летно-подъемных средств (воздушное судно лаборатория или БПЛА), а с помощью мобильного комплексного стенда испытаний с аппаратурой передачи данных, реализованных на отечественных вычислительных СНК платформах.*

## 1. Введение

Заявленные на рубеже XXI века когнитивные технологии в СВЧ системах инструментальной посадки ПРМГ-ОМД и MLS [1-8] реализуются в части обработки радионавигационных сигналов на основе доверенных микропроцессорных платформ и программно-определяемого радио. Когнитивная наука связана единой проблематикой: алгоритм-вычислительная платформа-информационный обмен информацией. При этом наука постепенно интегрируется в организованную по новым принципам систему взаимодействия науки и техники, то есть идет преобразование в технонауку.

Важнейшим примером технонауки являются NBIC – технологии (нано-, био-, информационные и когнитивные). Таким образом, когнитивные технологии выводят нас на новый уровень цивилизованного развития, а именно уже сегодня разрабатываются технологии систем когнитивного радио (SCR), виртуальных человеко-машинных интерфейсов и т.д.

## 2. СВЧ системы инструментальной посадки ПРМГ-ОМД и MLS с экспресс-контролем

В СВЧ системах инструментальной посадки международных диапазонов типа ПРМГ-ОМД и MLS когнитивный принцип осуществляется в части обработки радионавигационных сигналов на основе когнитивного предпроцессора навигации и посадки [6]. В дополнении к когнитивному предпроцессору навигации и посадки добавлен когнитивный препроцессор функции передачи данных по радиоканалу (рис.1) [2,3]. При проведении разработки СВЧ системы инструментальной посадки рассмотрены следующие проблемные вопросы:

- создание систем с когнитивной обработкой, в том числе с эффективным использованием широкополосных сигналов, позволяющих снизить взаимные помехи в радиооборудовании;
- реализация дополнительных режимов, в том числе: автоматического зависимого наблюдения, передачи дифференциальных поправок к дальномерным измерениям при заходе на посадку;
- применение интегральной обработки сигналов ПРМГ-ОМД, MLS и спутниковых технологий для обеспечения целостности систем посадки, снижения рисков от авиационных происшествий;
- создание мобильного комплексного стенда испытаний для осуществления экспресс-контроля (рис.2) работоспособности СВЧ системы инструментальной посадки в процессе ввода в эксплуатацию и проведении регламентных работ [9-15].

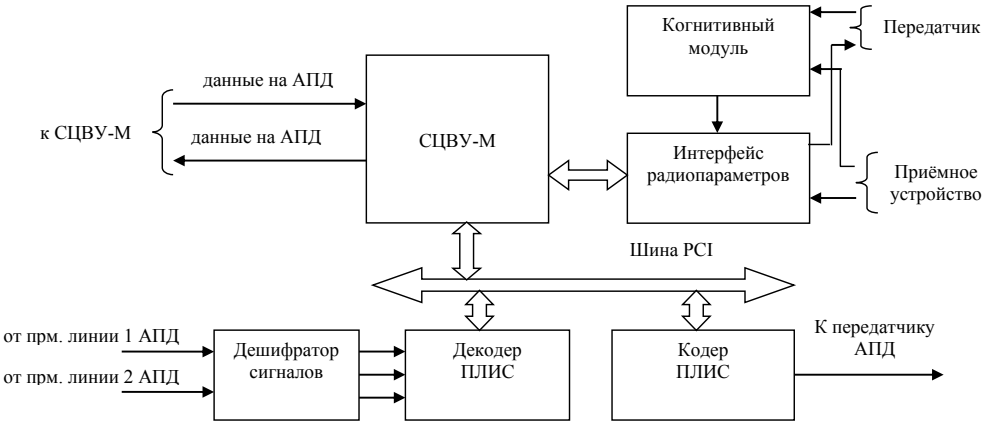



Рис. 1. Когнитивный предпроцессор функции передачи данных

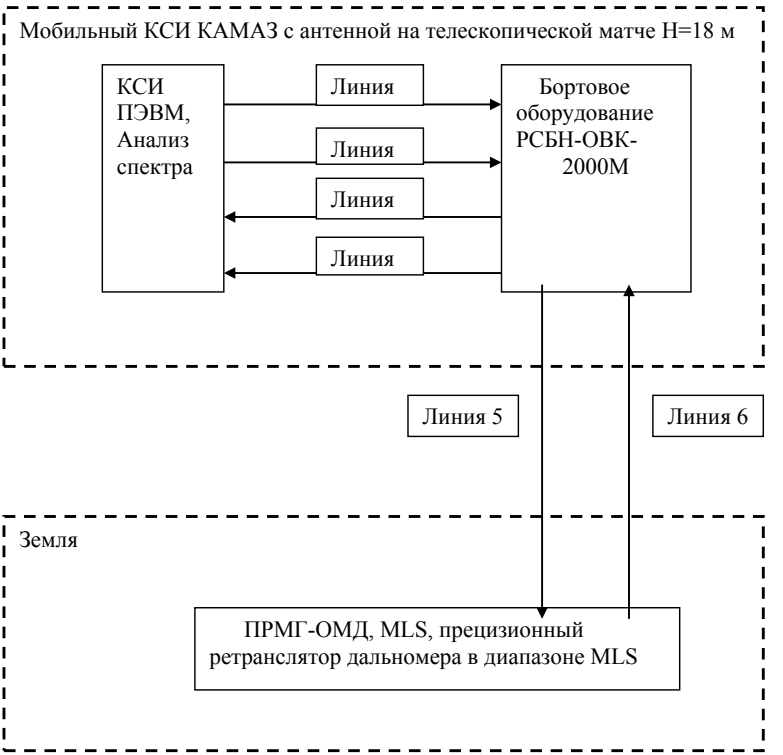



Рис. 2. Взаимодействие мобильного КСИ по каналам АПД с СВЧ системой инструментальной посадки при проведении наземного экспресс-контроля радиооборудования аэродрома

## 3. Заключение

Предложен новый подход к реализации экспресс-контроля СВЧ систем инструментальной посадки ПРМГ-ОМД и MLS, работающих в международных диапазонах, на основе когнитивных алгоритмов обработки в комплексном стенде испытаний и новых отечественных СНК платформ, включая «Мультикор» , «Мультифлекс», «Миландр».

## Список литературы


1. Пахолков, Г.А. Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации / Г.А. Пахолков, Г.Е. Збрицкая, Ю.Т. Криворучко и др. // М.: Радио и связь, 1992.- 256 с.
2. Лавриненко, В.М. Принципы построения микропроцессорных кодирующих устройств передачи информации в радиотехнических системах ближней навигации / В.М. Лавриненко, Ю.Т. Криворучко, В.М. Пальчиков // Вопросы радиоэлектроники, серия ОВР, выпуск 11, 1986. – С. 12-20.
3. Ершов, Г.А. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку категории II для работы в дециметровом отечественном и международном диапазонах волн ПРМГ-ОМД / Г.А. Ершов, В.М. Король, Ю.Т. Криворучко и др. // Новости навигации, №1, 2017. - С.16-19.
4. 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.
5. Криворучко, Ю.Т. Совершенствование систем и средств посадки высокоманевренных летательных аппаратов классов 4++ и 5 / Ю.Т. Криворучко, Ю.Н. Музелин, Б.В. Пономаренко // Новости навигации, №3, 2018. - С. 17-26.
6. Криворучко, Ю.Т. Когнитивная обработка сигналов в СВЧ системах инструментальной посадки маневренных самолетов / Ю.Т. Криворучко, Ю.Г. Шатраков, Е.С. Щербаков // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Сборник научных трудов, Вып.3, 2021, Севастополь. – С. 5-6.
7. Криворучко, Ю.Т. Бортовой навигационно-посадочный комплекс с когнитивной обработкой радионавигационных сигналов в системе посадки международного диапазона / Ю.Т. Криворучко, Н.Е. Липаков, А.А. Топилин и др. // Материалы XVIII научно-технической конференции «научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского» [ Текст]: сборник докладов, гл. ред. С.П. Халютин – М: Издательство дом Академии имени Н.Е. Жуковского, 2022. – С. 319-335.
8. Криворучко, Ю.Т. Радионавигационные системы ближней навигации и посадки с когнитивной обработкой радионавигационных сигналов / Ю.Т. Криворучко, Н.Е. Липаков, Д.Л. Мурсалов и др. // Актуальные вопросы состояния, эксплуатации и развития комплексов бортового радиоэлектронного оборудования воздушных судов. Проблемы подготовки специалистов: сборник научных статей по материалам V Всероссийской научно-практической конференции «Авионика» 23-25 ноября 2021 г., Воронеж. – С. 141-144.
9. Максименко, М.Д. Перспективные комплексы навигации, посадки и контроля безопасности полетов орбитальных космических кораблей многоразового использования / М.Д. Максименко, Ю.Т. Криворучко, В.М. Король и др. // Вестник БГТУ ВОЕНМЕХ, № 1-2, 2019. – С. 61-65.
10. Будко, П.А. Способ и устройство интеллектуального экспресс-контроля технического состояния наземных средств связи и радиотехнического обеспечения полетов / П.А. Будко, А.М. Виноградов, А.В. Меженов и др. // Системы управления, связи и безопасности, № 1, 2020. – С. 235-283.
11. Виноградено, А.М. К вопросу обоснования понятийного аппарата неразрушающего экспресс-контроля технического состояния оборудования системы связи и радиотехнического обеспечения аэродрома // А.М. Виноградено, А.В. Меженов, Н.П. Будко // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли, Т.11, № 6, 2019. – С. 30-44.
12. Габриэлян, Д.Д. Система интеллектуального контроля технического состояния радиомаяков навигационно-посадочного комплекса / Д.Д. Габриэлян, П.И. Костенко, О.А. Сафарьян // Научный вестник МГТУ ГА, Том 25, № 01, 2021. – С. 8-20.
13. Войтович, Н.И. Способ летных проверок наземных средств радиотехнического обеспечения полетов и устройства для его применения / Н.И. Войтович, Б.В. Жданов // Патент на изобретение RU 2501031 C2, опубл. 10.12.2013, бюл. № 34.
14. Методические указания по летной проверке наземных радиомаяков инструментальной системы посадки аппаратного летного контроля АЛК-70. – М.: ГосНИИ ГА, 1976. – 9 с.
15. Хаймович, И.А. Курсовые и глиссадные радиомаяки систем инструментальной посадки самолетов / И.А. Хаймович // М.: Редакционно-издательский отдел, 1971. – 231 с.

# Эксперименты по прямохаотической относительной передаче информации в реальном канале связи

Дмитриев А.С., Мохсени Т. И., Петросян М.М.

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
*г. Москва, ул. Моховая, д. 11, корп. 7, 125009, Российская Федерация*
*mokhseni@gmail.com*

***Аннотация:*** *Проведены и описаны эксперименты по передаче и приему данных в физическом канале связи при помощи предложенной авторами в предшествующих работах прямохаотической схемы относительной передачи. На основе результатов проведенного ранее моделирования были подобраны параметры элементов макета экспериментальной установки схемы. Макет схемы функционировал по принципу точка-точка. В эксперименте осуществлялась передача двоичных бит.*

## 1. Введение

Относительные методы передачи информации с широкополосными аналоговыми шумовыми (шумоподобными) сигналами исследуются, начиная с 50-х годов 20 века [1-3]. Однако долгое время развитию этих методов препятствовали сложности, связанные с формированием самих аналоговых шумовых сигналов. Ситуация стала меняться с появлением и разработкой принципов формирования шумоподобных сигналов радио и СВЧ диапазона на основе динамического хаоса.

В [4] была предложена прямохаотическая схема относительной передачи информации. Было проведено математическое моделирование, а также приведены аналитические оценки помехоустойчивости предложенной схемы. Затем на основе полученных результатов в [5] было проведено схемотехническое моделирование схемы относительной передачи. В процессе схемотехнического моделирования были подобраны параметры реальных элементов предложенной схемы относительной передачи. По результатам схемотехнического моделирования было принято решение собрать макет и провести эксперименты по передаче информации в реальном канале связи. Цель данной работы заключается в установлении возможности передачи информации через физический канал связи предложенным и промоделированным методом.

Постановка задачи: осуществление проверки работоспособности прямохаотической схемы относительной передачи данных $DC^2$ (Direct Chaotic Differentially Coherent scheme). Работа схемы $DC^2$ заключается в передаче и приеме потока информационных символов «1» и «0» путем модуляции потока хаотических импульсов сигнала источника. Для демонстрации работоспособности схемы $DC^2$ были разработаны и собраны экспериментальные макеты передатчика и приемника, и осуществлена цифровая передача информации между ними.

## 2. Экспериментальная установка

Передатчик схемы $DC^2$ (выделено пунктиром слева на рис. 1) состоит из: генератора хаотического сигнала (Источник хаоса), МК, ПЛИС, делителя по мощности пополам (Д), модулятора (М), временной задержки (З), а также сумматора (С). Источник генерирует хаотический сигнал. К источнику подключен ПЛИС, управляющий его питанием. ПЛИС включает источник хаоса на время, равное длительности импульса $t_и$, а затем выключает на время, равное $2t_и$. Таким образом, на выход источника поступает поток хаотических импульсов со скважностью 3. Затем поток импульсов источника попадает на Д. Сигнал с верхнего выхода Д (рис. 1) попадает на М, а сигнал с нижнего попадает на блок З, где осуществляется его задержка на время τ, большее или равное времени автокорреляции сигнала источника. З представляет из себя фрагмент коаксиального кабеля специально рассчитанной длины.

Схема М (рис. 2) состоит из двухпозиционного ключа (К), сумматора (С), а также инвертера (И). Входной информационный сигнал поступает на МК, который подключен к ПЛИС, управляющему потоком импульсов, а также подключенному к информационному входу К (инфо вход на рис. 2). МК через SPI интерфейс передает поток входящих символов на ПЛИС. В зависимости от значения информационного символа («1» или «0») из входного потока и в соответствии со временем прихода импульсов на вход К, ПЛИС подает различное напряжение на инфо вход К. В свою очередь в зависимости от уровня напряжения на инфо входе К, он находится либо в верхнем, либо в нижнем положении. В верхнем положении К пропускает сигнал (импульс) через тракт 1, а тракт 2 разомкнут (рис. 2). Соответственно в нижнем положении К пропускает сигнал через тракт 2, а тракт 1 разомкнут (рис. 2).

Когда К находится в верхнем положении, импульс проходит через тракт 1 без изменений и поступает на выход М. Это соответствует передаче «1». Когда К находится в нижнем положении, импульс поступает на блок И, где осуществляется его инвертирование. И представляет из себя фрагмент коаксиального кабеля длиной соответствующей времени спадания автокорреляционной функции импульсов источника от максимума до минимума. Затем с выхода И сигнал поступает на выход М. Это соответствует передаче «0». С на выходе М выполняет роль формирователя выходного потока модулятора (рис. 2). С выхода М сигнал поступает на верхний вход С (рис. 1). Сигнал с выхода З поступает на нижний вход того же С. Затем сигналы с выхода М и выхода З суммируются и излучаются в канал.

Приемник схемы $DC^2$ (выделено пунктиром справа на рис. 1) состоит из: делителя по мощности пополам (Д), временной задержки (З), перемножителя (П), а также фильтра нижних частот (ФНЧ). Поток импульсов из канала поступает на Д. Сигнал с верхнего выхода Д без изменений поступает на верхний вход П (рис. 1). Сигнал с нижнего выхода Д поступает на вход З, где осуществляется его задержка на время, большее или равное времени автокорреляции сигнала источника $\tau$ (идентично З в передатчике). Сигнал с выхода З поступает на нижний вход П (рис. 1). Затем сигналы с верхнего выхода Д и выхода З перемножаются. Результат перемножения поступает на вход ФНЧ, выполняющего роль интегратора. Сигнал с выхода ФНЧ сравнивается с нулевым уровнем. Если сигнал на выходе ФНЧ превышает нулевой порог, то детектируется «1». Если же выходной сигнал ниже нулевого порога, то детектируется «0».

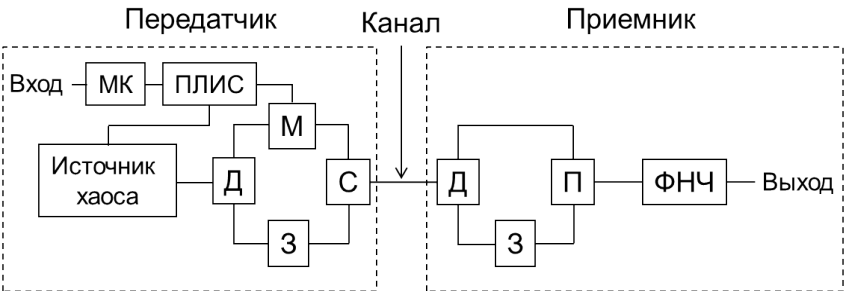



Рис. 1 Прямохаотическая схема относительной передачи.

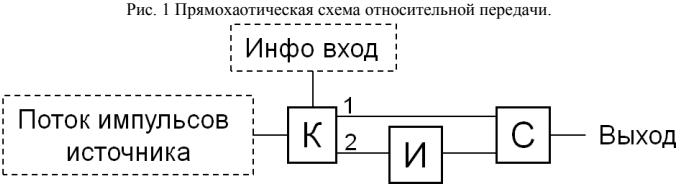



Рис. 2 Модулятор прямохаотической схемы относительной передачи.

## 3. Заключение

В работе экспериментально осуществлена передача двоичной информации в прямохаотической схеме относительной передачи $DC^2$. Для этого был разработан и собран макет схемы, состоявший из приемника, передатчика и канала связи между ними и канала связи между ними в виде фрагмента высокочастотного кабеля. Макет функционировал в режиме непрерывной передачи потока информации. Передаваемые в эксперименте данные были успешно получены на приемнике. Полученные результаты соответствуют результатам, полученным при компьютерном моделировании [5].

### Список литературы

1. Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969. 232 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
3. Петрович Н.Т. Относительные методы передачи информации. М.: Книга-М, 2003. 111 с.
4. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. 2018. Том 63. № 10. С. 1-9.
5. Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Моделирование системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов в среде ADS // Прикладная нелинейная динамика. 2019. Том 26. № 5. С. 72-86.

# Оценка времени достижения требуемой точности определения дальности до источника радиоизлучения псевдотриангуляционным методом

Петров Ю.В.
*Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова*
*ул. 1-я Красноармейская, д.1,, Санкт-Петербург, 190005, РФ*
*petrov-i4@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Известные аналитические выражения, описывающие зависимости точности определения дальности до источников радиоизлучения (ИРИ) в однопозиционных подвижных системах пассивной локации (СПЛ) псевдотриангуляционным методом дополнены зависимостью от времени пеленгации. Это позволяет оперативно иметь информацию о требуемом времени решения задачи и текущем ее состоянии. Оценка времени зависит от СКО ошибок измерения и скорости изменения пеленгов, метода обработки информации, а также требуемой точности определения дальности до ИРИ.*

## 1. Введение

Для определения дальности до ИРИ пассивным способом только по угломерным данным используются триангуляционный (в многопозиционных) и псевдотриангуляционный (в однопозиционных) методы, основанные на двукратной (или многократной) пеленгации ИРИ через определенное время с измерением расстояния, преодолеваемом СПЛ за это время [1,2]. Известны соотношения [3,4], связывающие точность определения дальности до ИРИ по угломерным данным этими методами для стационарных, неподвижных систем, когда положение пеленгаторов и точность измерения (оценивания) угловых координат не изменяется во времени. Однако они не описывают изменение точности определения дальности до ИРИ при использовании подвижных пеленгаторов и одновременной обработке измерительной информации. Кроме оценки точности определения дальности до ИРИ при ее изменении во времени важно оценивать своевременно и время ее достижения требуемых значений.

## 2. Оценка относительной ошибки определения дальности до ИРИ

Рассмотрим задачу движения СПЛ в горизонтальной плоскости, которая двигается со скоростью $V(t)$. Дальность до ИРИ будет определяться известным соотношением [2]:

$$D = b \cdot sin(\varphi_1)/|sin(\varphi_2 - \varphi_1)| = b \cdot sin(\varphi_1)/|sin(\varphi)|$$

где $\varphi_1$ и $\varphi_2$ - измерения пеленгов на ИРИ в моменты времени $t_1$и $t_2$ соответственно, $b$ – измеренное расстояния между точками 1 и 2.

Относительная ошибка определения дальности до ИРИ в линейном приближении:

$$\Delta D/D = \Delta b/b + tg\varphi_1 \cdot \Delta\hat{\varphi}_1 - ctg\varphi \cdot \Delta\hat{\varphi}_1 - ctg\varphi \cdot \Delta\hat{\varphi}_2$$

где $\Delta b, \Delta\hat{\varphi}_1, \Delta\hat{\varphi}_2$ - ошибки определения соответствующих параметров.

В предположении, что математические ожидания ошибок измеряемых параметров равны нулю, математическое ожидание относительной ошибки определения дальности до ИРИ тоже будет равно нулю. Как правило, измерения пеленгов на ИРИ в момент времени $t_2$ и $t_1$ не коррелированы между собой (время определения дальности до ИРИ намного больше интервала корреляции измерений пеленгов) и не коррелированы с измерениями базы b, определяемой бортовыми навигационными средствами. Тогда для дисперсии ошибки определения дальности до ИРИ можно записать:

$$\sigma_{\Delta D}^2/D^2 = \sigma_{\Delta b}^2/b^2 + [(ctg\varphi)^2 + (tg\varphi_1)^2] \cdot \sigma_{\Delta\varphi}^2 + (ctg\varphi)^2 \cdot \sigma_{\Delta\varphi}^2$$

где $\sigma_{\Delta\varphi}^2$ – дисперсия ошибок измерения пеленгов, $\sigma_{\Delta b}^2$ – дисперсия ошибок определения базы.

Для приближенной оценки дисперсии ошибки определения дальности до ИРИ можно учесть несколько допущений. Тогда:

$$\sigma_{\Delta D}^2/D^2 \approx 2 \cdot \sigma_{\Delta\varphi}^2/\varphi^2 \quad \text{или} \quad \sigma_{\Delta D}/D \approx \sqrt{2} \cdot \sigma_{\Delta\varphi}/\varphi$$

Как видно из полученного выражения, точность определения дальности до ИРИ определяется двумя факторами: «геометрическим», зависящим от разницы пеленгов в начальный и конечный моменты времени решения задачи, и «точностным», зависящим от точности измерения пеленгов. В общем случае они оба могут изменяться во времени

$$\sigma_{\Delta D}/D\,(t) = \sqrt{2} \cdot \sigma_{\Delta\varphi}(t)/\varphi(t)$$

Угол $\varphi(t)$ будет изменяться по закону:

$$\varphi(t) = \int_{t_1}^{t_2} \dot{\varphi}(t) \cdot dt$$

где $\dot{\varphi}(t)$ – угловая скорость изменения $\varphi(t)$. При движении без маневрирования $\dot{\varphi} \approx const$:

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \dot{\varphi} \cdot (t_2 - t_1)$$

Предположим, что одновременно с пеленгованием ИРИ производится соответствующая обработка (фильтрация) результатов измерений. Будем считать, что в этом случае дисперсия ошибки оценивания пеленгов может быть уменьшена в K раз (без обработки $K = 1$):

$$\hat{\sigma}^2_{\Delta\varphi_1} = \sigma^2_{\Delta\varphi_1}/K, \quad (t_2 - t_1) \geq K \cdot \Delta t$$

где $\Delta t$ - интервал дискретизации по времени.

При оптимальной обработке дисперсия ошибки оценивания пеленгов может быть уменьшена в $N$ раз, где $N = (t_2 - t_1)/\Delta t$ – количество измерений:

$$\hat{\sigma}^2_{\Delta\varphi_1} = \sigma^2_{\Delta\varphi_1}/N = \sigma^2_{\Delta\varphi_1} \cdot \Delta t/(t_2 - t_1)$$

Тогда можно записать:

$$\sigma_{\Delta D}/D\,(t) = \sqrt{2} \cdot \sigma_{\Delta\varphi}(t)/\left[\sqrt{K} \cdot \dot{\varphi} \cdot (t_2 - t_1)\right]$$

При оптимальной обработке:

$$\sigma_{\Delta D}/D\,(t) = \sqrt{2 \cdot \Delta t} \cdot \sigma_{\Delta\varphi}(t)/\left[\dot{\varphi} \cdot (t_2 - t_1)^{3/2}\right]$$

### 3. Время достижения требуемой точности определения дальности до ИРИ

Оценим время $t_{\text{треб}}$ достижения требуемой точности определения дальности до ИРИ $(\sigma_D/D)_{\text{треб}}$ одним подвижным пеленгатором с учетом изменения во времени как «геометрического», так и «точностного» факторов. Оно должно быть таким, чтобы выполнялось неравенство:

$$(\sigma_{\text{D}}/\text{D})^2_{\text{треб}} \leq 2 \cdot \sigma^2_{\Delta\varphi_1}/\left[\text{K} \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \text{t}_{\text{треб}}{}^2\right]$$

Отсюда получаем:

$$t_{\text{треб}} \geq \sqrt{2} \cdot \sigma_{\Delta\varphi}/\left[\sqrt{K} \cdot \dot{\varphi} \cdot (\sigma_D/D)_{\text{треб}}\right]$$

При оптимальной обработке:

$$(\sigma_D/D)^2_{\text{треб}} \leq 2 \cdot \sigma^2_{\Delta\varphi_1} \cdot \Delta t/[\dot{\varphi}^2 \cdot (t_2 - t_1)^3]$$

$$t_{\text{треб}} \geq \sqrt[3]{2 \cdot \sigma^2_{\Delta\varphi_1} \cdot \Delta t/\left[\dot{\varphi}^2 \cdot (\sigma_D/D)^2_{\text{треб}}\right]}$$

### 4. Заключение

Известные аналитические выражения, описывающие зависимости точности определения дальности до ИРИ от «геометрического» и «точностного» факторов, дополнены зависимостями от времени пеленгации. Рассмотрены используемый в настоящее время псевдотриангуляционный метод определения дальности до ИРИ в однопозиционных системах и обработка измерений с помощью оптимальных и субоптимальных алгоритмов оценивания. Это позволяет производить оперативную достоверную оценку времени достижения требуемой точности определения дальности до ИРИ с учетом изменения во времени как «геометрического», так и «точностного» факторов. Оценка времени зависит от СКО ошибок измерения и скорости изменения пеленга, а также требуемой точности определения дальности до ИРИ. Полученные зависимости позволяют оперативно иметь информацию о требуемом времени решения задачи и текущем ее состоянии.

### Список литературы


1. Кукес И.С. Основы радиопеленгации [Текст]. / И.С. Кукес, М.Е. Старик. – М., - «Советское радио», 1964. – 640с.
2. Мельников Ю.П. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения [Текст]. / Ю.П. Мельников, С.В. Попов – М.: «Радиотехника», 2008. – 432 с.
3. Цветнов В.В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие [Текст]. / В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И. Куприянов – М.: Изд-во МАИ, 1998. – 248с.
4. Шаров С.Н.. Локационные управляющие системы беспилотных летательных аппаратов [Текст] / С.Н. Шаров; Балт. гос. техн. ун-т. – СПб., 2009. – 312 с.

# Исследование минимизации вероятности ошибок, возникающих при четырехкратных методах дискретной модуляции

Аджемов А.С.., Кудряшова А.Ю.

*Московский технический университет связи и информатики*
*111024, г. Москва, улица Авиамоторная, 8а, Российская Федерация*
*asykka@bk.ru*

***Аннотация:***
*В статье основное внимание уделено преобразованию цифрового сигнала в непрерывный, что соответствует преобразованиям, осуществляемым в модуляторе и демодуляторе на приеме. Из-за искажений в канале связи, вызванных помехами, необходимо свести к минимуму вероятность появления ошибок после демодуляции. В настоящее время известен ряд методов дискретной модуляции, и здесь также важно установить теоретически оптимальный (хороший) метод сравнения цифрового сигнала со значениями модулированного сигнала. Так, например, были исследованы два конкретных метода двухпозиционной четырехкратной дискретной модуляции: двухпозиционная дискретная амплитудно-фазовая модуляция и двухпозиционная дискретная относительная фазовая модуляция. В статье рассмотрены общие подходы к решению этой задачи и получены конкретные оценки для ряда методов дискретной модуляции.*

## 1. Введение

Исследуем особенности эффективного сопоставления кодовых комбинаций на примере двумерных сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой манипуляциями.

Иллюстрацией двумерной фазовой модуляции можно рассматривать рисунок 1.

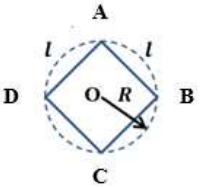



Рис. 1. Иллюстрация двумерной фазовой модуляции

Из-за различных влияний в канале связи фазовый вектор $OA$ может с вероятностью $p_{90^\circ}^{OA}$ трансформироваться в вектор $OB$, с вероятностью $p_{180^\circ}^{OA}$ в вектор $OC$ и с вероятностью $p_{270^\circ}^{OA}$ в вектор $OD$. Продолжая аналогичные обозначения, можно записать матрицу, состоящую из вероятностей трансформаций векторов $OA$, $OB$, $OC$ и $OD$, в том числе для случаев, когда трансформации не происходит.

Предположим, что вероятности трансформации на $90^\circ$, на $180^\circ$ и на $270^\circ$ для всех векторов $OA$, $OB$, $OC$ и $OD$ одинаковы, пусть также отсутствие трансформаций происходит с одинаковыми вероятностями. Тогда матрицу вероятностей трансформаций векторов запишем в следующем виде:

$$p_T = \begin{pmatrix} p_{0^\circ} & p_{90^\circ} & p_{180^\circ} & p_{270^\circ} \\ p_{270^\circ} & p_{0^\circ} & p_{90^\circ} & p_{180^\circ} \\ p_{180^\circ} & p_{270^\circ} & p_{0^\circ} & p_{90^\circ} \\ p_{90^\circ} & p_{180^\circ} & p_{270^\circ} & p_{0^\circ} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Обозначим через $p_A, p_B, p_C, p_D$ соответственно передачу векторов $OA$, $OB$, $OC$ и $OD$.

## 2. Теория

Рассмотрим варианты кодирования всех четырех положений на рисунке 1 для кода Грея и Натурального кода. Иллюстрация представлена на рисунке 2.

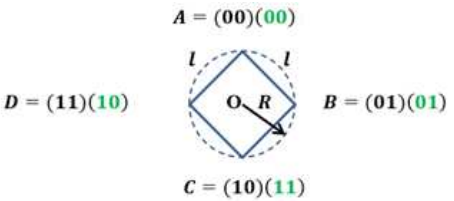



Рис. 2. Иллюстрация кодирования Грея и Натуральным кодом

Тогда для первого и второго вариантов кодирования и погрешностей можно найти значение средней величины погрешности и количество в среднем искаженных двоичных символов.:

Абсолютное отличие в среднем числе неверно восстановленных двоичных символах равно

$$K_{cp2} - K_{cp1} = p_{90^\circ} \cdot (p_A + p_C) + p_{270^\circ} \cdot (p_B + p_D) - p_{180^\circ}(p_A + p_B + p_C + p_D) =$$
$$= (p_{90^\circ} - p_{180^\circ}) \cdot (p_A + p_C) + (p_{270^\circ} - p_{180^\circ}) \cdot (p_B + p_D) \quad (2)$$

Пусть из-за влияния помех плотность вероятности возникновения фазового сдвига относительно номинального положения для всех исходных векторов $0A$, $OB$, $OC$ и $OD$ одинакова. Обозначим ее через $W(x)$, где величина $x$ меняется от $-360^\circ$ до $+360^\circ$. Предположим, что плотность $W(x)$ распределена по нормальному центрированному закону.

На рисунке 3 показана зависимость получаемого выигрыша $(K_{cp2} - K_{cp1})$ для различных значений среднеквадратичного отклонения.

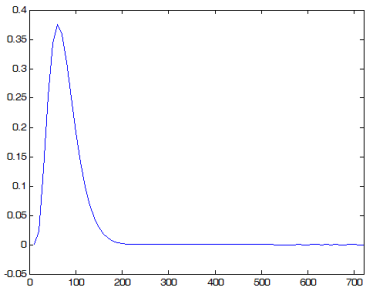



Рис. 3. Зависимость выигрыша $(K_{cp2} - K_{cp1})$ от среднеквадратичного отклонения.

Полагая $p_{90^\circ} = p_{270^\circ}$ и $p_{90^\circ} > p_{180^\circ}$, очевидно, что первый способ сопоставления (код Грэя) приводит в среднем к меньшему числу неверно восстановленных двоичных символов. При этом максимуму достигается при $\sigma = 61,01847538$. Однако в общем случае это утверждение не верно для иных распределений $W(x)$.

Исследуем также двумерный вариант амплитудно-фазовой модуляции, показанной на рисунке 4.

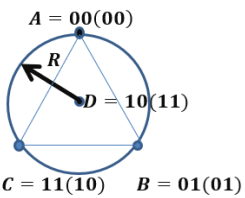



Рис. 4. Диаграмма амплитудно-фазовой модуляции

Согласно первому варианту, сопоставление осуществляется по коду Грэя. Второй вариант соответствует взвешенному коду. Определим аналогично (1) матрицу вероятностей трансформаций:

$$p_T = \begin{pmatrix} p_{A-A} & p_{A-B} & p_{A-C} & p_{A-D} \\ p_{B-A} & p_{B-B} & p_{B-C} & p_{B-D} \\ p_{C-A} & p_{C-B} & p_{C-C} & p_{C-D} \\ p_{D-A} & p_{D-B} & p_{D-C} & p_{D-D} \end{pmatrix} \quad (3)$$

И запишем среднее число неверно принятых двоичных символов при демодуляции. Определим абсолютное значение отличий

$$K_{cp2} - K_{cp1} = p_A \cdot (p_{A-D} - p_{A-C}) + p_B \cdot (p_{B-C} - p_{B-D}) + \\ + p_C \cdot (p_{C-B} - p_{C-A}) + p_D \cdot (p_{D-A} - p_{D-B}) \quad (4)$$

Можно предположить, что $p_A = p_B = p_C = p_D$, $p_{A-D} = p_{B-D} = p_{C-D} = p_{D-A} = p_{D-B} = p_{D-C}$ и $p_{A-B} = p_{A-C} = p_{B-A} = p_{B-C} = p_{C-A} = p_{C-B}$,

тогда выражение (4) можно упростить:

$$K_{cp2} - K_{cp1} = 0 \quad (5)$$

Результат означает, что рассматриваемые способы сопоставления эквивалентны и код Грэя, по сравнению с рассмотренным выше случаем не имеет преимуществ.

Если указанные выше условия равенства вероятностей не выполняются, то данный вывод требует уточнений.

## 3. Заключение

Для случая флуктуационной помехи, которая часто используется в расчетах в зависимости от отношения сигнал/шум и выбранного метода модуляции, моделью ошибок часто является модель с преобладающим влиянием одиночных ошибок. И в этих условиях код Грея имеет преимущества, что показано в различной литературе и в статье, в частности. Однако в других условиях это не так.

При превалирующем значении вероятности однократной ошибки для значительного числа типов биекции можно рекомендовать код Грэя и его аналоги. В тоже время для ряда сигнально кодовых конструкций код Грэя либо не дает преимущества по сравнению, например, со взвешенным кодом, либо может дать худшие результаты.

Приведенные примеры и расчеты показывают важность проведения подобных исследований для существующих и перспективных сигнально-кодовых конструкций с различными кратными методами дискретной модуляции.

### Список литературы


1. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Features rate estimation options binary codewords with the digitalization of the signal," 2018Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456929.
2. A. S. Adzhemov and S. A. Adzhemov, "On Some Features of Binary Code Combinations," 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2019, pp. 1-7, doi: 10.1109/SOSG.2019.8706817.
3. A. S. Adzhemov, "Code Distance Table and its Application," 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF.2018.8604435.
4. 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.
5. 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.
6. 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.
7. 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.
8. A.Yu. Kudryashova, “A method of efficient coding of color images under the condition of permissible and forbidden values of color gamut” // T-Comm: Telecommunications and transport. 2019.Vol.13.No. 6.pp.65-70.
9. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Evaluation Program of an Efficient Source Coding Algorithm Under the Condition of Converting Metric Spaces," 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF.2019.8840609.
10. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Reducing Distortion when Applying the Rational Choice of the Digital Conversion Method," 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078573.

# Исследование минимизации вероятности ошибок, возникающих при многомерных методах дискретной модуляции

Аджемов А.С.., Кудряшова А.Ю.

*Московский технический университет связи и информатики*
*111024, г. Москва, улица Авиамоторная, 8а, Российская Федерация*
*asykka@bk.ru*

***Аннотация:*** *В статье основное внимание уделено преобразованию цифрового сигнала в непрерывный, что соответствует преобразованиям, осуществляемым в модуляторе и демодуляторе на приеме. Из-за искажений в канале связи, вызванных помехами, необходимо свести к минимуму вероятность появления ошибок после демодуляции. В настоящее время известен ряд методов дискретной модуляции, и здесь также важно установить теоретически оптимальный (хороший) метод сравнения цифрового сигнала со значениями модулированного сигнала. Так, например, были исследованы два конкретных метода двухпозиционной четырехкратной дискретной модуляции: двухпозиционная дискретная амплитудно-фазовая модуляция и двухпозиционная дискретная относительная фазовая модуляция. В статье рассмотрены общие подходы к решению этой задачи и получены конкретные оценки для ряда методов дискретной модуляции.*

## 1. Введение

На рисунке 1 представлена схема передачи сообщений от источника к получателю, учитывающая переходы между пространствами Хемминга и иными пространствами, где $g_i \in G$ - элементы после скремблирования и, наконец, через $q_i \in Q$ - элементы после модуляции.

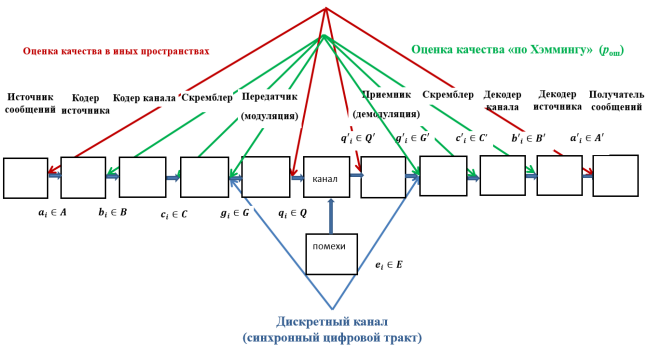



Рис. 1. Обобщенная блок-схема передачи сообщений от источника к получателю

Метод анализа биекции пространств, при сопоставлении элементов $g_i \in G$, принадлежащих пространству Хэмминга, с элементами $q_i \in Q$ на передающей стороне, и обратными преобразованиями на приеме, можно применить для проведения аналогичного анализа для различных методов многократной дискретной модуляции большего размера.

Основная проблема в данном случае – это быстро нарастающая размерность решаемой задачи, что не позволяет «вручную» методом последовательного перебора рассмотреть все возможные варианты. Кроме того важно учитывать распределение вероятностей возникновения ошибок различной кратности, что имеет существенное значение при сравнении типов биекции пространств $G$ и $Q$.

В этой связи исследуем наиболее часто встречающиеся многократные методы дискретной модуляции с замкнутой концентрической структурой

## 2. Теория

Поскольку именно распределение вероятностей ошибочной трансформации на приемной стороне элементов $q_i \in Q$ в элементы $g_i \in G$ из-за помех, действующих в канале связи и вносящих искажения в элементы $q_i \in Q$, является определяющим в плане оптимизации типа биекции, то проведем аналитические исследования для случая возникновения однократных ошибок, вероятность которых много больше вероятности ошибок большей кратности.

Представим на рисунке 2 диаграмму, иллюстрирующую замкнутую концентрическую структуру, состоящую из $N$ элементов $q_0, q_1, \ldots, q_{N-2}, q_{N-1}$.

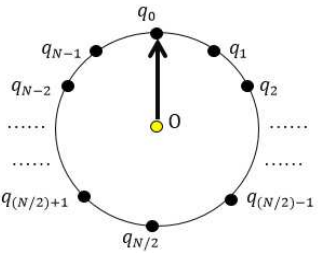



Рис.2. Замкнутая концентрическая структура многократной дискретной модуляции

Выберем в качестве исходной точки $q_0$. Относительно нее можно записать матрицу расстояний, положив расстояние между любой парой элементов равной единице, отождествив это с соответствующим углом поворота вектора из точки $O$ к $q_0, q_1, \ldots, q_{N-2}, q_{N-1}$.

Далее установив вероятность возникновения каждого элемента в матрице, можно установить наилучший тип биекции между множествами $G$ и $Q$.

Введем еще дополнительные ограничения, полагая, что ошибочное преобразование на один элемент, когда $q_i = q_{i+1}$ или $q_i = q_{i-1}$, намного более вероятно, чем какое-либо иное ошибочное преобразование, и, следовательно, ими можно пренебречь.

В этих условиях можно построить код Грэя. Важной характеристикой этого кода является то, что между любой парой кодовых комбинаций кодовое расстояние равно 1. Поворот вектора на рисунке 2 из положения $O_{q_i}$ в положение $O_{q_{i+1}}$ или $O_{q_{i-1}}$ будет соответствовать кодовому расстоянию между комбинациями $g_i$ и $g_{i+1}$ или между $g_i$ и $g_{i-1}$ величиной равной 1. Суммарное количество битовых ошибок из-за неверно принятых элементов тогда равно $2N = 2^{n+1}$.

В отличии от кода Грэя, когда между соседними кодовыми комбинациями всегда кодовое расстояние равно единице, можно построить код, который назовем код АнтиГрэя, при котором расстояние между соседними кодовыми комбинациями будет принимать максимально возможное значение. для кода АнтиГрэй. Суммарное отличие из-за однократных ошибок побитно составит величину, равную $N(2n-1) = (2n-1)2^n$.

Для еще одного сравнения с часто используемым кодом рассмотрим взвешенный код. Учитывая алгоритм построения взвешенного кода можно для замкнутой концентрической конструкции указать сумму битовых ошибок $4 \cdot n + \sum_{i=1}^{n-1} 2^{i+1}$.

Для более наглядного сравнения представим значения числа возможных битовых ошибок для исследованных выше кодов.

Таблица 1 - Число битовых ошибок при коде Грэя, АнтиГрэя и взвешенном коде

| n | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ***Код Грэя*** | 4 | 8 | 16 | 32 | 64 | 128 | 256 | 512 | 1024 |
| ***Код АнтиГрэя*** | 4 | 12 | 40 | 112 | 288 | 704 | 1664 | 3840 | 8704 |
| ***Взвешенный код*** | 4 | 12 | 28 | 60 | 124 | 252 | 508 | 1020 | 2044 |

Данные таблицы 1 свидетельствуют о том, что по сравнению с кодом Грэя число битовых ошибок в коде АнтиГрэй практически линейно нарастают с увеличением длины кодовой комбинации. При взвешенном коде число битовых ошибок с ростом $n$ стремятся к удвоенному числу битовых ошибок по сравнению с кодом Грэя.

## 3. Заключение

Замкнутая концентрическая структура многократной дискретной модуляции влияет на выбор типа биекции по сравнению с разомкнутой структурой.

Для выбора основного метода кодирования следует использовать метод, обсуждаемый в статье, т.е. основанный на заданной модели ошибок, или соответствующей плотности вероятности искажений при множественных методах дискретной модуляции.

Если распределение вероятности возникновения ошибок при трансформации элементов $g_i \in G$ в элементы $q_i \in Q$, не позволяет пренебрегать вероятностью возникновения двукратных, трехкратных и т.д. ошибок, то следует провести специальные исследования, согласно предложенному методу, для выбора наилучшего типа биекции.

## Список литературы


1. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Features rate estimation options binary codewords with the digitalization of the signal," 2018Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456929.
2. A. S. Adzhemov and S. A. Adzhemov, "On Some Features of Binary Code Combinations," 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2019, pp. 1-7, doi: 10.1109/SOSG.2019.8706817.
3. A. S. Adzhemov, "Code Distance Table and its Application," 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF.2018.8604435.
4. 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.
5. 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.
6. 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.
7. 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.
8. A.Yu. Kudryashova, “A method of efficient coding of color images under the condition of permissible and forbidden values of color gamut” // T-Comm: Telecommunications and transport. 2019.Vol.13.No. 6.pp.65-70.
9. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Evaluation Program of an Efficient Source Coding Algorithm Under the Condition of Converting Metric Spaces," 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF.2019.8840609.
10. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Reducing Distortion when Applying the Rational Choice of the Digital Conversion Method," 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078573.
11. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Distortion with Multiple Discrete Modulation Techniques," 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF51603.2021.9470537.
12. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Features of Bijection of Spaces when Transmitting Messages from Source to Recipient," 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488380
13. Kudryashova A.Yu. Analysis of the peculiarities of encoding messages from various sources // T-Comm: Telecommunications and transport. 2021.Vol. 15. No. 9. pp.56-62.
14. Kudryashova A.Yu. Development of a program for calculating additional distortions for various models of errors // T-Comm: Telecommunications and transport. 2022.Vol. 16. No. 1.pp.51-58.
15. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Development of a Method for Researching the Occurrence of Additional Distortions in the Presence of Errors in the Digital Channel and Transformation of Different Metric Spaces," 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744375.

# Исследование биекций при преобразовании цифрового сигнала в модуляторе и демодуляторе на приеме

Кудряшова А.Ю, Аджемов А.С.,

*Московский технический университет связи и информатики*
*111024, г. Москва, улица Авиамоторная, 8а, Российская Федерация*
*asykka@bk.ru*

***Аннотация:*** *Основное внимание в статье уделено преобразованию цифрового сигнала в непрерывный, что соответствует преобразованиям, осуществляемым в модуляторе и демодуляторе на приеме. Это преобразование можно охарактеризовать как преобразование Хэмминга-Эвклида, когда под действием помех в канале в аналоговом сигнале появляются искажения, что приводит к ошибкам в дискретном сигнале после демодуляции. В статье исследуются способы сравнения элементов евклидова пространства с пространством Хэмминга после демодуляции сигнала. В частности, рассматриваются случаи естественного кода, кода Грея и некоторого случайного кода. Показана важность проведения подобных исследований для существующих и перспективных сигнально-кодовых структур с различными кратными методами дискретной модуляции.*

## 1. Введение

Для детального анализа процессов, происходящих при преобразовании сообщений в сигнал, и последующую их передачу по каналу связи, приведем более подробную блок-схему, поясняющую и детализирующую различные этапы преобразований. Блок-схема представлена на рисунке 1.

Будем обозначать через $a_i \in A$ элементы от источника, через $b_i \in B$ - элементы после кодера источника, через $c_i \in C$ - элементы после помехоустойчивого кодирования, через $g_i \in G$ - элементы после скремблирования и, наконец, через $q_i \in Q$ - элементы после модуляции.

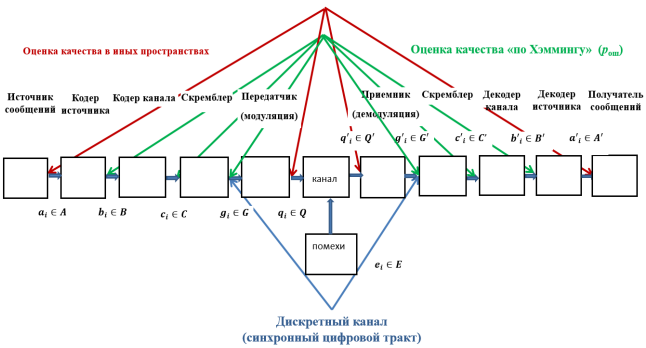



Рис. 1. Обобщенная блок-схема передачи сообщений от источника к получателю

Завершающее преобразование пространств, согласно рисунку 1 на передающей стороне происходит, когда в модуляторе элементы $g_i \in G$ трансформируются в элементы $q_i \in Q$. С учетом соответствующих обратных преобразований на приемной стороне это преобразование множеств $G$ и $Q$ отвечает определению биекции, но не является изометричным.

Исследуем это преобразование более подробно с учетом того, что в отличие от проблем, которые были рассмотрены авторами в исследованиях ранее, здесь происходят противоположные преобразования, когда на передающей стороне пространство Хэмминга преобразуется в пространство Евклида.

Помехи, действующие в канале связи, вносят искажения в элементы $q_i \in Q$, в результате которых на приемной стороне элементы $g_i \in G$ и далее в силу биекции элементы $c_i \in C$ и $b_i \in B$ могут содержать ошибки. При этом, как будет показано ниже, интенсивность этого процесса зависит от типа биекции пространств $G$ и $Q$.

## 2. Теория

Число различных вариантов кодирования, которое соответствует числу типов биекции пространств $G$ и $Q$ можно рассчитать по формуле:

$$K = (2^k)! \tag{1}$$

Вводя переобозначение, запишем эту формулу для определения числа биекций, если длина кодовой комбинации элементов $g_i \in G$ равна $n$.

$$N_{Bi} = (2^n)! \tag{2}$$

Не сложно заметить, что с ростом длины кодовой комбинации $n$ число типов биекций очень быстро нарастает.

При $n = 2$ имеем число биекций равное $N_{Bi} = 24$, а при $n = 3$ уже $N_{Bi} = 40320$.

Конечно, обычный перебор «вручную» различных вариантов биекции невозможен. Однако можно показать эквивалентность определенного числа биекций, что позволит заметно сократить их разнообразие.

Общее число вариантов различных биекций можно рассчитать по формуле:

$$N_{1-Bi} = \frac{(2^n)!}{(2^n) \cdot n!} \tag{3}$$

Для $n = 2$ соответственно имеем $N_{Bi} = 24$ и $N_{1-Bi} = 3$.

Из известных, чаще всего применяемых кодов, – это взвешенный код и код Грэя. Когда $n = 2$, можно отметить, что фактически существуют только три группы квазиэквивалентных кодов, названные взвешенный код, код Грэя и некоторый третий тип кода.

Исследуем это более подробно и построим таблицы этих кодов.

На первый взгляд может показаться, что имеющиеся отличия не имеют существенного значения. Однако, как только их сопоставишь с элементами множества $Q$, эти отличия демонстрируют заметное влияние на помехоустойчивость передаваемых сигналов, особенно в условиях действия помех, приводящих к ошибкам разной кратности, а также структуры пространства $Q$.

Покажем это на примере, изображенном на рисунке 2.

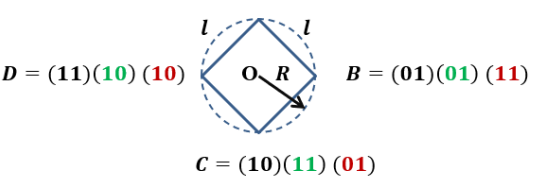



Рис. 2. Различные типы биекции пространств G и Q

На рисунке 2 изображены три типа биекции, исследуемые в статье, для некоторой «замкнутой» структуры в форме круга с радиусом ***R***. В общем виде это может быть и иная фигура, однако особенностью их является «замкнутость» конструкции, что, как будут показано ниже, широко распространено в сигнально-кодовых конструкциях при многократных методах дискретной модуляции.

Для взвешенного кода расстояние между точками $A$ и $B$, которое обозначим через $d_{AB}^{Взв}$, равно $d_{AB}^{Взв} = 1$. Далее, используя аналогичные обозначения, имеем: $d_{BC}^{Взв} = 2$, $d_{C}^{Взв} = 1$ и $d_{DA}^{Взв} = 2$. Для кода Грэя такая же последовательность кодовых расстояний имеет вид: $d_{AB}^{Грей} = 1$, $d_{BC}^{Грей} = 1$, $d_{C}^{Грей} = 1$ и $d_{DA}^{Грей} = 1$. Для третьего типа биекции последовательность кодовых расстояний имеет вид: $d_{AB}^{3-ий} = 2$, $d_{BC}^{3-ий} = 1$, $d_{C}^{3-ий} = 2$ и

$d_{DA}^{3-ий}=1$, что фактически эквивалентно взвешенному коду с очевидным смещением «по кругу», что представлено на рисунке 2.

Предположив, что указанные расстояния являются мерой искажений или мерой числа неверно принятых элементов $g_i \in G$, восстанавливаемых из $q_i \in Q$ на приеме, можно сравнить выигрыш от «хорошего» выбора биекции между $G$ и $Q$ по сравнению с «плохим».

В данном примере «хороший» выбор соответствует коду Грэя и означает возможное суммарное количество неверно принятых элементов $g_i \in G$ из-за помех в канале связи и соответствующих искажениях элементов $q_i \in Q$. Это количество равно 4.

Для взвешенного кода и «3-его кода» аналогичная величина равна 6, т.е. на 50% больше, чем для кода Грэя.

## 3. Заключение

Данный пример показывает, важность проведения аналогичных исследований для существующих и перспективных сигнально-кодовых конструкций при различных многократных методах дискретной модуляции.

Структура сигнально кодовой конструкции определяет тип биекции множеств $G$ и $Q$ при которой можно получить минимальное число битовых ошибок для $q_i \in Q$ заданного распределения вероятности трансформации элементов $g_i \in G$ в элементы.

Распределение вероятностей трансформации элементов $g_i \in G$ в элементы $q_i \in Q$ является определяющим при выборе оптимального типа биекции, минимизирующем битовую ошибку.

## Список литературы


1. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Features rate estimation options binary codewords with the digitalization of the signal," 2018Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456929.
2. A. S. Adzhemov and S. A. Adzhemov, "On Some Features of Binary Code Combinations," 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2019, pp. 1-7, doi: 10.1109/SOSG.2019.8706817.
3. A. S. Adzhemov, "Code Distance Table and its Application," 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF.2018.8604435.
4. 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.
5. 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.
6. 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.
7. 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.
8. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Evaluation Program of an Efficient Source Coding Algorithm Under the Condition of Converting Metric Spaces," 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF.2019.8840609.
9. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "About features of evaluation of the quality of generation and signal processing at stage transformations in wiring and optical communication systems," 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/SOSG.2018.8350565.
10. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Reducing Distortion when Applying the Rational Choice of the Digital Conversion Method," 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078573.
11. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Distortion with Multiple Discrete Modulation Techniques," 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF51603.2021.9470537.
12. A. S. Adzhemov and A. Y. Kudryashova, "Features of Bijection of Spaces when Transmitting Messages from Source to Recipient," 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488380
13. Kudryashova A.Yu. Analysis of the peculiarities of encoding messages from various sources // T-Comm: Telecommunications and transport. 2021.Vol. 15. No. 9. pp.56-62.
14. Kudryashova A.Yu. Development of a program for calculating additional distortions for various models of errors // T-Comm: Telecommunications and transport. 2022.Vol. 16. No. 1.pp.51-58.

# Initial access carrier frequency offset estimation in new radio fifth generation

[1]Mohammad Assaf and [2]Oleg G Ponomarev
[1,2]Radiophysic department, Tomsk State University, Tomsk, Russian Federation
[1]e-mail: md.moh1600@gmail.com
[2]e-mail: ponomarev@phys.tsu.ru

***Abstract**: The issue of carrier frequency offset (CFO) estimation in the downlink initial synchronization process for a new radio (NR) fifth generation (5G) system is investigated in this study. The value of fractional frequency offset (FFO) is determined by the position of the two points near the primary synchronization signal cross-correlation peak along the frequency offset axis by using simple interpolation. The proposed method is less complex and more robust than conventional techniques, according to simulation results.*

## 1- Introduction

The initial access method in the fifth generation (5G) system starts with a search for the Primary Synchronization Signal (PSS) transmitted sequence [1]. Secondary Synchronization Signal (SSS) detection and Physical Broadcast Channel (PBCH) decoding may subsequently be conducted if the PSS detection is successful [2]. Therefore, the entire downlink synchronization performance is strongly dependent on the PSS detection. The PSS detection challenges are related to achieving high quality performance in the case of low signal-to-noise ratio (SNR) and large carrier frequency offset (CFO). To improve the synchronization detection performance, the CFO should be compensated before demodulating the received signal. To estimate the value of CFO, we must estimate two values: the integer frequency offset (IFO) stated in [3,4], and the fractional frequency offset (FFO) mentioned in [5,6]. This paper proposes a simple and effective CFO estimation method. The main idea is to interpolate the PSS cross-correlation function's peak and its two neighbors along the frequency offset axis using simple interpolation.

## 2- Proposed frequency offset estimation method

The PSS detection is done by using cross-correlation based algorithm and can be summarized as follows:

- The received signal $r(n)$ is frequency shifted with an integer frequency offset $\varepsilon_I$. Half a subcarrier spacing (SCS) between the frequency shifts. Suppose that the frequency offset search bandwidth is $G.\Delta f$ / 2 and $-G \le \varepsilon_I \le G$, so there are $2G+1$ frequency shift candidates.
- Each of the three possible PSS sequences is cross-correlated with the frequency-shifted version of the received signal. Then the timing function metric $\rho(\theta, i, \varepsilon_I)$ can be calculated:

$$\rho(\theta, i, \varepsilon_I) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r(\theta+n) e^{-2\pi j \frac{\varepsilon_I n}{N}} p_i^*(n) \right| \quad (1)$$

Where N is OFDM symbol length, $p_i(k)$ is the OFDM symbol of the reference PSS signal with a cell ID group equal to $i \in \{0,1,2\}$, the value of $\theta$ is the timing synchronization position of PSS, and $\varepsilon_I$ is the integer frequency offset. The estimations of these parameters can be estimated by the following criterion:

$$\left(\hat{\theta}, \hat{i}, \hat{\varepsilon}_I\right) = \arg\max_{\theta, i, \varepsilon_I} \left[\rho(\theta, i, \varepsilon_I)\right] \quad (2)$$

After that, the value of FFO, denoted by $\varepsilon_F$, should be estimated and compensated. In the AWGN channel, it can be shown that the effect of FFO on the cross-correlation output is proportional to the function:

$$\rho\left(\hat{\theta}, \hat{i}, \hat{\varepsilon}_I\right) \propto g\left(\varepsilon_F\right) = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\pi\varepsilon_F\right)}{\sin\left(\frac{\pi\varepsilon_F}{N}\right)} \quad (3)$$

As a result, the two points near the peak's locations are proportionate to the value of FFO. This allows for simple interpolation to determine the peak offset, hence the estimated value of FFO, it can be expressed as:

$$\hat{\varepsilon}_F = \left(\frac{1}{2}\right) \frac{f\left(\rho_{-1}\right) - f\left(\rho_1\right)}{f\left(\rho_{-1}\right) - 2f\left(\rho_0\right) + f\left(\rho_1\right)} \quad (4)$$

Where $(\rho_{-1}, \rho_1)$ are the two points near the peak $\rho_0$, and $f$ denotes a weighting function. In this paper, $f$ can be an exponential function with variable base values, a logarithmic function, or an identity function (linear parabolic interpolation). The computational cost of the proposed estimator can be ignored because it uses three real points at the output of PSS detection to estimate FFO without any complex additions or multiplications.
The simulations are carried out with these parameters:

TABLE I. SIMULATION PARAMETERS

| Parameter | Value |
|---|---|
| sampling frequency | 61.44 MHz |
| carrier frequency | 4.5 GHz |
| Channel bandwidth | 40 MHz |
| Subcarrier spacing | 30 KHz |
| Block Pattern | Case B |
| FFT window | 2048 |
| Frequency offset | 0.45 |
| weighting function | exponential function |

the performance of the FFO estimator is evaluated by means of the mean-squared error (MSE) as a function of signal to noise ratio (SNR). Figure 1. shows the MSE curves for the proposed FFO estimator, ML [5] and PSS cross-correlation [6] methods under the TDLC300 (the maximum delay spread is 300) channel. As can be seen, the proposed FFO estimation method results in a significant improvement. The proposed estimator outperforms the ML method for low SNR. The SNR gap between the RMS of the proposed method and the second FFO method is about 4 dB for the entire SNR range.

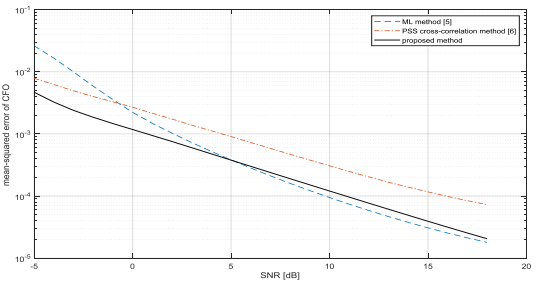



Figure 1. MSE curves of the proposed CFO estimator, ML and second FFO method in TDLC 300 as a function of the SNR.

## 3- *Conclusion*

The proposed FFO estimator in this study makes use of two points near the cross-correlation peak that move along the frequency offset axis depending on the value of fractional carrier offset. The performance of the proposed estimator is evaluated by MSE as a function of SNR. The obtained results show that the proposed estimator results in a significant improvement compared with FFO's traditional methods.

## *Reference*

[1] 3GPP TR 38.912"Study on New Radio (NR) access technology (Release 15)," V15.0.0, June 2018.
[2] Y. He, Y. Gu, S. Bu, and Z. Mao, "Primary Synchronization Signal Design for New Radio Technique in 5G Communication System" - EUDL, Dec. 11, 2017.
[3] S. Huang, Y. Su, Y. He, "Joint time and frequency offset estimation in LTE downlink," in Proc. ICST, Kunming, China,. 2012, pp. 394-398.
[4] D. Inoue, K. Ota, M. Sawahashi and S. Nagata, "Physical Cell ID Detection Using Joint Estimation of Frequency Offset and SSS Sequence for NR Initial Access," 2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring), 2021, pp. 1-6.
[5] J. van de Beek, M. Sandell, and P. Borjesson, "ML estimation of time ¨ and frequency offset in OFDM systems," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 45, pp. 1800–1805, July 1997.
[6] A. Omri, M. Shaqfeh, A. Ali and H. Alnuweiri, "Synchronization Procedure in 5G NR Systems," in IEEE Access, vol. 7, , 2019,

# Разработка многоканального АЦП на базе ПЛИС

Аббас С. А., Хаддур Р. С., Муксунов Т. Р., Шипилов С. Э., Кузьменко И.Ю.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, пр. Ленина 36, 634050, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Предлагается использование ПЛИС для разработки на ее основе синхронного 32-канального АЦП. АЦП разработано на основе преобразования амплитуда-время, имеет разрешающую способность 8 бит с частотой оцифровки 200 КГц.*

## 1. Введение

Важной характеристикой систем цифровой обработки данных является синхронизация времени выборки данных между каналами, особенно там, где требуется синхронизация между таймерами отдельных массивов АЦП. Наличие случайных сдвигов по времени между каналами АЦП вносит дополнительные помехи в обрабатываемые сигналы и негативно сказывается на общей производительности [1]. Общей тенденцией в разработке цифровых устройств является максимальная интеграция, в пределе – использование единственной микросхемы для реализации всех необходимых функций, с целью уменьшения энергопотребления, массогабаритных характеристик и общего упрощения процесса разработки [2]. Использование ПЛИС как основы для многоканального АЦП позволит реализовать этот принцип для цели многоканального сбора данных.

## 2. Разработка АЦП

Цифровые входы большинства современных ПЛИС объединены в дифференциальные пары, что позволяет реализовать компаратор пары. Компаратор позволяет реализовать АЦП Вилкинсона, используя два цифровых входа ПЛИС, принцип работы такого АЦП основан на преобразовании амплитуда-время [3, 4]. На один из входов компаратора подается опорный пилообразный сигнал, на другой вход подается измеряемый сигнал. Выход компаратора содержит последовательность логических нулей и единиц. Соотношение длительностей каждой из последовательностей позволяет определить амплитуду измеряемого сигнала при известном опорном сигнале. Рисунок 1 показывает работу АЦП.

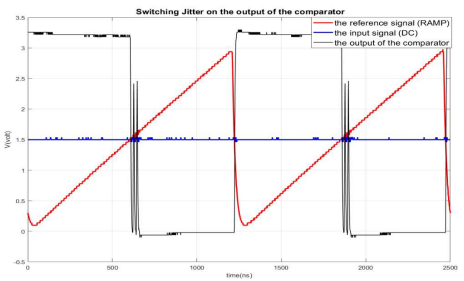
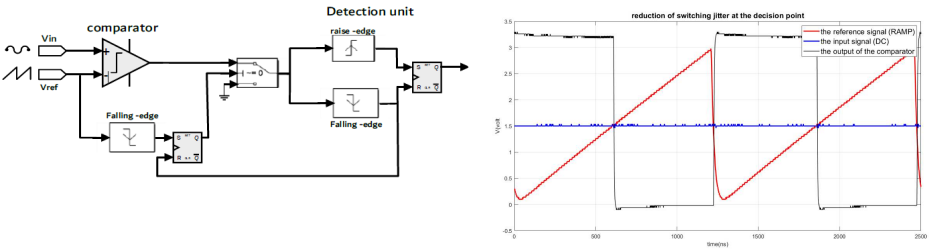



Рис. 1. Входные и выходной сигнал АЦП

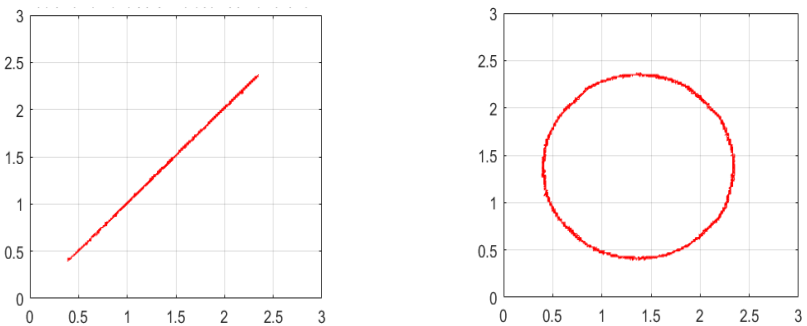
Из рисунка 1 виден дребезг в момент перехода логического уровня от единицы к нулю, обусловленный шумами в измеряемом сигнале. Для предотвращения дребезга компаратор был дополнен детектором на основе триггера, как показано на рисунке 2а. Установка триггера происходит в момент изменения состояния выхода компаратора при сравнении опорного и измеряемого сигналов [5]. Сброс триггера происходит по спадающему фронту пилообразного опорного сигнала. Результат показан на рисунке 2б, как видно, такая доработка АЦП позволяет подавить дребезг, вызванный шумом измеряемого сигнала.




а) б)

Рис. 2. АЦП с дополнительным детектором а) для подавления дребезга б)

Используемый подобным образом опорный пилообразный сигнал также может быть использован для синхронизации множества АЦП, если один и тот же опорный сигнал подавать на компараторы отдельных АЦП. Для проверки данного утверждения на каналы АЦП, использующие одинаковый опорный сигнал гармонические сигналы равной частоты и амплитуды были поданы синфазно и со смещением $\pi/2$. Для обоих случаев построены фигуры Лиссажу (рисунок 3) для оценки разности фаз между оцифрованными сигналами [6].



а) б)

Рис. 3. Фигуры Лиссажу для синфазных а) и смещенных на $\pi/2$ б) оцифрованных сигналов

Как видно из рисунков, синхронизация между каналами оцифровки достаточна для сохранения разности фаз между измеряемыми сигналами.

## 3. Заключение

Использование ПЛИС является перспективным для разработки многоканальных АЦП. На основе одного модуля ПЛИС удалось разработать 32-канальный АЦП с разрешающей способностью 8 бит, частотой оцифровки 200 КГц.

## Список литературы

1. J. Litva and T. Lo., “Digital Beamforming in Wireless Communications,” First Edition, Artech House, Boston, 2009.
2. W. Hodgkiss, “Efficient realisation of a combined D/A and A/D interface for DSP processors,” IEE Colloquium on Advanced A/D and D/A Conversion Techniques and Applications, London, United Kingdom, May 1989.
3. E. Delagnes, D. Breton, F. Lugiez,et al. IEEE Transactions on Nuclear Science, 54, p.1735( 2007).
4. O.B. Milgrome, S.A. Kleinfelder, and M.E. Levi, “A 12-bit analog to digital converter for VLSI applications in nuclear science”, IEEE Trans. Nucl. Sci., vol 39, pp. 771-775, 1992.
5. Pedroni, Volnei A. (2008). Digital electronics and design with VHDL. Morgan Kaufmann. p. 329. ISBN 978-0-12-374270-4.
6. "Lissajou Curves". datagenetics.com. Retrieved 2020-07-10.

# Интервально-импульсная модуляции сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов для компенсации многолучевого распространения [1]

[1] Кузьмин Л.В., [1]Минкин В.П., [2]Владыка П.А.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН*
*ул.Моховая, д.11, стр.7, г. Москва, 125009, Российская Федерация,*
*lvkuzmin@gmail.com*
[2] *Московский государственный технический университет им. Н. Э. Ба́умана,*
*2-я Бауманская ул., д.5, стр.1, г. Москва, 105005, Российская Федерация*
*pavvladyka@yandex.ru*

***Аннотация**: Применения интервально-импульсной модуляции сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов позволяет снизить влияние межимпульсной интерференции из-за многолучевого распространения, за счет увеличения межимпульсного интервала, уменьшить среднюю излучаемую мощность сигнала и увеличить среднюю скорость передачи данных по отношению к базовой схеме с двухпозиционной амплитудной манипуляцией.*

***Ключевые слова:** беспроводная сверхширокополосная передача информации, сверхширокополосные сигналы, хаотические сигналы*

## 1. Введение

Выбор способа модуляции, эффективно использующего доступные канальный ресурс – традиционная задача для любой приемопередающей системы. Эта проблема также анализируется в области применения сверхширокополосных (СШП) сигналов для беспроводной передачи информации в СШП системах малого радиуса действия [1]. Существующие решения здесь основаны на применении: ультракоротких (УК) импульсов, сигналов с ортогонально-частотным уплотнением и хаотических радиоимпульсов [1]. Теоретическая размерность СШП сигналов $2WT$ ($W$ – полоса, $T$ – длительность импульса), доступная для модуляции, велика, особенно, когда полоса и длительность СШП импульсов не связаны между собой (сложные сигналы, хаотические радиоимпульсы). Вопросом является то, каким образом использовать этот ресурс. Известные схемы модуляции СШП импульсов, как правило, основаны на позиционной модуляции, так как они занимают весь доступный частотный диапазон, и возможности по модуляции в частотной области ограничены.

Полезным здесь является опыт создания сигнально-кодовых конструкций в беспроводных системах передачи на световых и лазерных импульсах. В частности, одним из таких подходов стала интервально-импульсная модуляция (ИИМ) [2–4], применение которой мотивировалось желанием избавиться от сложных схем синхронизации, свойственных позиционным схемам модуляции, и улучшить устойчивость к многолучевому распространению.

Для УК импульсов СВЧ диапазона применение ИИМ оказалось не очень плодотворным [5–7] из-за большого разброса времени прихода лучей в приемник в многолучевом канале. Эта проблема по-прежнему анализируется, например, в [8, 9] рассматриваются методы оптимальной оценки энергии УК импульсов после многолучевого СШП канала СВЧ диапазона. В свою очередь, хаотические радиоимпульсы свободны от этого недостатка.

Цель данной работы – показать, что, интервально-импульсная модуляция СШП хаотических радиоимпульсов позволяет: компенсировать межимпульсную интерференцию в многолучевом канале [10, 11], снизить среднюю излучаемую мощность, увеличить скорость передачи данных по отношению к базовой схеме двухпозиционной амплитудной модуляции.

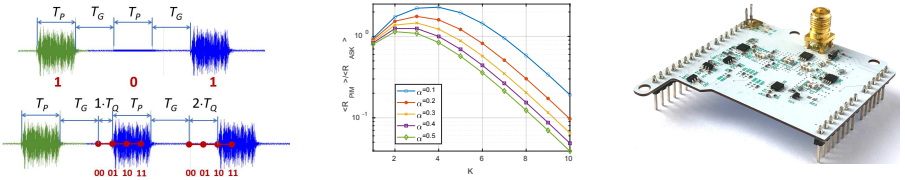
## 2. Схема интервально-импульсной модуляции СШП хаотических радиоимпульсов

В ИИМ $K$ бит информации (рис. 1,а) кодируются интервалом между последовательно передаваемыми друг за другом импульсами длительности $T_P$. Интервал задается как постоянное значение $T_G$ (защитный интервал) плюс переменная составляющая $N_i T_Q$, пропорциональная номеру $N_i$ передаваемого символа (максимальное значение $N_i$ равно $2^K - 1$, $K$ – число бит на символ): $T_G + N_i T_Q$, где $T_Q$ – шаг манипуляции (доля от длительности хаотического радиоимпульса). Средняя скорость передачи для ИИМ по отношению к средней скорости передачи $< R_{ASK} > = 1/(T_P + T_G)$ для двухпозиционной амплитудной модуляции оценивается как ($\alpha = T_Q/(T_P + T_G)$)

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

$$< R_{PIM} >/< \mathrm{R_{ASK}} >= K/(1+\alpha\left(2^{\mathrm{K}}-1\right)/2), \quad (1)$$

Для отношения (1) характерно наличие максимума (рис. 1,б) по числу бит на символ. Величина максимума зависит от $\alpha$, определяемого возможностями приемника по формированию шага манипуляции $T_Q$. Средняя скорость передачи для ИИМ, как минимум, не ниже скорости передачи базовой схемы, и может превышать ее в несколько раз. Этот ресурс можно использовать для компенсации межимпульсной интерференции за счет увеличения длительности $T_G$ защитного интервала. В итоге, средняя скорость передачи будет такой же, как в базовой схеме, но защитный интервал между импульсами будет существенно больше.




(а) (б) (в)

Рис. 1. (а) схема амплитудной двухпозиционной модуляции (сверху) и ИИМ (снизу) СШП хаотических радиоимпульсов; (б) отношение средней скорости передачи $< R_{PIM} >$ для ИИМ к скорости передачи $< R_{ASK} >$ амплитудной двухпозиционной модуляции от числа бит на символ $K$ для значений α: 0.1 (синие окружности), 0.2 (красные звездочки), 0.3 (желтые крестики), 0.4 (фиолетовые квадраты), 0.5 (зеленые ромбы); (в) модема для апробации ИИМ.

Отношение средней излучаемой мощности для ИИМ к средней излучаемой мощности для двухпозиционной амплитудной модуляции от числа бит на символ имеет вид

$$<P_{PIM}>/<P_{ASK}>=2/(1+\alpha(2^K-1)/2) \quad (2)$$

Эта величина уменьшается при увеличении числа бит на передаваемый символ, так, что, например, для $K=7$ и $\alpha=0.1$ скорости передачи в обоих методах уравниваются, а средняя излучаемая мощность в случае ИИМ становится на 5 дБ меньше.

Для практической апробации ИИМ был разработан СШП модем (рис. 3,в).

## 3. Заключение

Проанализирован подход к передаче информации при помощи интервально-импульсной модуляции СШП хаотических радиоимпульсов. Благодаря применению ИИМ появляется возможность увеличить пределы по скорости передачи по отношению к базовой схеме двухпозиционной амплитудной модуляции, за счет чего можно либо скомпенсировать влияние межимпульсной интерференции, либо снизить среднюю излучаемая мощность.

## Список литературы


1. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В., Моксени Т.И. «Сверхширокополосные сигналы для беспроводной связи», Радиотехника, 2008, №8, с. 83–90.
2. Kaluarachchi, E.D., Ghassemlooy, Z., Wilson, B., ‘Digital Pulse Interval Modulation for Transmission over Optical Fibre with Direct Detection’, Proceedings of SPIE, 1996, 2919, pp. 98-105
3. E. D. Kaluarachi, Z. Ghassemlooy and B. Wilson, "Digital pulse interval modulation for optical free space communication links," IEE Colloquium on Optical Free Space Communication Links, 1996, pp. 3/1-3/5, doi: 10.1049/ic:19960190
4. Ghassemlooy, Z., Hayes, A.R.: ‘Digital pulse interval modulation for IR communication systems - a review’, Int. J. Commun. Syst., 2000, 13, pp. 519-536.
5. Herceg, M., Švedek, T. & Matić, T. Pulse Interval Modulation for Ultra-High-Speed IR-UWB Communications Systems. EURASIP J. Adv. Signal Process. 2010, 658451 (2010). https://doi.org/10.1155/2010/658451
6. B. Jin, S. Zhang, X. Zhang, Y. Cheng and X. Lin, "Digital Pulse Interval Modulation for Ultra-Wideband Transmission with Energy Detection," 2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010, pp. 1-4.
7. M. Pulkkinen, T. Haapala, J. Salomaa and K. Halonen, "45.2% Energy efficiency improvement of UWB IR Tx by use of differential PPM in 180nm CMOS," 2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2016, pp. 193-196
8. V. Niemela, M. Hämäläinen, J. Iinatti, "On IEEE 802.15.6 UWB symbol length for energy detector receivers' performance with OOK and PPM," 2013 7th International Symposium on Medical In-formation and Communication Technology (ISMICT), 2013, pp. 33-37.
9. Tanaka K., Ikegami T., "Non-coherent Detection Study for UWB Transmission and Body Area Network in Interference Environments," 2020 14th International Symposium on Medical Information Communication Technology (ISMICT), 2020, pp. 1-5,
10. Андреев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А., Рыжов А.И. «Экспериментальное исследование распространения сверхширокополосных хаотических сигналов в помещениях», Успехи современной радиоэлектроники, 2013, №3, с. 55-66.
11. Кузьмин Л.В., Гриневич А.В., "Способ слепого обнаружения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов на фоне межимпульсной интерференции" // Письма в ЖТФ, 2019, том 45, вып. 16, стр. 33-36.

# Реализация дальномерного канала в бортовом и наземном оборудовании MLS в когнитивных СВЧ системах инструментальной посадки маневренных самолетов

Криворучко Ю.Т., Липаков Н.Е., Мурсалов Д.Л.
*192012, г. Санкт-Петербург, пр.Обуховской Обороны, 120*
*krivoruchko.yuri@mail.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается реализация прецизионного дальномерного канала в сантиметровом диапазоне волн в составе СВЧ системы инструментальной посадки MLS для маневренных самолетов.*

## 1. Введение

Для повышения точности определения дальности до ЛА, осуществляющего посадку целесообразно в существующем формате MLS добавить дальномерный канал в сантиметровом диапазоне волн.

## 2. Реализация дальномерного канала в бортовом оборудовании

В существующем бортовом оборудовании MLS взаимодействие с наземным оборудованием осуществляется по линии “земля-борт”: оборудование принимает угломерные сигналы и слова данных на одной из частот диапазона 5031,0 – 5090,7 МГц, после чего осуществляет их обработку и выдачу измеренных значений в комплекс бортового оборудования. Прием сигналов осуществляется по одной из секторных антенн с шириной ДН плюс, минус 90 градусов, ориентированных максимумом ДН по направлению посадки (0 градусов) и в обратном направлении (180 градусов).

Реализация дальномерного канала в сантиметровом диапазоне может быть осуществлена в бортовом оборудовании MLS следующим образом:

- радиоприемное устройство должно быть дополнено каналом приема сигналов от радиомаяка в диапазоне 5091,0 - 5150,0 МГц;
- в устройстве должен быть реализован тракт передачи запросных сигналов на частоте из расширенного диапазона.

При этом:

- прием и передача сигналов может осуществляться через существующие антенны;
- мощность передающего устройства может быть на 10 дБ меньше мощности передающего устройства дециметрового диапазона, поскольку дальность действия MLS составляет 20 морских миль, а в существующей системе DME – 240 морских миль. Реализация оконечного усилителя передающего устройства, имеющего требуемую мощность импульса порядка 40 – 50 Вт в сантиметровом диапазоне волн представляет отдельную задачу. Возможность построения такого устройства на твердотельных интегральных схемах должна быть оценена на этапе предварительного проектирования изделия.

Алгоритмы обработки дальномерных сигналов в бортовом оборудовании при сохранении формата сигналов будут идентичны алгоритмам обработки реализованным в аппаратуре DME.

## 3. Реализация дальномерного канала в наземном оборудовании

В соответствии с ГОСТ 51747-2002 реализация системы инструментального захода ЛА на посадку сантиметрового диапазона волн MLS состоит из угломерных комплексов, определяющих азимут и угол места, и комплекса дециметрового диапазона для определения наклонной дальности. Угломерные комплексы работают в диапазоне частот от 5031,0 до 5090,7 МГц и состоят из наземного азимутального радиомаяка, наземного угломестного радиомаяка и бортовой аппаратуры. Для определения азимута и угла места захода на посадку на борту ЛА азимутальный и угломерный маяки излучают азимутальные и угломерные сигналы, включающие преамбулы и импульсы сканирования, а также слова служебных данных. Передача преамбул функций обслуживания, а также основных и вспомогательных слов данных осуществляется через секторные антенны, имеющими ширину ДН в горизонтальной плоскости для азимутального и угломерного маяков в соответствии с п. 5.3.2.1 ГОСТ 51747-2002. Реализация дальномерного канала в сантиметровом диапазоне может быть осуществлена в наземном оборудовании MLS при использовании:

- дополнительно введенной в состав оборудования всенаправленной антенны, обеспечивающей определение сигнала со стандартной точностью на начальном этапе захода на посадку (аналог DME-N);

- секторной антенны азимутального маяка, обеспечивающей определение сигнала с повышенной точностью на конечном этапе захода на посадку (аналог DME-P).

## 4. Заключение

Предложен новый подход к реализации дальномерного канала в системе инструментальной посадки MLS, работающих в сантиметровом диапазоне.

### Список литературы

1. Пахолков, Г.А. Обработка сигналов в радиотехнических системах ближней навигации / Г.А. Пахолков, Г.Е. Збрицкая, Ю.Т. Криворучко и др. // М.: Радио и связь, 1992.- 256 с.

2. Ершов, Г.А. Радиомаячная система инструментального захода воздушных судов на посадку категории II для работы в дециметровом отечественном и международном диапазонах волн ПРМГ-ОМД / Г.А. Ершов, В.М. Король, Ю.Т. Криворучко и др. // Новости навигации, №1, 2017. - С.16-19.

3. Криворучко, Ю.Т. Совершенствование систем и средств посадки высокоманевренных летательных аппаратов классов 4++ и 5 / Ю.Т. Криворучко, Ю.Н. Музелин, Б.В. Пономаренко // Новости навигации, №3, 2018. - С. 17-26.

4. Криворучко, Ю.Т. Когнитивная обработка сигналов в СВЧ системах инструментальной посадки маневренных самолетов / Ю.Т. Криворучко, Ю.Г. Шатраков, Е.С. Щербаков // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Сборник научных трудов, Вып.3, 2021, Севастополь. – С. 5-6.

5. Криворучко, Ю.Т. Бортовой навигационно-посадочный комплекс с когнитивной обработкой радионавигационных сигналов в системе посадки международного диапазона / Ю.Т. Криворучко, Н.Е. Липаков, А.А. Топилин и др. // Материалы XVIII научно-технической конференции «научные чтения по авиации, посвященные памяти Н.Е. Жуковского» [ Текст]: сборник докладов, гл. ред. С.П. Халютин – М: Издательство дом Академии имени Н.Е. Жуковского, 2022. – С. 319-335.

6. Криворучко, Ю.Т. Радионавигационные системы ближней навигации и посадки с когнитивной обработкой радионавигационных сигналов / Ю.Т. Криворучко, Н.Е. Липаков, Д.Л. Мурсалов и др. // Актуальные вопросы состояния, эксплуатации и развития комплексов бортового радиоэлектронного оборудования воздушных судов. Проблемы подготовки специалистов: сборник научных статей по материалам V Всероссийской научно-практической конференции «Авионика» 23-25 ноября 2021 г., Воронеж. – С. 141-144.

# Эволюция стандартов связи для сверхширокополосных низкоскоростных беспроводных персональных сетей

[1] В.В. Ицков

[1] *Институт радиотехники и электроники им В.А. Котельникова РАН*
*г. Москва, 125009, ул. Моховая 11/7, Российская Федерация*
*chaos@cplire.ru*

***Аннотация:*** *В данной работе рассматривается эволюция и современное состояние низкоскоростных беспроводных персональных сетей (LR-WPAN) на основе изменений в физическом уровне и общем функционале за время существования стандартов связи для сетей этого типа.*

## 1. Введение

Целью работы является определение направлений развития сетей беспроводной связи малого радиуса действия с низкой скоростью передачи на основе анализа стандартов связи этого типа. Первые исследования в области сверхширокополосной (СШП) беспроводной связи начались еще в 60-годы [1], однако активная работа по их развитию и стандартизации стартовала в начале 2000-х годов. С тех пор появилась целая серия стандартов связи, позволяющая применять СШП решения для широкого круга прикладных задач [2].

## 2. Эволюция стандартов связи

Впервые параметры СШП сигналов или UltraWide Band UWB были регламентированы документом Федеральной Комиссии по Связи (Federal Communications Commission FCC), который являлся дополнением (Part 15) правил комиссии, касающимся СШП сигналов, и был опубликован в 2002 году. Это дополнение не являлось полноценным стандартом, в нем скорее давались некоторые определения, предлагались сферы использования и описывались диапазоны и маски допустимой спектральной плотности. В частности, были выделены частоты для нелицензируемой СШП связи и сформулировано определение СШП сигналов. На тот момент в качестве примера физического уровня передачи были описаны только Ультракороткие Импульсы УКИ.

В 2003 году был опубликовал базовый вариант стандарта IEEE 802.15.4. Целью этого документа стало формулирование стандарта беспроводной связи малого радиуса действия с низкой скоростью передачи для относительно простых устройств с малой стоимостью и низким потреблением, которые посредством механизмов, описанных в нем, смогут объединяться в низкоскоростные беспроводные персональные сети – так называемые Low Rate Wireless Personal Area Networks LR-WPAN. Стандарт определяет физический слой (PHY) и уровень управления доступом к среде (MAC). Слои более высокого уровня им не регламентированы.

Через некоторое время после появления базового стандарта выяснились некоторые трудности его применения и неточности в описании. В связи с этим была выпущена первая ревизия IEEE 802.15.4-2006. В 2007 году в дополнение к этой ревизии была разработана поправка IEEE 802.15.4a-2007, что в итоге привело к появлению первого стандарта связи, в котором для реализации физического уровня используются сверхширокополосные сигналы. Основным типом импульсов для передачи в нем являются УКИ. В качестве опциональных типов импульсов упоминаются импульсы с Линейной Частотной Модуляцией ЛЧМ (chirps), Короткие Импульсы КИ (CS pulses) и линейная комбинация импульсов (LCP). По предложению ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и компании Samsung в качестве дополнительного физического уровня в данную поправку стандарта были включены хаотические радиоимпульсы (Annex H).

Диапазон частот для UWB PHY 3.1 – 10.6 ГГц совпадает с диапазоном, который был выделен для гражданских и коммерческих систем связи в документе FCC 2002 года. Он разделен на поддиапазоны: субгигагерцовый 249.6 МГц – 749.6 ГГц, нижний 3.1 – 4.8 ГГц и верхний 6 – 10.6 ГГц. Внутри них определены 16 каналов, 3 из которых являются обязательными (один внутри каждого поддиапазона). Обязательная скорость передачи данных составляет 851 кБит/с с опциональными скоростями 110 кБит/с, 6.81 МБит/с и 27.24 МБит/с. Модуляция реализована посредством комбинации модуляции по позиции пачки импульсов- burst'a (BPM) и двухпозиционной фазовой модуляции (BPSK) с тремя возможными частотами следования импульсов (Pulse Rate Frequency PRF) 3.9 МГц, 15.6 МГц и

62.4 МГц. Для хаотических радиоимпульсов в стандарте описан способ модуляции по наличию/отсутствию импульса (OOK).

Благодаря появлению UWB сигналов после этой поправки в стандарт добавлен новый важный функционал – возможность довольно точного измерения расстояний и положения узлов сети. На уровне MAC произошли изменения, позволяющие обеспечить эти измерения.

Вторая ревизия стандарта была опубликована в 2011 году и называлась IEEE 802.15.4-2011. В поправке к этой ревизии IEEE 802.15.4f-2011 добавили два физических уровня для радиочастотной идентификации (Radio Frequency IDentification – RFID), переработали структуру описания стандарта, убрали дополнительный физический уровень на хаотических радиоимпульсах. Сети RFID обычно обладают такими особенностями, как значительное превосходство в количестве устройств-меток по сравнению с устройствами-приемниками, требование к низкой стоимости и низкому потреблению каждого устройства-метки, короткая длительность пакета (малое количество данных). Поэтому эти оптимизированные физические уровни характеризуются применением простой модуляции, отсутствием или значительным упрощением кодирования сигнала, отсутствием механизмов для сглаживания спектра. Одним из этих уровней является СШП физический уровень (Low Rate Pulse Repetition Frequency LRP UWB PHY) в диапазоне 6289.6 – 9185.6 МГц со скоростью 31.25 Кбит/с и модуляции по позиции импульса (PPM), в диапазоне 6289 – 9185.6 МГц со скоростью 250 Кбит/с и модуляцией OOK, и в диапазоне 6289.6 – 9185.6 МГц со скоростью 1000 Кбит/с и также модуляцией по OOK. Возможные PRF – 1 МГц и 2 МГц. Авторы отмечают, что LRP UWB физический уровень выигрывает по сравнению с ранее определенным UWB PHY по большей части в задачах с относительно малыми партиями устройств. В таких ситуациях невыгодно запускать производство чипов под конкретную задачу и возможно изготовить устройства из дискретных готовых компонентов. Описаны изменения в MAC уровне для поддержки этих PHY.

В 2015-м году появилась третья ревизия стандарта UWB 802.15.4-2015. Она объединяла в себя предыдущую ревизию IEEE 802.15.4-2011, семь последующих поправок, а также уточнения и исправления. В этой ревизии для устранения путаницы существующий СШП физический уровень UWB PHY был переименован в High Rate Pulse repetition frequency UWB или HRP UWB.

В 2020-м году появилась четвертая и последняя на сегодняшний день ревизия стандарта IEEE 802.15.4-2020. В одной из ее поправок IEEE 802.15.4z-2020, добавлены улучшения и дополнения режимов работы LRP UWB и HRP UWB. В HRP UWB физический уровень добавили опциональные режимы HRPF (High) с повышенным средними частотами следования импульсов (PRF) - 124.8 МГц и 249.6 МГц, убрали поддержку 3.9 МГц и 15.6 МГц, а оставшийся обязательный режим 64.2 МГц переименовали в BPRF (Base). Для обеспечения обратной совместимости с устройствами стандарта IEEE 802.15.4a-2007 следует работать только в этом режиме PRF. В следствие ряда изменений на физическом PHY и MAC уровнях произошло значительное улучшение точности и целостности измерения расстояний между устройствами и их позиционирования, а эти новые режимы работы устройств названы High Rate Pulse Enhanced Ranging Device (HRP-ERDEV). В LRP UWB физический уровень добавили тип устройств ERDEV и возможность измерения расстояний. ERDEV устройства отличаются от обычных (RDEV) работой в режиме с двойной частотой, модуляцией PBFSK, увеличенным PRF до 4 МГц и скоростью передачи до 10 МБит/с для сокращения времени передачи пакета.

На основе этой поправки разработаны такие протоколы, как FiRa, Apple – Nearby Interaction и Omlox, которые регламентируют слои более высокого уровня.

## 4. Заключение

Одним из важных этапов эволюции стандартов связи для сверхширокополосных низкоскоростных беспроводных персональных сетей стало появление нового физического уровня с упрощением устройств, пониженными скоростями передачи и энергопотреблением для решения задач радиочастотной идентификации. Также можно утверждать, что эволюция данных стандартов проявилась в изменении характеристик передачи и методов измерений, связанных с улучшением точности позиционирования между устройствами в сети, а логические скорости передачи данных с момента появления СШП физических уровней оставались практически неизменными.

### Список литературы

1. Fontana R.J. A Brief History of UWB Communications. Germantown: Multispectral Solutions, Inc. 2000. https://ru.scribd.com/document/92157802/A-Brief-History-of-UWB-Communications
2. Coppens D., De Poorter E., Shahid A. et al. An Overview of Ultra-WideBand (UWB) Standards (IEEE 802.15.4, FiRa, Apple): Interoperability. Aspects and Future Research Directions. https://doi.org/10.48550/arXiv.2202.02190

# Реализация алгоритма кластеризации для решения задач маршрутизации в сетях MANET

[1] Муратчаев С. С., [2] Волков А.С.

*Национальный исследовательский университет «МИЭТ»*
*Кафедра Телекоммуникационных систем*
*пл. Шокина, 1, Зеленоград, Москва, 124498 Россия*
[1]*said.muratchaev@gmail.com*, [2]*leshvol@mail.ru*

***Аннотация:*** *В данной работе описана реализация алгоритма кластеризации DBSCAN применительно к организации маршрутизации в сетях MANET. За основу взяты гибридные протоколы, основанные на объединении узлов в группы и организации межсетевого взаимодействия. Использование метода кластеризации с учетом состояния оборудования и пропускной способностью узлов позволит правильно оценить роль узла в децентрализованной сети, а также позволит правильно сгруппировать устройства, для их взаимодействия.*

## 1. Введение

В настоящее время, иерархические ad-hoc сети широко применяются в различных задачах из области интернета вещей и концепции умного дома. Самоорганизующиеся сети имеют множество достоинств и недостатков. Одним из недостатков сети MANET [1], заключается в ее масштабируемости, при использовании большого количества внутренних узлов сетей. Так как с ростом количество узлов, увеличивается нагрузка на сеть и на компоненты сети. Одним из возможных решений проблемы, является применение методов кластеризации, для объединения узлов в группы, и последующим общением узлов через группы.

## 2. Базовые алгоритмы прогнозирования

Алгоритм кластеризации DBSCAN основан на плотности распределения узлов, для определения наилучшего результата работы, необходимо произвести оценку параметра кластеризации MinPts, а также параметра радиуса видимости точек в пространстве.

На рис.1 представлен один из сценариев изменения топологии сети. При изменении местоположения точки «F», его роль, по типу «ядро» перестает быть актуальной, так как количество его соседей не превышает число MinPts [2], значение которого равняется двум. При дальнейшем действии, необходимо произвести проверку, расположены ли среди ближайших соседей другие точки по типу «ядро». Данное условие не выполняется, в следствии изменения роли точки «E», следовательно, узел «F», перестает принадлежать кластеру, и с учетом данного условия, необходимо удалить все маршруты, проходящие через данный узел [3].

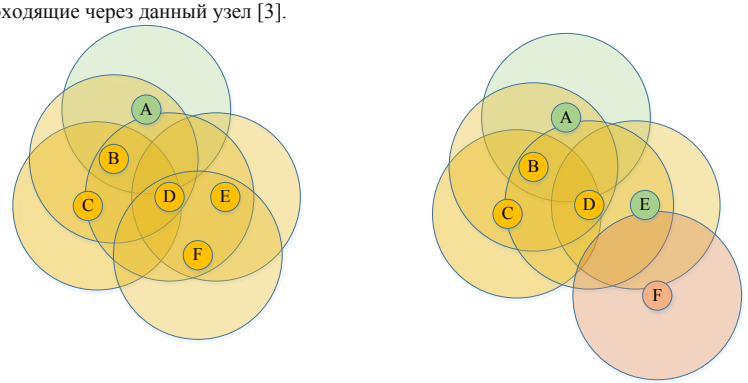



Рисунок 1 - Изменение топологии сети, с применением алгоритма кластеризации DBSCAN.

Во время тестирования, был проведен анализ зависимости среднего значения количества кластеров, количество и процентное соотношении шумных точек, от размера параметра MinPts и расстояния радиуса видимости точек. По результатам тестирования, были получены графики зависимостей (рис.2). По данным результатам видно, что при увеличении параметра MinPts, и уменьшении размера

расстояния видимости, размер кластеров уменьшается. Изменение одного из параметров, также заметно влияет на статистические данные.

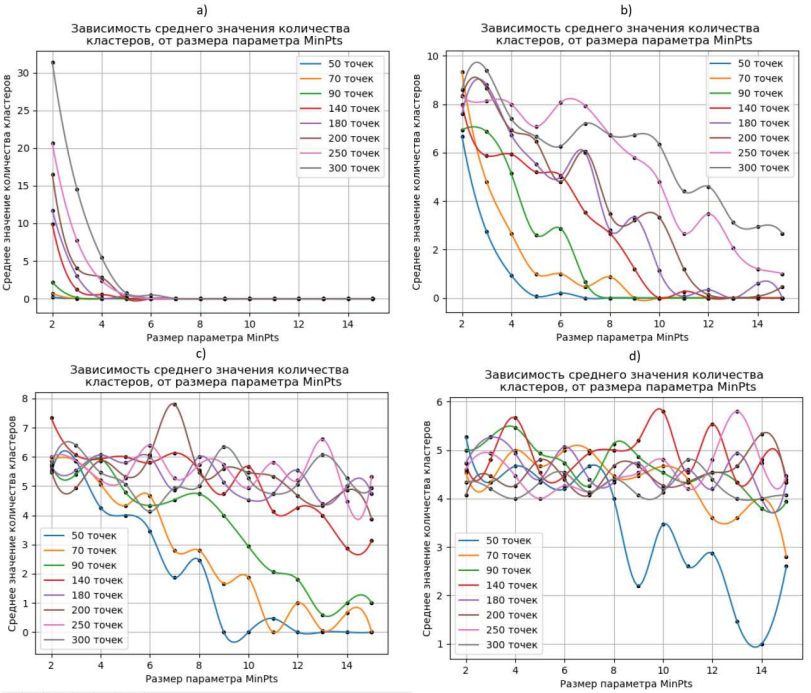



Рисунок 2 - Зависимость среднего значения количества кластеров, от размера параметра MinPts, при различных параметрах радиуса видимости, радиус видимости: a)– 1м, b) – 2 м, c) – 3м, d) – 4м.

## 3. Заключение

В результате приведены графические оценки результатов моделирования алгоритма кластеризации с внедрением в гибридный протокол маршрутизации. Конкретно в данной работе представлены метрики на основе которых возможна настройка параметров кластеризации при различном количестве устройств в сети, при поддержании приемлемого уровня связи.

### Список литературы

1. In-Seop Park, E. Shitiri and Ho-Shin Cho, "An orthogonal coded hybrid MAC protocol with received power based prioritization for M2M networks," 2016 Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), 2016, pp. 733-735, doi: 10.1109/ICUFN.2016.7537134.
2. S. Jebari, A. Smiti and A. Louati, "AF-DBSCAN: An unsupervised Automatic Fuzzy Clustering method based on DBSCAN approach," 2019 IEEE International Work Conference on Bioinspired Intelligence (IWOBI), 2019, pp. 000001-000006, doi: 10.1109/IWOBI47054.2019.9114411.
3. Mustakim, E. Rahmi, M. R. Mundzir, S. T. Rizaldi, Okfalisa and I. Maita, "Comparison of DBSCAN and PCA-DBSCAN Algorithm for Grouping Earthquake Area," 2021 International Congress of Advanced Technology and Engineering (ICOTEN), 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICOTEN52080.2021.9493497.

# Генерация и детектирование сигналов с псевдослучайной цифровой модуляцией

Кокин Д.С., Пономарев О.Г.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050,пр-т Ленина 36, Российская Федерация*
*19nikok941@gmail.com*

***Аннотация:*** *Предлагается новый подход к формированию сигналов с расширенным спектром, в котором дискретные отсчеты белого гауссова шума, генерируемые по алгоритму Мерсенна [1] (далее – псевдослучайные последовательности), используются в качестве расширяющей последовательности – модулируются символам информационного или сигнального сообщения. За счет использования некоррелированных между собой псевдослучайных последовательностей появляется возможность детектировать модуляционные символы каждого сообщения из суммарного сигнала нескольких модулированных псевдослучайных последовательностей (некоторый аналог кодового разделения абонентов) [2]. Предполагается возможность совмещения таких сигналов с современной системой сотовой связи 5-го поколения 5G NR без взаимного влияния.*

## 1. Введение

С конца 20-го века идет непрерывное развитие беспроводной радиосвязи. Переход к цифровым методам обработки сигналов дал толчок развитию беспроводного телерадиовещания, спутниковой связи, бурному развитию систем сотовой связи. Объемы и скорость передачи информации по радиоканалам в последние десятилетия нарастают экспоненциально. С одной стороны, это приводит к переходу на вещание на все более высоких частотах, что позволяет увеличить пропускную способность радиоканалов за счет использования все более широкополосных сигналов и систем. С другой стороны, идет постоянный поиск новых методов цифровой модуляции сигналов, способных расширить возможности использования радиочастотного спектра. В данной работе рассматривается еще один из вариантов формирования цифрового сигнала с высокой энергетической совместимостью. Несколько таких сигналов могут одновременно передаваться в общей полосе частот без взаимного влияния друг на друга. Так же существует гипотеза, что такие сигналы могут одновременно передаваться с сигналами сотовой связи 5G NR. Для проверки этой гипотезы был разработан комплекс алгоритмов и программ, реализующих методы и алгоритмы формирования и приема сигналов сотовой системы связи 5G NR.[1]

## 2. Теория

Для обеспечения когерентного приема сигнала с псевдослучайной цифровой модуляцией приемному устройству необходимо выполнить синхронизацию генераторов шума. Это основная проблема при реализации систем связи с расширенным спектром. В данной работе решение проблемы достигается путем одновременной передачи информационного и сигнального сообщений. Биты сигнального сообщения заранее известны в приемном и передающем устройствах. Принятие (в приемнике) или передача (в передатчике) последнего бита сообщения запускает команду на перезапуск генераторов шума. Сигнальное сообщение передается циклически. Сигнал на выходе передающего устройства описывается следующим выражением:

$$X(t,t_n,t_s)=\begin{cases}(I(t,t_s)\xi(t,t_n)+S(t,t_s)\zeta(t,t_n))\cos(\omega_0 t)+\\(Q(t,t_s)\eta(t,t_n)+S(t,t_s)\zeta(t-Nt_n,t_n))\sin(\omega_0 t)\end{cases}, \quad (1)$$

где $I(t,t_s)$ и $Q(t,t_s)$ — модуляционные символы информационного сообщения для синфазного и квадратурного каналов соответственно, $S(t,t_s)$ — модуляционные символы сигнального сообщения, $\xi(t,t_n)$, $\eta(t,t_n)$ и $\zeta(t,t_n)$ — некоррелированные между собой отсчеты белого гауссова шума, $\omega_0$ — частота несущего колебания, $t_n$ — длительность одного отсчеты белого гауссова шума, $t_s$ — длительность модуляционного символа, $N$ — целое число, задает задержку отсчетов $\zeta(t,t_n)$ между синфазным и квадратурным каналами.

[1]Комплекс разработан при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации по Соглашению с Минобрнауки России от «26» ноября 2019 г. № 075-11-2019-031 (проект «Разработка программно-аппаратного комплекса для формирования тестовых сигналов стандарта 5G NR»).

Стоит отметить, что $t_s$ много больше $t_n$, а отношение $t_s/t_n$ всегда целое положительное число, которое задает значение коэффициента расширения спектра – базы сигнала и длину коррелятора в приемном устройстве. С увеличением длины коррелятора увеличивается отношение сигнал/шум на выходе коррелятора.

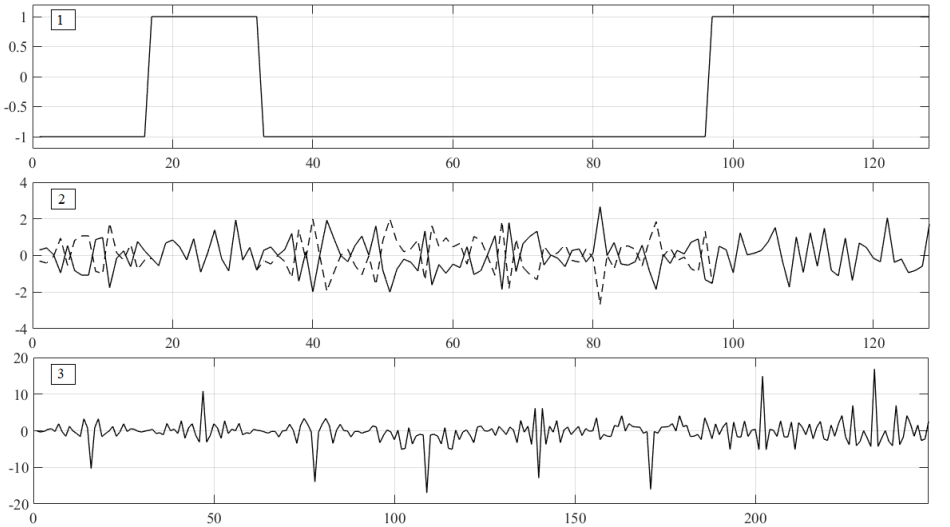



Рис. 1. Осциллограммы, полученные в ходе численного моделирования: 1) модуляционные символы сигнального сообщения; 2) сигнал в синфазном (сплошная линия) и квадратурном (пунктирная линия) каналах, задержка *N* между каналами отсутствует; 3) сигнал на выходе коррелятора в приемном тракте.

Если между гетеродинами приемного и передающего тракта отсутствует фазовый сдвиг, то сигнал на выходе фильтра нижних частот в приемном устройстве так же описывается выражением 1. Для детектирования модуляционных символов сигнального сообщения необходимо задержанный на $N$ интервалов $t_n$ сигнал синфазного канала подать вместе с сигналом квадратурного канала на вход коррелятора. Знак на выходе коррелятора определяется символами сигнального сообщения

На рис.1 представлены результаты численного моделирования при длительности одного модуляционного символа равной 16 отсчетам. На осциллограмме 1 представлена временная развертка последовательности из 8 модуляционных символов. Осциллограмма 2 – развертка сигнала в синфазном и квадратурном канале приемного тракта на выходе фильтра нижних частот. Как и следовало ожидать, этот сигнал представляет собой белый гауссов шум.

## 3. Заключение

Численное моделирование показало работоспособность методов формирования и детектирования сигналов с псевдослучайной цифровой модуляцией. На осциллограмме 3 рис.1 видно, что знак на выходе коррелятора полностью определяется модуляционными символами сигнального сообщения. Успешное детектирование сигнального сообщения обеспечивает возможность детектирования информационного сообщения [2-3]. Одновременная передача сигнального и информационного сообщения обеспечивает возможность не только временной, но и фазовой синхронизации [3] в системе связи с псевдослучайной цифровой модуляцией.

### Список литературы

1. Matsumoto M. Mersenne twister: A 623-dimensionally equidistributed uniform pseudorandom number generator / M. Matsumoto, T. Nishimura // ACM Trans. on Modeling and Computer Simulations. ¬ 2017. ¬ Vol. 8. – P. 3¬30.
2. Кокин, Д. С. Оценка соотношения между длиной коррелятора и числом абонентов в системе связи с цифровой псевдослучайной модуляцией / Д. С. Кокин, О. Г. Пономарев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2021. – Т. 24. – № 3. – С. 38-43. – DOI 10.21293/1818-0442-2021-24-3-38-43.
3. Kokin, D. S. Time and phase synchronization in communication system with a digital pseudo-random modulation / D. S. Kokin, O. G. Ponomarev // Journal of Physics: Conference Series. – Krasnoyarsk, Russian Federation: Institute of Physics and IOP Publishing Limited, 2020. – P. 22018. – DOI 10.1088/1742-6596/1679/2/022018.

# Комплексный подход к проектированию системы автоматизации процессов при проектировании печатных плат

[1] Соболев Е. А., [1] Соколова Ю. С., [1] Манышев Р.А.
[1] *АО «НПП «Радар ммс»*
*г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, Российская Федерация*
*sobolev_ea@radar-mms.com*

***Аннотация:*** *Предлагается комплексный подход к проектированию системы автоматизации процессов при проектировании печатных плат, позволяющий сократить время разработки изделий за счет автоматизации некоторых процессов в системе автоматизированного проектирования Xpedition Enterprise. Разработаны алгоритмы новых операций для сокращения временных затрат при производстве. Проведена программная реализация одного алгоритма с помощью языка программирования VBScript.*

## 1. Введение

На большинстве современных предприятий время разработки проектов ограничено временными рамками, нарушение которых может повлечь за собой срыв сроков разработки изделий. Поэтому задача сокращения временных затрат всегда будет актуальной. Сократить время разработки изделий и затраты на их производство позволяет использование современных систем автоматизированного проектирования (САПР) [1].

На рынке имеется огромное количество САПР различного назначения, каждая из которых имеет свою специализацию, например, используемая САПР Xpedition Enterprise специализируется на разработке печатных плат (ПП) и реализует концепцию сквозного проектирования изделия, начиная с разработки библиотеки компонентов (символов, посадочных мест и их связи), разработки принципиальных электрических схем (ПЭС), разработки топологии ПП, и заканчивая выводом документов для подготовки к производству (так называемых гербер-файлов). За счёт наличия большого набора различных инструментов, данная САПР позволяет пользователю разрабатывать проекты любой сложности. Однако при этом она обладает сложным и перегруженным интерфейсом с недостатками в виде отсутствия системы, позволяющей равномерно увеличивать или уменьшать расстояние между выбранными объектами в проекте ПП, плохой оптимизации и т. д.

Недостатки используемой САПР при этом можно уменьшить за счёт её правильной настройки таким образом, чтобы пользователю было удобно в ней работать, например, можно настроить отображение интерфейса и выводимых операций. Кроме того, в Xpedition Enterprise реализован специальный инструмент, используя который можно внедрить в САПР те операции, которые в ней не реализованы. Данный инструмент представляет собой специальную среду разработки сценариев. Внутренняя среда разработки сценариев Xpedition Enterprise поддерживает одно из наиболее распространённых средств разработки – язык VBScript [2]. Данный программный язык обладает одним из наиболее простых синтаксисов, освоить который может любой пользователь в кратчайшие сроки независимо от имеющихся навыков программирования. Также во внутренней среде разработки существует возможность создания графических интерфейсов для разработанных сценариев с помощью различных инструментов (которые расположены в правой части интерфейса среды разработки).

## 2. Проектирование системы автоматизации процессов

Предлагаемый подход к проектированию системы автоматизации процессов основан на последовательном выполнении следующих этапов:

1. Выбор редактора и проекта.

САПР Xpedition Enterprise состоит из нескольких редакторов. Проекты, разрабатываемые в том или ином редакторе, будут иметь различные объекты и операции. Так, например, редактор топологии Xpedition Layout имеет характерные объекты Vias, обозначающие переходные отверстия в проекте ПП, для работы с которыми, необходимо определить редактор (Application), а затем и проект (Document), в котором будет работать сценарий. Когда определены редактор и проект, становятся доступными любые используемые в проекте объекты.

Для достижения поставленной задачи предлагается использовать специально разработанный программный модуль, состоящий из нескольких операций:

– равномерное уменьшение/увеличение расстояния между выбранными элементами;
– назначение горячих клавиш для различных команд и операций в САПР;
– подсчёт количества переходных отверстий в проекте ПП;

– выравнивание элементов ПП по новым алгоритмам;
– автоматическое размещение листа трафарета в проекте ПП;
– сортировка листов ПЭС;
– показ линий связи между позиционным обозначением в шелкографии и компонентом.

2. Разработка алгоритма работы сценария операции равномерного уменьшения/увеличения расстояния между объектами.

По разработанному алгоритму сценарий автоматически рассчитывает текущее положение объектов за счёт вычисления их координат в проекте и вычислять расстояние между ними. Во всплывающем окне пользователь должен задать шаг, на который будет изменяться расстояние между объектами, после чего выполняется перемещение объектов на новые координаты в соответствии с указанным шагом.

3. Создание алгоритма инструмента, позволяющего каждому пользователю создать своё назначение горячих клавиш.

Данный алгоритм позволяет назначать горячие клавиши для различных команд и операций в САПР с возможностью в любое время любым пользователем изменить текущее назначение горячих клавиш. Эта возможность позволит нескольким пользователям настраивать свой набор горячих клавиш индивидуально.

По аналогии разработан алгоритм инструмента, позволяющего каждому пользователю создать своё назначение горячих клавиш.

4. Создание алгоритма показа линий связи позиционных обозначений компонентов в слое шелкографии с самим компонентом.

Данная функция позволит контролировать размещение позиционных обозначений компонентов, при этом данная операция должна работать по типу переключателя, если активна, тогда линии связи показываются, иначе - нет. Подобная функция уже существует в *Xpedition Layout*, однако она позволяет видеть линию связи только выделенного и перемещаемого позиционного обозначения. Данную функцию удобно будет разместить в окне *Display Control* в виде флажка, нажатие на который включает или выключает отображение линий связи. При внедрении данной операции сократится время на редактирование размещения позиционных обозначений за счёт того, что пользователь наглядно сможет оценить размещение. Чтобы сделать правильное размещение нужно просмотреть соответствие резисторов их позиционному обозначению и изменить их размещение. Внедрение возможности показа линий связи всех позиционных обозначений и компонентов позволит сразу увидеть неправильное размещение за счёт пересечения линий связи. При этом проще определить соответствие и выполнить правильное размещение, при котором линии связи пересекаться не будут.

5. Создание программной реализации алгоритма сценария по подсчёту переходных отверстий в проекте ПП в интегрированной среде разработки [3].

Графический интерфейс разработан в виде панели, состоящей из кнопок [4]. Первые две отвечают за выполнение подсчёта отверстий. Третья кнопка завершает работу сценария и закрывает графический интерфейс. Результат подсчёта выводится в информационном окне.

При необходимости сценарий можно изменять/дополнять, например, для подсчёта других объектов в проекте. Для передачи результатов подсчёта необходим дополнительный сценарий, выполняющий открытие сторонней внешней программы и фиксацию информации в определённой части таблицы.

## 4. Заключение

Предложен подход к проектированию системы автоматизации процессов при проектировании печатных плат. Разработаны алгоритмы, позволяющие решать поставленные задачи. В результате сокращается время, затрачиваемое на размещение компонентов на плате, время на редактирование размещения позиционных обозначений.

## Список литературы


1. Автоматизированное проектирование радиоэлектронной аппаратуры. URL: https://habr.com/ru/post/439572/ (дата обращения 12.02.2021).
2. Xpedition Training Library. URL: https://www.mentor.com/training/courses/xpedition-training-library (дата обращения 12.02.2021).
3. Соболев Е.А. Модернизация системы автоматизированного проектирования печатных плат с помощью внедрения нового программного инструмента // Сборник докладов четвёртой научно-технической конференции «Будущее предприятия в творчестве молодых» / СПб.: АО «НПП «Радар ммс», с.159-165.
4. Соболев Е.А. Создание дополнительных операций в интегрированной среде разработки систем автоматизированного проектирования печатных плат // Сборник докладов конференции «Состояние, проблемы и перспективы создания корабельных информационно-управляющих комплексов».

# Имитационное моделирование процедур сетевого взаимодействия устройств программно-конфигурируемой сети

[1] Баскаков А.Е., [2] Волков А.С.

*Национальный исследовательский университет «МИЭТ»*
*Институт перспективных материалов и технологий*
*пл. Шокина, 1, Зеленоград, Москва, 124498 Россия*
*[1]9999924816@ya.ru, [2]leshvol@mail.ru*

***Аннотация:*** *В работе предложена имитационная модель сетевого взаимодействия устройств программно-конфигурируемой сети, применимая для сетей мобильной связи пятого поколения. В результате проведения имитационного моделирования были получены параметры скорости передачи данных и задержки передачи в сети связи для классического и программно-конфигурируемого режима с использованием одного ПКС контроллера. Определены ключевые проблемы работы модели, а именно, использование классических алгоритмов поиска путей передачи данных.*

## 1. Введение

В качестве исследуемой сети принят сегмент ядра сети мобильной связи пятого поколения, представленный устройствами плоскости данных, а именно – обслуживающими и пакетными коммутаторами, базовыми станциями. В качестве основного программного обеспечения используется симулятор сетей связи с открытым исходным кодом Mininet-WiFi, позволяющий проводить имитационное моделирование как классических, так и ПКС сетей, в том числе с обеспечением мобильности абонентских терминалов [1-2].

## 2. Имитационная модель сети мобильной связи пятого поколения

На рис. 1 представлена схема моделируемой сети, рассматриваются два варианта работы: в классическом и программно-конфигурируемом режиме. При этом при использовании последнего в сеть добавляется дополнительное устройство – контроллер программно-конфигурируемой сети связи, обеспечивающий функции централизованного управления подконтрольными коммутаторами, а устройства SGW и PWG подключаются к ПКС контроллеру [3-4]. Указанный подход позволяет минимизировать затраты вычислительного ресурса устройств плоскости передачи данных на выполнение задач, связанных с построением схем коммутации и маршрутизации сетевых пакетов, вместо этого устройства направляют запрос на построение маршрута к контроллеру, который, после обработки запроса, рассылает обновленные таблицы, содержащие правила пересылки сетевых пакетов на подконтрольные устройства. Для обоих режимов работы предусмотрена схема мобильности абонентов в зоне радио покрытия базовых станция. В модели существует ограничение максимальной пропускной способности каждого канала связи, выраженное величиной 1 Гбит/с. Ограничение обусловлено использованием виртуальных сетевых интерфейсов, параметры которых наследованы от характеристик физической сетевой карты персонального компьютера.

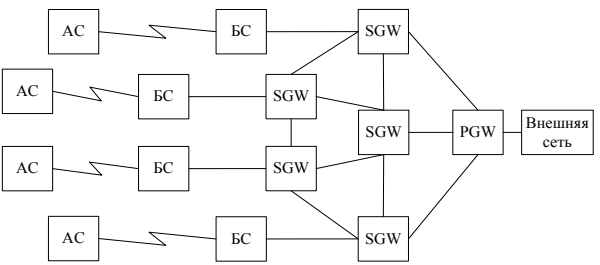



Рис.1. Архитектура моделируемой сети связи

Параметры сети связи, полученные в ходе имитационного моделирования сети мобильной связи пятого поколения в классическом режиме работы, представлены на рис.2. Так, максимальная скорость передачи составила 851 Мбит/с, средняя задержка передачи сетевого пакета составила 0,18 мс. Падения скорости передачи данных, отраженные на левом графике, могут быть обусловлены использованием проактивных протоколов маршрутизации.

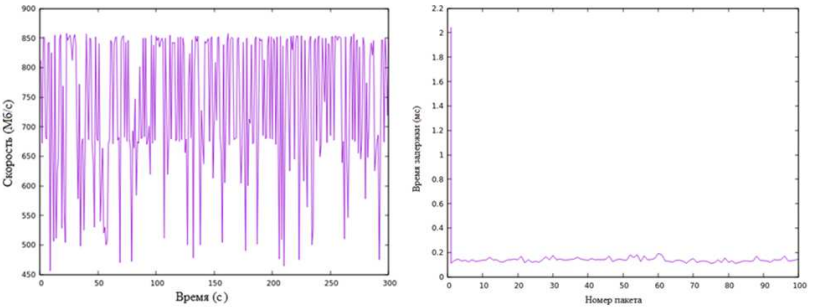



Рис. 2. Результаты моделирования сети мобильной связи в классическом режиме работы

На рис.3 представлены результаты моделирования сети мобильной связи в программно-конфигурируемом режиме работы. Из полученных результатов видно, что максимальная скорость передачи данных увеличилась до 912 Мбит/с, а среднее значение задержки передачи понизилось до 0,16 мс. Количество провалов скорости передачи данных снизилось, что доказывает актуальность использования ПКС контроллера для снижения вычислительной нагрузки на устройства коммутаторы.

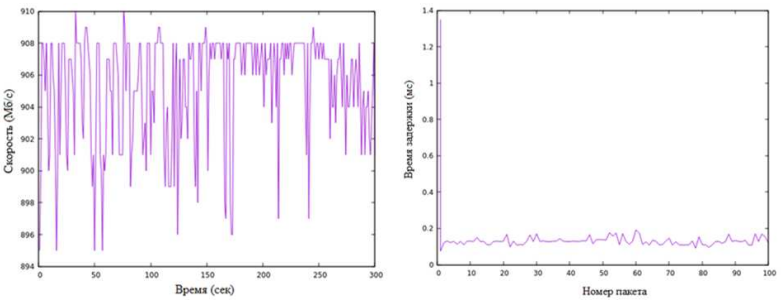



Рис. 2. Результаты моделирования сети мобильной связи в программно-конфигурируемом режиме работы

## 3. Заключение

В работе проведено имитационное моделирование процедур сетевого взаимодействия устройств программно-конфигурируемой сети, за основу взят сегмент мобильной сети связи пятого поколения. По результатам моделирования были получены характеристики сети связи, выраженные скоростью передачи данных и временем задержки передачи данных. Использование программно-конфигурируемого режима показало увеличение скорости передачи до 7% и снижение средней задержки передачи до 12%, таким образом, подтверждается актуальность дальнейшей модернизации модели, выраженной в разработке алгоритмов маршрутизации в ПКС сетях.

### Список литературы

1. Chaurasia A., Mishra S. N., Chinara S. Performance Evaluation of Software-Defined Wireless Networks in IT-SDN and Mininet-WiFi //2019 1st International Conference on Advances in Information Technology (ICAIT, Jul, 2019). P. 315-319.
2. Demir U., Faulkenberry A., Tapparello C., Heinzelman W. Reducing delay in group reformation in WiFi Direct networks through redundancy //2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM, Dec, 2018). P. 1-7.
3. Lavacca F. G., Salvo P., Costantini L., Mammi E., Pompei S., Rea L., Teodori M. Studying and Simulation of a NS3 frameworktowards a 5G Complete Network Platform //2019 International Workshop on Fiber Optics in Access Networks (FOAN, Sep, 2019). P. 62-67.
4. Alaez R. M., Chirivella-Perez E., Calero J. M. A., Wang Q. New topology management scheme in LTE and 5G networks //2018 IEEE 87th vehicular technology conference (VTC spring, Jun, 2018). P. 1-5.

# Протокол распределенной системы сбора данных с использованием технологии майнинга

Лукьянчиков А.В., Безгин А.А., Нестеренко А.И.

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

***Аннотация:*** *Предлагается новый подход к защите аутентификации при использовании протокола Wialon IPS. Подход основан на решении задачи безопасной передачи путем модификации пакета логина. В решении предлагается убрать из открытого вида передачу логина и пароля.*

## 1. Введение

В современном мире для контроля различных показателей внешней среды используются информационно-измерительную систему — многоканальная измерительная система приборов с широкими возможностями сбора, обработки и анализа данных. Структура таких систем состоит из средств измерения и специализированной ЭВМ, выполняющую роль сервера. Терминалы, собирающие информацию, являются маломощными устройствами [1-2] не способными к сложным математическим вычислениям, поэтому целесообразно использовать для передачи данных от терминалов к серверу протоколы не сильно требовательные к мощностям устройства. Одним из таких протоколов является *Wialon IPS* свободно распространяемый на условиях *GNU FDL*. Данный протокол в связи со своей простотой является слабозащищенным от взлома, так как возможно перехватить запрос, содержащий пакет логина, поэтому разработка протокола без указанного недостатка является актуальной задачей.

## 2. Теория

Каждый терминал, перед отправкой информации на сервер, создает новое TCP-подключение к серверу отправляя на него пакет аутентификации, в случае если данные корректны сервер отправляет подтверждение об успешной авторизации устройства, после которой устройство готово к отправлению информации, структурная схема содержания пакета аутентификации и структурная схема CRC16 представлена на рис. 1 (а) и рис. 1 (б) соответственно.

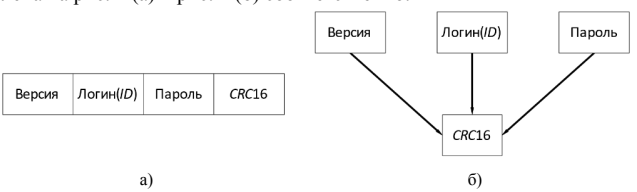



Рис. 1. Структурные схемы: содержания пакета аутентификации (а) и расчета контрольной суммы (б)

Из структуры пакета видно что терминал передает на сервер запрос хранящий в себе логин и пароль, которые никак не зашифрованы. Возможным вариантом решения этой уязвимости является передача запроса без полей логина и пароля, а данные для аутентификации добавлять к передаваемым данным при расчете контрольной суммы. В таком случае для прохождения аутентификации со стороны сервера, необходимо написать логику цикличной проверки всех существующих в базе данных устройств, а именно к существующему сообщению добавлять логин и пароль из базы данных и создавать из этого контрольную сумму, которую можно будет проверить с переданной. Данный алгоритм хоть и избавляет от возможности достать пароль из перехваченного запроса, но все еще подвержен брутфорсу.

Чтобы защититься от брутфорса предлагается вместо полей логина и пароля передавать строку содержащую соль(случайный набор символов), а CRC16 вычислять при помощи дополнительного алгоритма, который исходя из текущего дня недели и текущего времени с точностью до часа модифицирует соль, этот алгоритм известен как на клиентской части так и на серверной. Структурная схема содержания модифицированного пакета аутентификации и структурная схема модифицированного CRC16 представлена на рис. 2 (а) и рис. 2 (б) соответственно.

Прохождение аутентификации при использовании такой структуры данных происходит по принципу майнинга. При формировании пакета с терминала алгоритм перебирает возможные вариан-

ты модификации соли до тех пор пока не получит необходимые символы на определенных позициях в контрольной сумме, которые зависят от текущего времени, блок схема алгоритма приведена на рис. 3 (б).

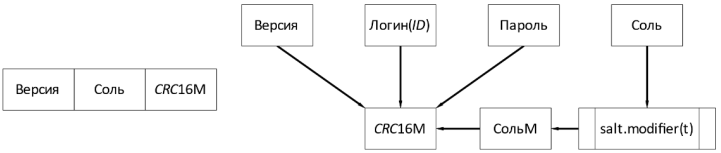



Рис. 2. Структурные схемы: содержания модифицированного пакета аутентификации (а) и расчета модифицированной контрольной суммы (б)

Блок схема алгоритма аутентификации на стороне сервера представлена на рис. 3 (а). Теперь для доступа к серверу злоумышленнику недостаточно перебирать логин/пароль, необходимо также знать алгоритм модификации соли.

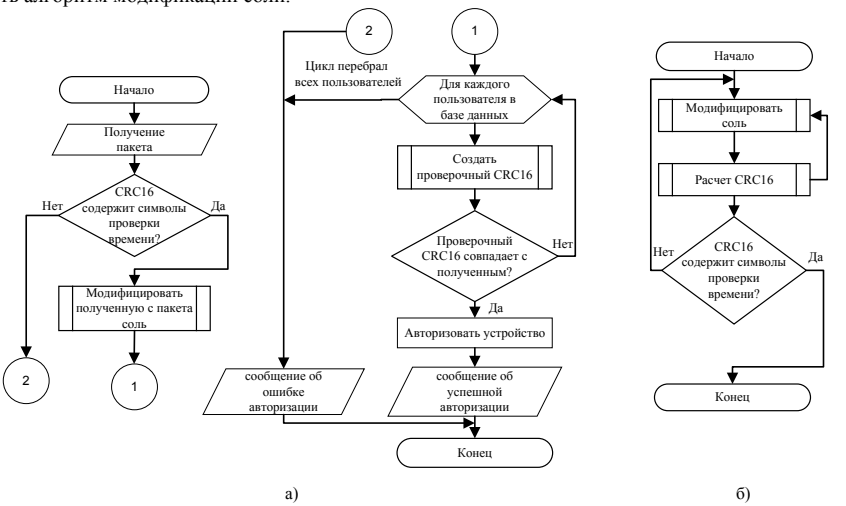



Рис. 3. Блок схемы: алгоритма аутентификации устройства на сервере (а) и создание контрольной суммы методом майнинга на терминале (б)

Достоинством предложенного решения является безопасность при передачи данных, модификация которых может привести к неблагоприятному исходу, и защита каналов связи сервера от возможного брутфорса.

## 3. Заключение

Предложенная усовершенствованная процедура аутентификации позволяет не передавать данные аутентификации в открытом виде, что существенно увеличивает безопасность системы. Чтобы компенсировать усложнение процедуры аутентификации на сервере, использована упрошенная технологии майнинга на стороне терминала, в результате которой при атаке, нагрузка на сервер снижается.

### Список литературы

1. Безгин А. А. Интеллектуальная система оперативного контроля пресноводных ресурсов и морских акваторий севастополя / Безгин А.А., Лунев Е.Г., Мотыжев С.В., Воликов М.С., Гимпилевич Ю.Б., Редькина Е.А., Лукьянчиков А.В. // Моря России: год науки и технологий в РФ — десятилетие наук об океане ООН, Севастополь, 20–24 октября 2021 года — Федеральный исследовательский центр "Морской гидрофизический институт" РАН, г. Севастополь — С. 216-217.
2. Гимпилевич Ю.Б. Особенности реализации управления терминалами в распределенной системе сбора данных/ Гимпилевич Ю.Б., Лукьянчиков А.В., Редькина Е.А.// СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. № 3. С. 93-94.

# Уменьшение энергопотребления терминальных устройств за счет использования технологии блокчейн

Лукьянчиков А. В., Ильяш Д. И.

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

***Аннотация:*** *Предложен способ уменьшения энергопотребления терминальных устройств в системе городского информационного портала, агрегирующего данные мониторинга окружающей среды и результатов аналитики. Способ заключается в модификации известного протокола «Wialon IPS» с целью уменьшения времени передачи модема и как следствия уменьшения расхода энергии. Уменьшить время передачи удалось за счет отказа от постоянной, начальной процедуры аутентификации. Предлагается не проводить аутентификацию при каждом сеансе связи, а только первый раз и затем поддерживать ее с использованием технологии блокчейн.*

## 1. Введение

Тенденции развития современного общества направлены на осуществление «цифрового перехода» и благодаря этому, улучшению качества жизни каждого человека. «Цифровой переход» (*Digital Transition*), или «цифровая трансформация» (*Digital Transformation*) — глубокие и всесторонние изменения в производственных и социальных процессах, связанные с тотальной заменой аналоговых технических систем цифровыми и широкомасштабным применением цифровых технологий. Цифровая трансформация охватывает не только саму производственную деятельность, но и изменение организационных структур компаний и бизнес-моделей. Одним из компонентов «цифрового перехода» являются распределенные системы сбора данных, которые позволяют осуществлять мониторинга окружающей среды и результатов аналитики. В таких системах присутствует большое количество терминальных устройств (например, метеостанции) оснащенных набором датчиков. Эти терминальные устройства стараются сделать максимально энергоэффективными, чтобы минимизировать затраты на их обслуживание, в связи с тем, что питание этих устройств автономное, их большое количество и они распределены на большой территории. Анализ показывает, что наибольшее потребление энергии происходит во время передачи информации на сервер и если этот промежуток времени сократить, то уменьшиться расход элемента питания, увеличится период технического обслуживания. Поэтому задача уменьшения потребления энергии удаленных терминалов — является актуальной.

## 2. Основная часть

Современные распределенные системы сбора данных разрабатываются с использованием клиент серверной структуры [1-3]. При наблюдении за экологическими параметрами терминалы отправляют отчеты по состоянию своих датчиков один раз в достаточно продолжительный промежуток времени (от 10 минут до трех часов) — для экономии батареи. На рисунке 1 а изображена последовательность обмена терминала с сервером по протоколу *«Wialon IPS»*.

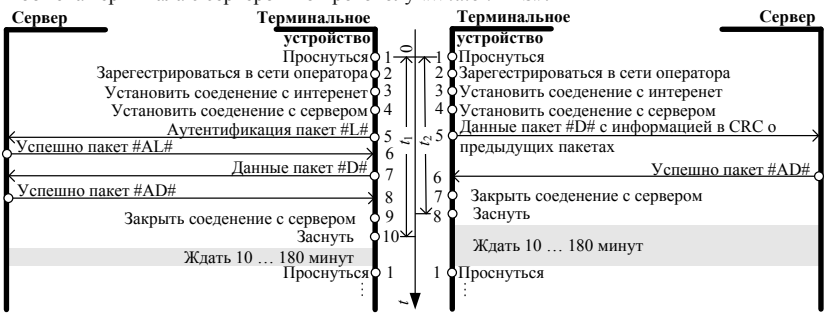



Рис. 1. Временная диаграмма последовательности обмена терминального устройства с сервером: а) по протоколу *«Wialon IPS»*; б) по модифицированному протоколу *«Wialon IPS»*

Этот протокол является достаточно простым для реализации на терминальных устройствах. Последовательность обмена состоит из инициализации терминального устройства(поскольку интервал обмена большой и устройство находится в режиме глубокого сна для экономии энергии), установления соединения с сеть интернет, установления сведения с сервером. Далее происходит взаимодействие с серверной частью по протоколу «*Wialon IPS»,* которое заключается в передачи пакета логина и пакета данных. Поскольку между сеансами связи терминала с сервером происходит разрыв соединения терминала с сервером, пакет логина надо посылать каждый раз при передачи данных, что влечет дополнительный расход энергии. Мы предлагаем не передавать пакет логина, а использовать ряд мероприятий по скрытой аутентификации терминального устройства, внутри пакета данных не увеличивая его, даже, на один байт как изображено на рисунке 1 б. Как видно объем данных и время обмена в предложенном протоколе меньше чем в оригинальном протоколе. Более подробно протокольная часть обмена терминала с сервером изображена на рисунке 2. Целосность каждого пакета контролируется с помощью процедуры циклической контрольной суммы *CRC16/ARC*, как изображено на рисунке 2 а.

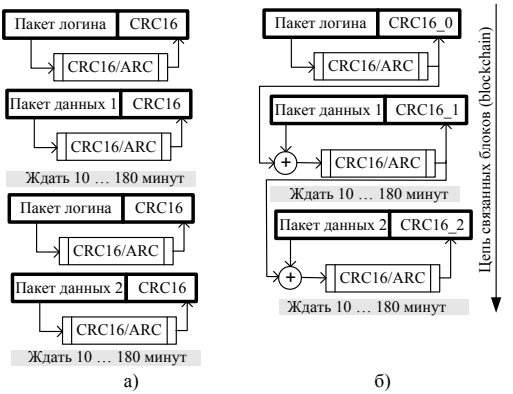



Рис. 2. Структурная схема формирование пакетов по протоколу *«Wialon IPS»*:
а) оригинальному; б) модифицированному

В отличие от оригинального варианта протокола, предлагаемый протокол, изображенный на рисунке 2 б, требует передать пакет авторизации один раз в начале цепи пакетов данных, а затем учитывать этот пакет и все последующие пакеты до текущего пакета при расчете его контрольной суммы. Это позволит, не меняя длину пакета данных заложить в его контрольную сумму информацию об аутентификации с одной стороны, а с другой затруднит подделку пакетов данных злоумышлинику, поскольку надо знать всю последовательность, начиная с первого пакета авторизации, и появляется возможность контролировать целостность всей цепочки пакетов данных. Эта является упрощенной технологией *blockchain*.

## 3. Заключение

Предложен модифицированный протокол «*Wialon IPS»,* в котором за счет упрощенной технологии блокчейн удалось исключить необходимость каждый раз при связи обмениваться пакетами логина, не изменив при этом размер пакета данных. Это позволило увеличить срок работы терминального устройства от одного комплекта батарей примерно на 20%.

## Список литературы

1. Гимпилевич Ю. Б. Система дистанционного контроля параметров технических объектов / Гимпилевич Лукьянчиков А.В., Вертегел В. В., Лукьянчиков А. В., Никифоров С. М., Мальцев Р. В., Скорик И. В.// 14-я Междунар. молодежная научно-техн. 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 севастопольской прибрежной акватории/ Гимпилевич Ю.Б., Лукьянчиков А.В., Редькина Е.А., Мотыжев С.В. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1-2. С. 122-123.

# Система мониторинга показателей образовательного процесса в области информационных технологий в телекоммуникациях

Батура М. П., Шнейдеров Е. Н.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*
*г. Минск, 220013, ул. П. Бровки, 6 Республика Беларусь*
*bmp@bsuir.by, shneiderov@bsuir.by*

***Аннотация:*** *В докладе кратко описаны причина и цель разработки в учреждении образования Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники системы мониторинга показателей образовательного процесса при использовании в обучении дистанционных технологий, а также отдельные технические и архитектурные подходы, использованные при разработке.*

## 1. Введение

С началом массового использования в образовательном процессе учреждений образования дистанционных технологий в академической сфере всё чаще появляются исследования в области оценки качества образования, основанные, в том числе, на анализе образовательных данных. В ряде источников [1, 2] сообщается, такого рода анализ позволяет понять, как лучше организовать учебный процесс, а принятые организационные меры, основанные на результатах анализа, позволяют значительно влиять на успеваемость обучаемых. Вместе с тем укрепляется научное направление «educational data mining» [3], ставящее целью получение и накопление закономерностей в информации, являющейся результатом образовательного процесса.

Для решения аналитических задач в образовательном процессе, реализованном с использованием дистанционных технологий и систем электронного обучения, нужно иметь представление как о количественных показателях процесса в разрезе определённого времени, так и о динамике изменения этих показателей с течением времени. Наиболее часто используемая в учреждениях образования система Moodle LMS на первый квартал 2022 года не имеет коробочного решения, позволяющего эффективно и быстро в автоматическом и даже полуавтоматическом режиме получать сводную информацию об образовательном процессе применительно ко всему учреждению образования. В Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники (далее – БГУИР) в рамках НИР для комплексного сбора показателей образовательного процесса была разработана информационная система автоматизированного мониторинга показателей образовательного процесса в системе электронного обучения на базе Moodle LMS, позволяющая извлекать, хранить и структурировать интересующие показатели.

## 2. Основная часть

Приступая к разработке системы мониторинга показателей образовательного процесса, был выполнен анализ существующих систем для Moodle LMS, близких по своим функциональным характеристикам (IntelliBoard, Edwiser Reports, LearnerScript, Zoola и др.). В результате анализа были сделаны следующие выводы:

– большинство коммерческих систем подобного вида разрабатываются универсальными и не имеют адаптации под образовательный процесс отдельного учреждения образования;

– представленные на рынке системы работают либо в режиме мониторинга реального времени (без сбора данных и анализа динамики их изменения), либо предполагают сбор данных на хосте Moodle LMS (это неприемлемо при мониторинге нескольких систем одновременно);

– только некоторые из рассмотренных систем поддерживают создание новых форм аналитических отчётов (это означает, что пользователи не смогут адаптировать их под свои нужды, кроме как путём внесения изменений в исходный код).

Выбранная для реализации архитектура системы соответствует хранилищам данных с архитектурой шины Ральфа Кимболла [4]. На начальном этапе в центре обработки данных БГУИР в тестовом режиме была развёрнута упрощённо представленная на рис. 1 виртуальная инфраструктура, которая включала:

– LMS Server – система электронного обучения (Ubuntu 20.04 / Moodle 3.11);

– ETL Server – система миграции данных из Moodle LMS в общее хранилище (Ubuntu 20.04 / Apache NiFi 1.16);

– DWH Server – хранилище данных (Ubuntu 20.04 / PostgreSQL 12);

– Monitor Server – сервер визуализации и анализа данных (Ubuntu 20.04 / Apache Superset).

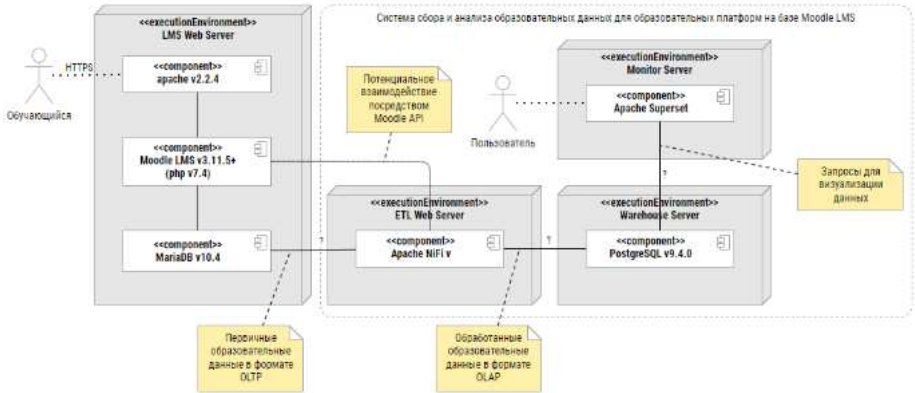



Рис. 1. Упрощённая структурная схема разработанной системы мониторинга образовательного процесса в системе электронного обучения на базе Moodle

Взаимодействие LMS Server и ETL Server выполняется посредством прямого извлечения данных Apache NiFi из MariaDB (в режиме чтения). Взаимодействие ETL Server и DWH Server выполняется посредством SQL-запросов Apache NiFi к PostgreSQL. Взаимодействие DWH Server и Monitor Server выполняется посредством SQL-запросов Apache Superset к PostgreSQL. Другими словами, миграция образовательных данных реализована в основном с помощью SQL-запросов к базе данных системы электронного обучения БГУИР, а также на платформе визуализации данных Apache Superset.

Реализованная архитектура системы мониторинга образовательного процесса в системе электронного обучения позволяет:

– получать и хранить данные из любого количества систем электронного обучения (важно, если учреждение образования использует несколько систем Moodle: отдельные системы на факультетах или отдельные системы для высшего и дополнительного образования), а также из систем типа «Деканат», логов сетевой активности пользователей и др.;

– хранить для анализа динамику изменения показателей образовательного процесса;

– функционировать независимо от работы системы электронного обучения;

– выполнять гибкий анализ данных в соответствии с мировыми подходами, включая OLAP-технологии, анализ данных с использованием нейросетей и др.;

– выполнять произвольную (удобную) визуализацию данных для последующего анализа.

## 3. Заключение

Область использования и потенциал развития системы достаточно широкие. В первую очередь это касается оценки эффективности методологических подходов при реализации образовательного процесса, в том числе в дистанционной форме обучения.

Использование мониторинга количественных показателей образовательного процесса в системе электронного обучения учреждения образования позволит использовать дистанционные технологий на новом уровне и определять наиболее критические факторы, сдерживающие его качественное развитие.

### Список литературы

1. Big Data: The Next Frontier for Innovation, Competition, and Productivity [Text] / Ed. by Manyika James, Chui Michael, Brown Brad, Bughin Jacques, Dobbs Richard, Roxburgh Charles, and Byers Angela. – McKinsey Global Institute, 2011.
2. Castro, F. Applying Data Mining Techniques to e-Learning Problems [Text] / F. Castro, A. Vellido, A. Nebot, F. Mugica// Studies in Computational Intelligence. – 2007. – Vol. 62. – P. 183-221.
3. Белоножко П. П., Карпенко А. П., Храмов Д. А. Анализ образовательных данных: направления и перспективы применения // Интернет-журнал «НАУКОВЕДЕНИЕ» Том 9, №4 (2017) http://naukovedenie.ru/PDF/15TVN417.pdf.
4. Основные подходы к архитектуре Хранилищ данных [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://iso.ru/ru/press-center/journal/2056.phtml.

# Классификация алгоритмов машинного обучения в задачах прогнозирования в системах мониторинга окружающей среды

[1] Волкова Е.А., [2] Рябышенков А.С., [3] Муратчаев С.С

*Национальный исследовательский университет «МИЭТ»*
*Институт перспективных материалов и технологий*
*пл. Шокина, 1, Зеленоград, Москва, 124498 Россия*
[1]*eavolkova2015@mail.ru,* [2]*ryabyshenkov@mail.ru,* [3]*said.muratchaev@gmail.com*

***Аннотация:*** *В данной работе предложена классификация алгоритмов машинного обучения для решения задач мониторинга окружающей среды. Проанализированы актуальные алгоритмы машинного обучения для задач прогнозирования экологических параметров. В зависимости от динамики изменения параметров – различные алгоритмы справляются с переменным успехом. Определение ключевых моментов для использования актуальных алгоритмов в зависимости от фазы изменения параметров – является актуальной задачей на исследование.*

## 1. Введение

В качестве исследуемой системы – взята системы «АСМОС», автоматизированная система мониторинга окружающей среды, с большим набором датчиков и исследуемых экологических параметров. Система состоит из распределенной сети датчиков на территории г. Зеленоград, вблизи промышленных предприятий для контроля процесса загрязнения окружающей среды.

## 2. Базовые алгоритмы прогнозирования

Метод наименьших квадратов является одним из наиболее базовых алгоритмах, применяемых для прогнозирования классических временных рядов, без учета ошибок и параметров цикличности. Данный алгоритм подходит для трендового прогнозирования параметров [1] (тенденция изменения временного ряда). На рис. 1 представлены модели прогнозирования относительно их сложности реализации в системах мониторинга.

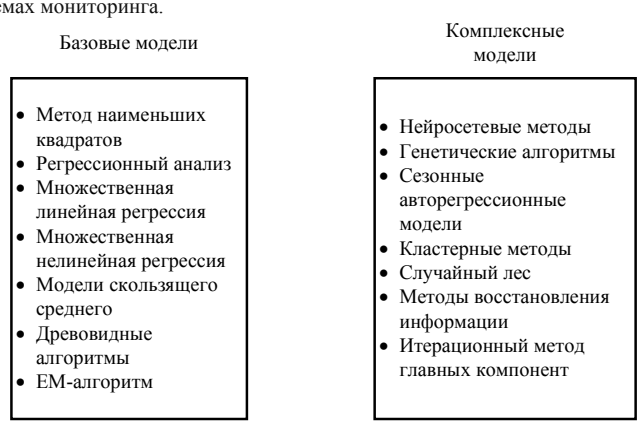



Рис.1. Классификация алгоритмов прогнозирования по сложности реализации.

Базовые модели не требовательны с точки зрения вычислительных мощностей системы, и предоставляют прогнозы быстрее комплексных моделей. Основным преимуществом такого рода моделей является простота реализации, и высокая точность, если данные несклонны к выбросам и резким изменениям собственных значений. Комплексные модели, напротив, требовательны к вычислительной мощности и к настройке гиперпараметров [2], для повышения результатов прогнозирования. В отличии от базовых моделей, комплексные позволяют учитывать не только тенденции изменения параметров, но и их сезонность, цикличность и наличие выбросов. В зависимости от характера исследуемых параметров необходимо произвести выбор актуальных алгоритмов.

За основу прогнозирования взяты считывания с датчиков параметров углекислого газа $CO_2$ и температуры воздуха. Данные параметры сильно отличаются друг от друга, так как температура, например имеет строгую сезонность и цикличность, когда в свою очередь параметр углекислого газа подвержен влиянию резких выбросов, и тяжело прогнозируется базовыми алгоритмами [3].

Критерием оценки работоспособности алгоритмов является классическая метрика среднеквадратичной ошибки (1), а также коэффициент детерминации $R^2$ (2). Коэффициент детерминации показывает, какую часть изменчивости наблюдаемой переменной можно объяснить с помощью построенной модели, т.е. значение коэффициента детерминации определяет долю (в процентах) изменений, обусловленных влиянием факторных признаков, в общей изменчивости результативного признака [4]. Значение данного параметра находится всегда в диапазоне от 0 до 1, где стремление к 1 отражает качество модели. Для наблюдений $y_i \in \mathbb{R}, \forall_i = 1, 2, ..., n$ определим среднеквадратичную ошибку и коэффициент детерминации:

$$MSE(y, \hat{y}) = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (1)$$

$$R^2(y, \hat{y}) = 1 - \frac{\sum_{i=1}^{n}(y_i - \hat{y}_i)^2}{\sum_{i=1}^{n}(y_i - \bar{y}_i)^2} \quad (2)$$

Таблица 1. Сравнительный анализ алгоритмов прогнозирования экологических параметров.

| Алгоритм прогнозирования | MSE CO2, ppm | $R^2$ CO2, ppm | MSE T, °C | $R^2$, °C |
|---|---|---|---|---|
| Метод наименьших квадратов | 3,7 | 0,80 | 5,6 | 0,64 |
| EM-алгоритм | 2 | 0,85 | 5,9 | 0,73 |
| Линейная регрессия | 8,1 | 0,76 | 8,2 | 0,44 |
| Случайный лес | 1,9 | 0,91 | 3,1 | 0,89 |
| SARIMA | 1,4 | 0,96 | 2,6 | 0,93 |
| LSTM | 1,9 | 0,92 | 2,8 | 0,91 |
| Кластерные методы | 2,3 | 0,81 | 3,5 | 0,87 |

В таблице 1 приведен сравнительный анализ алгоритмов прогнозирования для данных CO2 и температуры. Данные показатели сильно отличаются по своей динамике, и для каждого из параметра необходимо использовать свой алгоритм. В системе автоматизированного мониторинга окружающей среды за основу взята модели SARIMA, с интегрированной нейронной сетью LSTM. Результаты прогнозов модели SARIMA поступают на вход нейронов модели LSTM, которая в свою очередь классифицирует либо благоприятную тенденцию, либо отрицательную касающуюся состояния окружающей среды.

## 3. Заключение

В результате проведенных исследований приведены статистические оценки результатов работы алгоритмов и моделей прогнозирования экологических и метеорологических параметров. Результаты работы внедрены в систему автоматизированного мониторинга окружающей среды «АСМОС». Высокую точность продемонстрировали модели SARIMA и LSTM.

### Список литературы


1. L. Zhang, Y. Wei and Z. Wang, "Prediction on Ecological Water Demand Based on Support Vector Machine," 2008 International Conference on Computer Science and Software Engineering, 2008, pp. 1032-1035, doi: 10.1109/CSSE.2008.442.
2. D. D'Alelio, S. Rampone, L. M. Cusano, N. Sanseverino, L. Russo and M. W. Lomas, "Exploring long-term trends in marine ecosystems: machine-learning approaches to global change biology," 2021 International Workshop on Metrology for the Sea; Learning to Measure Sea Health Parameters (MetroSea), 2021, pp. 74-79, doi: 10.1109/MetroSea52177.2021.9611584.
3. W. Zheng, Y. Cui, J. Sui, F. Zheng, M. Bi and T. Wei, "Research on Monitoring Methods of Organic Pollution in Watershed Water Environment Based on Machine Learning," 2021 International Conference on Public Management and Intelligent Society (PMIS), 2021, pp. 304-307, doi: 10.1109/PMIS52742.2021.00074.
4. M. Hosseini, H. McNairn, S. Mitchell, A. Davidson and L. D. Robertson, "Comparison of Machine Learning Algorithms and Water Cloud Model for Leaf Area Index Estimation Over Corn Fields," IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2019, pp. 6267-6270, doi: 10.1109/IGARSS.2019.8900445.

# Распределенные системы датчиков для контроля изменений распределения полей при принятии решений о месте и типе нарушения на основе алгоритмов искусственного интеллекта

Юрченко А.В.
*Томский государственный университет*
*г. Томск, 634034, пр. Ленина, 98, Российская Федерация*
*niipp@inbox.ru*

***Аннотация:*** *Все более широкое применение распределенные системы находят в современных системах безопасности, в частности в целях создания сигнальных рубежей для охраны протяженных объектов. Новизной является использование трех реализаций: распределенной матрицы чувствительных датчиков изменения различных поле, обработки сигналов с датчиков в режиме реального времен, принятие решения на основе алгоритмов обучающего искусственного интеллекта*

## 1. Введение

Обеспечение безопасности и функционирования различных систем включает в себя широкую сферу деятельности, направленную на защиту от различного вида угроз, источником которых (и объектом защиты) могут выступать три основные части: человек, природа и техногенная среда (все, что создано человеком). Современные датчики, являющиеся важнейшими частями систем мониторинга в целом, из одно функциональных средств определения текущих значений измеряемых величин постепенно превращаются в многофункциональные средства, которые решают еще целый ряд задач по диагностике, преобразованию измерительной информации, выполнению достаточно сложных алгоритмов управления и т. д Наибольшее развитие за рубежом и в России получили технологии, использующие в том числе, волоконно-оптические кабели, как наиболее экономически выгодные и позволяющие подключать большое число датчиков с высокой скоростью обмена данными.

## 2. Результаты

Показана принципиальная возможность анализа сложно диагностируемых быстропротекающих нарушений разрабатываемыми средствами с высоким процентом определения. Показана на натурных моделях возможность и высокая эффективность использования нанодатчиков Сформирована библиотека математических моделей полевых сред, учитывающая их физические особенности. Создана основа для высокотехнологичного мониторинга с использованием многоуровневых систем нанодатчиков Предложены нанодатчики совместимые с ВОЛС
Разработаны оригинальные экспериментальные установки для исследования нанодатчиков и систем мониторинга на их основе

С помощью проведенных на компьютерной модели исследований плоской линейной антенны показана возможность высокой локализация места и размера нарушения .

## 3. Заключение

Результат макет интеллектуальной системы охраны распределенного типа для протяженных объектов на основе принципов искусственного интеллекта и исследования обнаружения нарушителя: до его проникновения в зону охраны, проникновения воздушным путем, роль вторичной линии защиты Проверяется невосприимчивость к внешним факторам «нетревожного» характера — индустриальные помехи, шум проходящего рядом транспорта, мелкие животные и птицы, устойчивость к электромагнитным помехам

## Список литературы

1. A.V. Yurchenko, A.D. Mekhtiyev, Y.G. Neshina, F.N. Bulatbayev, A.D. Alkina. The Mo.del of a Fiber-Optic Sensor for Monitoring Mecha.nical Stresses in Mine Working. Russian Journal of Nondes.tructive Testing. — 2018. — Vol.54. – No.7. — Pp. 528-533.

2. A. Yurchenko, A. Mekhtiyev, Y. Neshina, A. Alkina, V. Yugai. Passive Perimeter Security Systems Based On Optical Fibers Of G 652 Standard. V Proceedings of International Conference on Applied Innovation in IT. — 2019. — V.7, Issue 1. — Pp. 31-36.

3. Yurchenko A.V., Gorlov N.I., Mekhtiyev A.D., Kovtun A.A. Research of the additional losses occurring in optical fiber at its multiple bends in the range waves 1310nm, 1550nm and 1625nm Long (IOP Science. Journal of Physics), 2016, vol. 671. DOI:10:1088/1742-6596/671/1/012001.

4. A.V. Yurchenko, A.D. Mekhtiyev, Y.G. Neshina, F.N. Bulatbaev, A.D. Alkina. The Use of Optical Fiber to Control the Sudden Arch Collapse of the Mine Working. IOP Publishing IOP Conf. Series: Journal of Physics. — 2017. — 881. — Pp. 1-5.

5.Технологии, средства и принципы измерений на основе интеллектуальных датчиков. Монография / А.В. Юрченко, А.Д. Мехтиев, Югай В.В, Алдошина О.В., А.Д. Алькина. Карагандинский государственный технический университет – Караганда: Изд – во КарГТУ, 2018. – 123 с.

6. Mekhtiyev A.D., Yurchenko A.V., Neshina Y.G., Alkina A.D., P.Sh. Madi. Physical Principles of Developing Pressure Sensors Using Refractive Index Changes in Optical Fiber Microbending. Russ Phys J (2020). https://doi.org/10.1007/s11182-020-02038-y

7. Юрченко А.В., Горлов Н.И., А.Д. Алкина, А.Д. Мехтиев, А.А. Ковтун. Research of the Additional Losses Occurring in Optical Fiber at its Multiple Bends in the Range Waves 1310nm, 1550nm and 1625nm Long. IOP Science. Journal of Physics: Conference Series, V.671. http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/671/1/012001

# Реализация 2D свертки для спайковых нейросетей

Бондарев В. Н.

*Севастопольский государственный университет*
*ул. Университетская 33, г. Севастополь, 299053, Россия*
*bondarev@sevsu.ru*

***Аннотация:*** *Рассматриваются особенности спайковых нейросетей и различные подходы к реализации функций сверточного слоя: непосредственная реализация на языке Python, реализация средствами пакетов TensorFlow и PyTorch. Отмечаются достоинства и недостатки каждого из подходов. Приводятся примеры реализации функции спайковой свертки и результаты её применения для фильтрации изображений.*

## 1. Введение

Традиционные глубокие нейронные сети, обучаемые на основе алгоритма обратного распространенния ошибки, широко применяются при решении различных задач искусственного интеллекта. Однако применение таких сетей в областях с критическим энергопотреблением проблематично. Альтернативой являются биологически инспирированные спайковые нейронные сети (SNN - Spiking Neural Network) [1]. SNN отличаются от традиционных нейросетей используемыми моделями нейронных элементов, которые кодируют информацию в виде последовательсности импульсов (спайков), что обеспечивает их более высокую энергоэффективность.

Наибольшее распространение получили модели спайковых нейронов в виде порогового интегратора с утечкой (LIF – Leaky Integrate and Fire). Состояние LIF-нейрона определяется значением потенциала на выходе интегратора (мембранного потенциала). Если значение мембранного потенциала превышает некоторый порог, то нейрон формирует выходной спайк и состояние интегратора обнуляется. Сетевая функции нейрона представляется в виде суммы взвешенных входных спайков, поступающих от других нейронов сети.

В [2] было предложено векторно-матричное описание SNN, позволяющие адаптировать алгоритм обратного распространения ошибки и применять для обучения глубоких SNN существующие пакеты обучения глубоких нейронных сетей, такие как TensorFlow или PyTorch. Вместе с тем непосредственная реализация SNN с использованием этих пакетов вызывает затруднения из-за отсутствия ряда необходимых функций для обработки последовательностей спайков.

В работе рассматриваются несколько подходов к реализации функции двумерной спайковой свертки: непосредственная реализация на языке Python, реализация средствами популярных фреймворков для обучения нейросетей TensorFlow или PyTorch. В качестве примера рассматривается применение реализованных функций для задачи линейной фильтрации изображений.

## 2. Особенности программной реализации SNN

В работе [2] рассмотрена векторно-матричная модель обучения SNN, основанная на алгоритме обратного распространения ошибки. Особенностью модели является наличие пороговой функции в составе LIF нейрона, которая при использовании алгоритма обучения, основанного на обратном распространении ошибки, аппроксимируется дифференцируемой локальной функцией. Это обстоятельство вносит специфику в построение программных моделей типовых слоев SNN.

Универсальные возможности для программной реализации слоев SNN предоставляет язык Python. Однако в этом случае необходимо вручную программировать много низкоуровневых функций и получаемая реализация слоев SNN характеризуется низкой скоростью обработки. Реализация слоев SNN с помощью средств пакета TensorFlow позволяет воспользоваться некоторыми стандартными представлениями слоев при прямом распространении, но требует самостоятельного дописывания функций обратного распространения, что в итоге делает реализацию SNN сравнимой с первым подходом. Более компактной и гибкой получается реализация SNN с использованием средств пакета PyTorch.

## 3. Программная модель спайковой свертки

При моделировании SNN входные изображения представляются в виде последовательностей спайков. Для этого на каждом временном шаге значение яркости пикселей сравнивается со случайным числом с равномерным распределением. Если значение яркости пикселя превышает значение случайного числа, то на соответствующем временном шаге генерируется спайк, представляемый в

виде бинарной единицы. В результате формируются бинарные последовательности спайков заданной длины dST со средними частотами, равными яркостям пикселей входного изображения.

Ниже приведен упрощенный фрагмент функции, реализующей прямую передачу значений в двумерной спайковой свертке с использованием средств пакета TensorFlow:

```
def conv2d_lif_forward(b0, w, conv_param):
    …
    for k in range(dST):
        net = tf.nn.conv2d(b0, w, strides, padding='VALID')
        v= v*beta+net # мембранный потенциал
        b1[k]=v>=s
        v=v*(1-b1[k])
    …
return b1, cache
```

Входные параметры функции: b0 – массив спайков, представляющий входные изображения; w – массив весов фильтров сверточного слоя; conv_param – словарь ключевых параметров свертки: 'beta' – коэффициент затухания интегратора нейрона, 'stride' – шаг сдвига окна свертки, 's' – порог нейрона и др. Функция возвращает бинарный массив b1 выходных спайковых последовательностей и дополнительные значения в кортеже cache, используемые на этапе обратного распространения ошибки.

В качестве примера на рис.1 показаны результаты одновременной обработки двух цветных изображений с помощью приведенной выше функции 2D свертки. Исходные изображения были преобразованы в последовательсности спайков. Результирующие изображения восстанавливались путем простого подсчета входных и выходных спайков. Массив w содержал веса трех 2D фильтров размером 3x3. Первый фильтр обеспечивал преобразование цветного изображения в полутоновое, а второй и третий – подчеркивание перепадов яркости и границ (оператор Собела).




Рис. 1. Обработка цветных изображений с помощью 2D спайковой свертки

## 4. Заключение

Рассмотрены различные подходы к программной реализации типовых слоев спайковых нейросетей. Приводятся примеры реализации 2D спайковой свертки средствами языка Python, пакетов TensorFlow и PyTorch. Показано, что наиболее эффективной является реализация спайковой свертки средствами пакета PyTorch. Приведены примеры линейной фильтрации изображений с помощью разработанных программных реализаций спайковой свертки.

### Список литературы

1. Maass W. Paradigms for computing with spiking neurons // Models of Neural Networks. Early Vision and Attention / J.L. van Hemmen, J.D. Cowan, E.Domany (eds.). New York: Springer, 2002. Vol.4. P. 373—402.
2. Bondarev V. Training a digital model of a deep spiking neural network using backpropagation // E3S Web of Conferences. 2020. Vol. 224, No. 01026. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://doi.org/10.1051/e3sconf/202022401026 (дата обращения: 4.05.2022).

# Формирование секторной диаграммы направленности

Овчинникова Е.В.[1], Гаджиев Э.В.[1], Нгуен Динь То[1], Кондратьева С.Г.[1,2], Шмачилин П.А. [1,2]

[1]*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»*
*Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация*
[1,2]*Российский университет дружбы народов (РУДН)*
*ул. Миклухо-Маклая, д. 6, Москва, 117198, Российская Федерация*
*oea8888@gmail.com*

***Аннотация:*** *Предлагается методика синтеза секторной диаграммы направленности антенной решётки в виде функций Чебышева нечётных порядков. Рассмотрены антенные решётки с различным числом элементов. Для непрерывных антенных систем или антенн с большим числом элементов рассмотрены различные модификации метода парциальных диаграмм, обеспечивающие заданную точность воспроизведения форм секторных диаграмм направленности. Приведены результаты синтеза секторной диаграммы направленности антенной решётки из волноводных излучателей с эллиптической поляризацией.*

## 1. Введение

Антенные решётки позволяют осуществлять гибкое управление характеристиками направленности в соответствии с тактико-техническими задачами, решаемыми радиотехнической системой. Изменение формы диаграммы направленности (ДН), а также возможность формирования ДН специальной формы, требуется для функционирования радиолокационных систем, систем радиоэлектронной борьбы, связи и т.д. В ряде радиотехнических систем возникает необходимость формирования секторных ДН, поэтому в настоящее время имеется значительное число статей, посвященных решению этой задачи [1–9]. Похожие задачи возникают и при построении информационных телекоммуникационных систем, для которых необходимо обеспечивать допустимое изменение коэффициентов усиления и эллиптичности в заданном секторе углов, что можно достичь с помощью синтеза ДН специальной формы [10]. Для решения такой задачи подходит секторная ДН. Секторные ДН синтезируются и исследуются достаточно давно, они используются в гидроакустике радиолокации и связи. Многочисленные публикации по синтезу секторных ДН содержат рекомендации по выбору шаблонных функций, в качестве которых рассматриваются: модифицированные квадратичные функции и функции Хевисайда. Выбор данных функций обусловлен возможностью введения предыскажений для лучшего воспроизведения секторной ДН. Ряды, используемые для разложения секторных ДН, также определяются качеством воспроизведения шаблонной функции, минимизацией эффекта Гиббса и геометрией задачи.

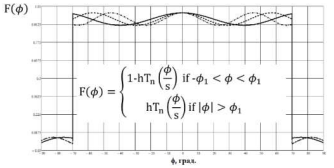
## 2. Теория

Возможность оперативного изменения характеристик направленности необходима также в телекоммуникационных системах, т.к. от энергетического потенциала и покрытия области пространства, в которой размещены пользователи зависит качество связи. При построении радиолинии передачи целевой информации, устанавливаемой на борту малого космического аппарата, возникает необходимость сохранения поляризационных характеристик в секторе размещения пунктов приёма [11–13]. Для получения требуемых поляризационных характеристик и характеристик направленности предлагается использовать ДН решётки в виде модифицированной функции Чебышева нечётного порядка:

$$F(\phi) = \begin{cases} 1 - hT_n\left(\frac{\phi}{s}\right) \; if \; -\phi_1 < \phi < \phi_1 \\ hT_n\left(\frac{\phi}{s}\right) if \; |\phi| > \phi_1 \end{cases}, \qquad (1)$$

где h, s -нормирующие коэффициенты, $T_n$ - функция Чебышева первого рода n-го порядка. Функции (1) для n=11,15,19 приведены на рис.1. На рис.2 показано разложение в ряд Фурье трёх функций.

Требуемая форма секторной ДН для спутниковой антенны системы передачи целевой информации приведена на рис.3 сплошной линией.



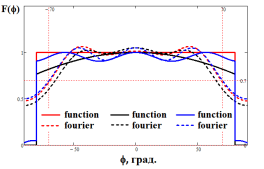




Рис.1. Функции Чебышева нечётного порядка Рис.2. Разложение шаблонных функций в ряд Фурье

Максимальное отклонение требуемой формы ДН от расчётной определяется выражением:

$$\Delta f(\phi) = max|F(\phi) - \mathrm{f}(\phi)|,$$

где F(f)- требуемая форма ДН, f(f) – синтезируемая форма ДН.

На рис.3 приведены синтезированные ДН решёток из N=8,16 и 32 элементов, совмещённые с ДН требуемой формы.

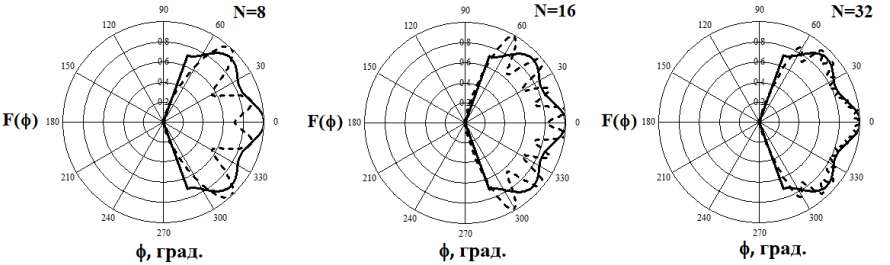



Рис.3. Синтезированные ДН решёток из N=8,16 и 32 элементов

Расчёт показывает, что для решётки из N=8 излучателей разложение в ряд Фурье даёт наименьшее искажение шаблонной функции и соответствует геометрии задачи. Из рисунков видно, что наилучшим образом требуемая ДН аппроксимируется решеткой из N=32 элементов. Если требуется получить равномерную ДН в более узком секторе, то количество излучателей может быть уменьшено.

## 3. Заключение

Предложена методика синтеза секторной ДН антенной решётки в виде функций Чебышева нечётных порядков. Показано, что применение этих функций обеспечивает требуемое отклонение ДН от заданной формы. С помощью разработанной методики рассчитаны ДН антенной решётки из волноводных излучателей с круговой поляризацией [14]. Приведены зависимость коэффициента эллиптичности от пространственных угловых координат.

## Список литературы


1. Д Добровольский Ю.О., Рубанов И. Л. Об одной модификации метода парциальных диаграмм для синтеза секторных диаграмм направленности антенных решеток. Акустический журнал, т.XXVIII, вып.1, 1982, с.42-45.
2. Останков А.В., Нечаев А.С., Дашян С.Ю. Синтез фазированной антенной решетки с секторной диаграммой направленности. Вестник Воронежского государственного технического университета. Т. 17. № 3. 2021, с.78-84.
3. Кирпичева И.А., Останков А.В., Рябчунов А.И. Оптимизация шаблона для повышения эффективности синтеза антенной решетки с косекансной диаграммой направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 2. С. 106-112.
4. Митрохин В.Н., Пропастин А.А. Синтез излучающей системы, формирующей секторную диаграмму направленности с минимизацией эффекта Гиббса // Радиооптика. 2016. № 6. С. 1-13.
5. Русов Ю.С., Пропастин А.А. Применение нечетных функций Матье для синтеза секторной диаграммы направленности многоэлементного излучателя. // Радиостроение. 2021. № 03. С. 1–12. DOI: 10.36027/rdeng.0321.0000194.
6. Павлович О.В., Грибанов А.Н., Гаврилова С.Е., Мосейчук Г.Ф., Кузнецов И.А. Обобщенные характеристики расширенных секторных лучей фазированной антенной решетки, полученных масштабированием фазовых распределений. *Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей»*. 2020;(1):46-54. https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-1-46-54
7. R. Eirey-Perez, J.A. Rodriguez-Gonzalez, and F.J. Ares-Pena. Realizing ϕ-Simmetric Radiation Patterns of Circular Apertures Using Circular Square-Grid Arrays. IEEE Antennas and Propagation magazine, Vol.54, No3, June 2012, pp.135-142.
8. R. Eirey-Pérez, A. A. Salas-Sánchez, J. A. Rodríguez-González, E. Moreno-Piquero, F. J. Ares-Pena, "Pencil beams and flat-topped beams with asymmetric side lobes from circular arrays", Antennas and Propagation (EuCAP) 2014 8th European Conference on , pp. 3615-3619, 2014.

9. Edmund K. Miller, "Synthesizing Linear-Array Patterns via Matrix Computation of Element Currents", Antennas and Propagation Magazine IEEE , vol. 55, no. 5, pp. 85-96, 2013.
10. Антенные решётки спутниковых мобильных телекоммуникационных систем / Е.В. Овчинникова, Э.В. Гаджиев, С.Г. Кондратьева [и др.] // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2021. – Т. 182. – № 3. – С. 39-54.
11. Генералов А.Г. Состояние и перспективы развития бортовых антенно-фидерных устройств радиолинии передачи целевой информации космических аппаратов / А.Г. Генералов, Э.В. Гаджиев // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2018. – № 2(30). – С. 44-52.
12. Антенные системы радиолиний передачи информации малых космических аппаратов / А.Г. Генералов, Э.В. Гаджиев, Е.В. Овчинникова [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – № 1-1. – С. 176-177.
13. Антенные системы радиолинии передачи информации космических аппаратов: состояние и перспективы развития / Е.В. Овчинникова, С.Г. Кондратьева, П.А. Шмачилин [и др.] // Радиотехника. – 2021. – Т. 85. – № 3. – С. 86-95. – DOI 10.18127/j00338486-202103-09.
14. Волноводная антенная решетка Х-диапазона с эллиптической поляризацией / Е.В. Овчинникова, Э.В. Гаджиев, Д. Т. Нгуен [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2021. – № 3. – С. 114-115.

# Способы подбора шага 3D печати линзы Люнеберга [1]

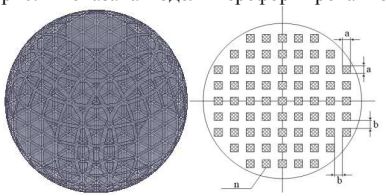
[1] Носков В. Я., [1,2] Денисов Д. В.

[1] *Уральский Федеральный Университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина*
*г. Екатеринбург, ул. Мира, 19, Российская Федерация*
*noskov_48@mail.ru*
[2] *Уральский технический институт связи и информатики (филиал) Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики,*
*г. Екатеринбург, ул. Репина, 15, Российская Федерация.*

***Аннотация:*** *предлагается подход к определению и подбору шага печати многослойной сферической линзы Люнеберга, изготавливаемой по технологии 3D-печати. Подход основан на измерении диэлектрических параметров образца материала волноводным методом. Электрофизические параметры печатаемого материала могут быть отрегулированы достаточно большим числом способов: изменением шага печати, добавлением вкраплений, неоднородностей или воздушных зазоров (возможны комбинации указанных подходов).*

## 1. Введение

Классическая линза Люнеберга (ЛЛ) представляет собой сферически-симметричную линзу с градиентным показателем преломления, меняющимся от 2 в центре до 1 на ее поверхности в соответствии с законом $n(r) = \sqrt{2 - (r/a)^2}$, где – $a$ является внешним радиусом линзы, $r$ – это радиальная координата в сферической системе координат [1]. Основной задачей при изготовлении линзы Люнеберга методом трехмерной печати является выбор оптимальной геометрии заполнения сферы. К настоящему времени опубликовано множество вариантов, в том числе изготовление путем печати на 3D-принтере по технологии струйной полимеризации, включающей в структуру неоднородностей [2]. Мы предлагаем уменьшать среднюю диэлектрическую проницаемость каждого слоя линзы с помощью кубических отверстий. Данный подход достаточно прост, так как кубические отверстия могут быть созданы автоматически с помощью драйвера 3D-принтера на этапе выбора плотности заполнения пластиком при печати. Во многих 3D принтерах используется PLA-пластик с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3{,}1$. Добавление кубических воздушных наполнителей разного размера и с разным шагом позволит снизить диэлектрическую проницаемость до необходимого значения. В качестве примера на рис. 1 показана модель переформированной сферы первого слоя линзы.




*а* *б*

Рис. 1 Геометрия первого слоя линзы Люнеберга с перфорацией, *а* – модель в среде Ansys Electronics Desktop (HFSS Design), б – параметры для регулирования плотности заполнения (*a* – размер сторон кубического элемента, *b* – расстояние между элементами, *n* – количеству элементов)

В структуре, показанной на рис. 1 диэлектрическая проницаемость регулируется по трем параметрам: *a, b, n*. Для достижения удовлетворительных электродинамических параметров при прохождении волны через подобную структуру необходимо чтобы геометрия перфорации была меньше длины волны [3]. Основная сложность заключается в том, чтобы обеспечить соответствие средней диэлектрической проницаемости перфорированного слоя требуемому значению.

## 2. Контроль плотности заполнения путем сравнения диаграмм рассеяния

Для подбора параметров отверстий *a, b, n* можно применить возможности параметрического анализа программного пакета Ansys Electronics Desktop (HFSS Design). Суть использования данного подхода заключается в приближении к необходимым электродинамическим характеристикам за счет изменения параметров геометрии модели с помощью встроенных генетических алгоритмов и прочих

[1] Работа выполнена в рамках Государственного задания № 071–03-2022-001

алгоритмов оптимизации. Встроенными программными средствами предлагается указать диапазон изменение размеров отверстий и сравнивать диаграммы рассеяния на сферах для каждого слоя. Сравнение производится до тех пор, пока диаграммы на сфере требуемой диэлектрической проницаемости и перфорированной сфере не совпадут с достаточной степенью точности, как показано на рис. 2.

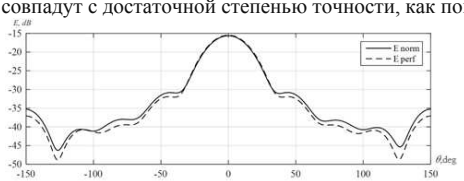



Рис. 2 Диаграмма рассеяния на первом слое линзы Люнеберга, E norm - диаграмма рассеяния всей сферы с параметрами первого слоя линзы, E perf – диаграмма рассеяния на сфере с перфорацией для того же слоя

Таким образом, при уменьшении плотности заполнения материала можно добиться изменения диэлектрической проницаемости с необходимой степенью точности. Шаг и плотность перфорации может быть подобрана для каждого слоя линзы. Параметры слоев линзы как для оптимизированной, так и для равношаговой аппроксимации приводятся в работе [4].

## 3. Контроль плотности заполнения путем измерения диэлектрической проницаемости

В радиотехнических приложениях находит применение широкополосное измерение комплексных диэлектрических постоянных. В подобных методах образец помещается в секцию волновода и измеряются параметры рассеяния, например с помощью автоматического анализатора цепей. Уравнения рассеяния связывают измеренные параметры рассеяния с проницаемостью материала [5]. Модель прямоугольного волновода с исследуемым материалом также может быть реализована в среде HFSS Design, используя эту модель мы можем подобрать шаг перфорации.

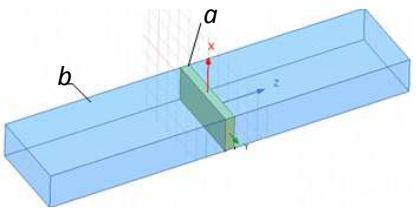



Рис. 3 Диаграмма рассеяния на первом слое линзы Люнеберга, *a* – образец материала, *b* – прямоугольный волновод

По сравнение с предыдущим методом, этот подход требует меньших затрат вычислительных ресурсов, однако требует дополнительных вычислений проницаемости из полученных S-параметров. Подробный расчет диэлектрической проницаемости представлен в [3, 5].

## 4. Заключение

В работе рассмотрены варианты контроля параметров линзы Люнебурга (ЛЛ) при изготовлении ее методом 3D-печати. Полученные результаты показывают, что при уменьшении плотности наполнения материала можно добиться изменения диэлектрической проницаемости с необходимой степенью точности. Рассмотренные подходы позволяют автоматизировать технологический процесс создания антенных систем на базе ЛЛ. Наиболее технологичным способом реализации ЛЛ является ее создание из неоднородного диэлектрика, формируемого методом 3D-печати. Показан также пример использования оптимизатора Ansys HFSS для определения структуры материала линзы.

### Список литературы

1. Luneburg R. K. The Mathematical Theory of Optics. Providence, RI: Brown Univ. Press, 1944.
2. Santos R. A., Fré G. L., Mejia F. B., Spadoti D. H. Reconfigurable Hemispherical Dielectric Lens // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). Cartagena, Colombia (10-14 Sept. 2018). 2018. pp.489–492.
3. Денисов Д. В., Тангамян А.А. Расчет линзы Люнебурга в ANSYS HFSS для подготовки к изготовлению с помощью 3D-печати. Вестник СибГУТИ. 2020. № 3. 54–63.
4. Fuchs B., Coq L. Le., Lafond O., Rondineau S.. Design optimization of multi-shell Luneberg Lens // IEEE Trans. Ant. Prop. 2007. Vol. 55. No. 2. P. 283–289.
5. Baker-Jarvis J. Transmission/Reflection and Short-circuit Line Permittivity Measurements // National Institute of Standards and Technology, Director W. Lyons. 1990. No. 2. P. 5–13.

# Динамическая коррекция диаграммы направленности адаптивной антенной решетки

Обуховец В.А.

*Южный федеральный университет*
*г. Ростов-на-Дону, 344006, ул. Б. Садовая, 105/42, Российская Федерация*
*vaobuhovec@sfedu.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрены алгоритмы управления весовыми коэффициентами адаптивной антенной решетки, основанные на коррекции исходной диаграммы направленности, ориентированной на подавление воздействия сигналов помехи. Коррекция позволяет значительно снизить размерность задачи, сократить вычислительные затраты и время адаптации. Для формирования корректирующей диаграммы предложено использовать подрешетку из нескольких излучателей. Обсуждаются способы образования подрешеток, представлены результаты моделирования.*

***Ключевые слова:*** *адаптивная антенная решетка, помехи, коррекция диаграмм направленности, алгоритмы, вектор весовых коэффициентов.*

## 1. Введение

Современные радиоэлектронные системы должны обеспечивать высокую помехозащищенность. Значительная роль в выполнении данного требования отводится антенным системам, способным изменять свою диаграмму направленности (ДН) для подавления помех. Реакция антенны на устранение вредного воздействия мешающих сигналов должна быть очень быстрой [1]. При построении адаптивных антенных решеток необходимо обеспечить работу в режиме реального времени. Это предъявляет высокие требования как к быстродействию процессора, так и к алгоритмам управления.

Число и разнообразие алгоритмов адаптации чрезвычайно велико [2 - 5]. Общей их особенностью является вычисление оптимального вектора весовых коэффициентов обработки сигналов, размерность которого обычно совпадает с числом излучателей решетки. При большом числе излучателей процедура расчета $w^{\text{опт}} >$ является главной причиной «торможения» вычислений, поскольку сводится она либо к решению системы уравнений высокого порядка, либо к некоторому итерационному процессу.

## 2. Теория

В настоящей работе рассмотрены два способа построения алгоритмов оптимальной обработки со значительно пониженной трудоемкостью вычислений. Оба способа основаны на идее коррекции исходной диаграммы направленности решетки и вычислении только корректирующих поправок к $w^{\text{опт}} >$, а не всех весовых коэффициентов.

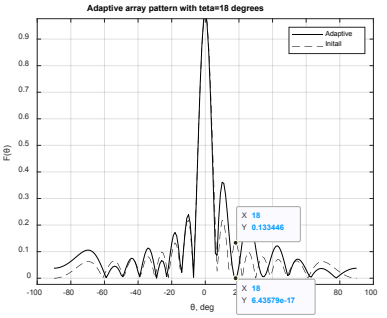
Алгоритм адаптации первого способа базируется на применении вариационного подхода, обеспечивающего максимально возможное значение с/ш при условии подавления нескольких сосредоточенных помех. Расчет $w^{\text{опт}} >$ сводится к решению системы уравнений небольшого порядка, определяемого числом подавляемых помех.

Основная идея второго алгоритма состоит в определении поправочной функции к исходной ДН, обеспечивающей подавление сигнала помехи до заданного уровня. Эта функция представляет собой ДН подрешетки, составленной из нескольких излучателей основной решетки. В этом алгоритме нет необходимости вычислять весь вектор $w^{\text{опт}} >$. Достаточно лишь определить корректирующую добавку к коэффициентам, номера которых соответствуют излучателям подрешетки. Выбор излучателей подрешетки определяет степень воздействия (и угловую область воздействия) на форму исходной ДН.

На рис. 1 и 2 представлены примеры моделирования процесса подавления сигналов помех, приходящих с направлений $\theta_{\text{П}} = 18^0$ (рис.1 – помеха в направлении второго бокового лепестка) и $\theta_{\text{П}} = -10^0$ (рис.2 – подавление первого бокового лепестка). Решетка состоит их $16 \times 16$ изотропных излучателей, расположенных на плоскости на расстояниях $d_x = d_y = 0{,}5\lambda$ друг от друга. Для формирования подрешетки $4 \times 4$ выбраны в центре решетки излучатели с номерами от 7 до 10.

## 3. Заключение

Выбор количества и расположения излучателей подрешетки определяет ширину корректирующей ДН, а следовательно, и степень искажения исходной ДН. Это влияние тем значительнее, чем ближе направление помехи к главному лепестку исходной ДН. Для минимизации искажений исходной ДН число излучателей подрешетки надо увеличивать.




G

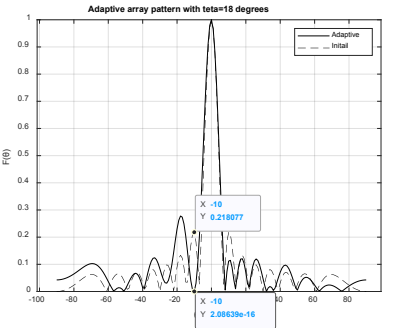



Рис. 1. ДН решетки при $\theta_{\text{П}} = 18^{0}$

Рис. 2. ДН решетки при $\theta_{\text{П}} = -10^{0}$

## Список литературы


1. 1.Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. М.: Радиотехника. 2014. 525 с.
2. Хансен Р.С.. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера. 2012. 558 с.
3. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М. : Радиотехника. 2010. 141 с.
4. Shirvani S., Shirvani M. Speed-Sensitive Weighting Algorithm for Digital Beamforming of Adaptive Antenna Arrays. Wireless Engineering and Technology. 2011. No 2 P. 165-174 doi:10.4236/wet.2011.23024 Published Online July 2011 (http://www.SciRP.org/journal/wet).
5. Haupt R. L. Antenna Arrays: A Computational Approach. New York: Wiley-IEEE Press. 2010. Wireless Engineering and Technology. 2011. No 2. P. 165-174. doi:10.4236/wet.2011.23024.
6. Обуховец В.А. Эффективный алгоритм расчета весовых коэффициентов в адаптивных антенных решетках // 31-я Международная Крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», 7-13 сентября 2021 г., Севастополь, Россия. В сб. научных трудов «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2021. Вып. 3. С. 118-119
7. Gong Y., Zheng S.Y., An Effective Hybrid Synthesis Strategy of Multibeam Subarray// IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 70, No 4. 2022. P. 2623 – 2632. doi: 10.1109/TAP.2021.3118710

# Линейный модуль фазированной антенной решетки W диапазона частот

[1] Комиссарова Е. В., [1] Крехтунов В. М.

[1] *Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)*
*г. Москва, ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация*
*komissarovaev@bmstu.ru*

***Аннотация:*** *Приводятся результаты разработки элементной базы проходных ФАР W-диапазона частот. Элемент включает приемный и апертурный волноводно-диэлектрические излучатели и волноводный ферритовый фарадеевский фазовращатель с магнитной памятью. Рассматриваются вопросы компоновки антенного полотна проходной ФАР в виде совокупности линейных модулей. С целью расширения сектора сканирования луча ФАР минимизируются поперечные размеры ферритовых фазовращателей; основания линейных модулей выполняются с отверстиями, в которые частично погружаются корпуса фазовращателей, а волноводы излучателей устанавливаются на основании линейного модуля с нанесенными на нем печатными проводниками, объединяющими выводы обмоток намагничивания фазовращателей с выводами системы управления лучом ФАР. При предложенном конструктивном выполнении элементов и оснований модулей сектор сканирования луча проходной ФАР W-диапазона частот приближается к аналогичному параметру отражательной ФАР.*

## 1. Введение

Наглядное представление о сложности и трудоемкости разработки многоэлементной ФАР с широкоугольным электрическим сканированием луча дает информация [1], где обобщается опыт создания и серийного производства высокотехнологичных элементов ФАР X-диапазона частот. По мнению авторов, наиболее трудоемкими процессами при реализации проходной ФАР являются разработка и серийное производство элементов ФАР, создание корпуса антенной решетки, установка элементов ФАР в ее раскрыве и обеспечение вывода проводов обмоток намагничивания волноводных ферритовых фарадеевских фазовращателей (ФВ) на боковую поверхность антенны для соединения с выходами системы управления лучом (СУЛ). Сравнение поэлементного и модульного построения полотна ФАР [1] показало преимущество последнего, обеспечивающего упрощение конструкции и снижение трудоемкости изготовления. Однако при этом необходимо иметь плиту, на которую устанавливаются двухстрочные шестнацатиэлементные модули ФАР и размещаются линии управления ФВ. На более высоких частотах, например в Ка-диапазоне, такие модули ФАР из элементов [2] при широкоугольном сканировании луча, например в секторе ±45° труднореализуемы. Более эффективным является построение антенного полотна ФАР в виде совокупности линейных модулей.

## 2. Основная часть

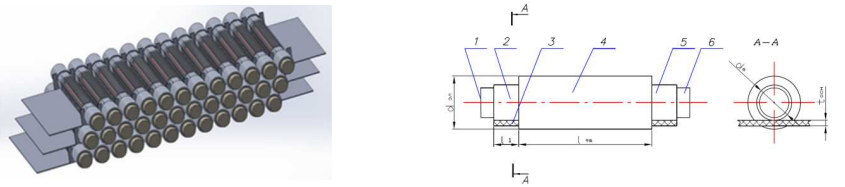
Эффективность построения антенного полотна ФАР из линейных модулей показана в [3] при создании проходной ФАР Ка-диапазона частот с числом элементов более $10^4$, осуществляющей широкоугольное электрическое сканирование луча в секторе ±45° по двум координатам. На рис.1 а), например, показан фрагмент раскрыва ФАР, состоящий из линейных модулей. Каждый модуль [4] включает основание в виде ленты, на которой установлены элементы проходной ФАР и нанесены печатные проводники, соединяющие выводы обмоток намагничивания ферритовых стержней (ФС) ФВ с выходами системы управления лучом, размещенными на боковой поверхности антенны.

Одной из проблем, решаемых при построении проходных ФАР [1, 3] является создание проходных элементов с меньшими по сравнению с элементами отражательных ФАР поперечными размерами. Это является следствием введения оснований линейных модулей, увеличивающих шаг антенной решетки в направлении, перпендикулярном плоскости основания линейного модуля, а следовательно, уменьшающие сектор сканирования луча. Особенно это становятся актуально при разработке многоэлементной ФАР для коротковолновой части миллиметрового диапазона волн, например в W-диапазоне. Имевшиеся до недавнего времени разработки элементной базы этого диапазона [5, 6], обеспечивают сканирование луча в секторе ±30° для ФВ с металлизированным ФС и ±15° для ФВ с ферритовым стержнем без токопроводящего покрытия боковой поверхности.

Рассматриваются пути расширения сектора сканирования луча проходной ФАР W-диапазона частот. Среди них: минимизация размеров поперечного сечения ФВ, выполняемого «по обычной схеме» на основе ФС с квадратной формой поперечного сечения с токопроводящим покрытием его

боковой поверхности, применение бескаркасной обмотки намагничивания ФС; оптимизация корпуса элемента ФАР путем замены гильзы с толщиной стенки 0,15 мм с круглой формой поперечного сечения на гильзу с двумя плоскими гранями; модернизация основания линейного модуля ФАР, выполняемого в виде жесткой пластины толщиной (0,2-0,3) мм с прямоугольными отверстиями вдоль плоскости полотна и печатными проводниками по ее бокам. Элементы ФАР, в отличие от [3], имеют минимально достижимые размеры поперечного сечения ФВ и уменьшенные габариты волноводов излучателей. При сборке линейного модуля ФАР его элементы, как и в [1, 3], устанавливаются на основание модуля аналогично модулю Ка-диапазона частот, показанного на рис. 1а). При этом корпус каждого ФВ опускается в прямоугольное отверстие в основании модуля.

Эскиз одного элемента ФАР, установленного на основание линейного модуля, и его поперечное сечение показаны на рис. 1 б). Здесь обозначено 1 и 6 – приемный и апертурный излучатели элемента ФАР; 2 и 5 – волноводы излучателей диаметром $d_в$; 3 – основание линейного модуля толщиной $t_{осн}$; 4 – корпус элемента ФАР диаметром $d_{эл}$. При предлагаемом выполнении основания модуля и продольной конфигурации элемента ФАР обеспечивается сближение продольных осей элементов соседних модулей, ослабляется влияние основания модуля на шаг решетки в направлении оси Y, что приводит к расширению сектора сканирования луча в плоскости XY до (30-35)°.




а) б)

Рис. 1. Модуль и элемент проходной ФАР: а) модуль Ка-диапазона; б) элемент W-диапазона частот

С учетом последних достижений в области расчета приемной и апертурной антенных решеток волноводно-диэлектрических излучателей [7] рассмотрены способы повышения коэффициента усиления ФАР W-диапазона частот за счет улучшения согласования антенных решеток и снижения КВЧ-потерь на просачивание энергии в межэлементное пространство, имеющее место при отсутствии общих экранов, объединяющих корпуса волноводов излучателей.

## 3. Заключение

Проведенные исследования показали реальную возможность расширения сектора электрического сканирования луча многоэлементной проходной ФАР W-диапазона частот с ФВ. Достижение поставленной цели обеспечено: минимизацией размеров поперечного сечения ФВ, введением в сборку линейного модуля ФАР основания в виде жесткой пластины толщиной 0,2-0,3 мм с отверстиями, в каждое из которых опущен корпус ФВ. При этом волноводы излучателей, имеющие меньшие поперечные размеры по сравнению с поперечными размерами фазовращателя, непосредственно примыкают к основанию модуля и соединены с ним клеевым способом. Выполнение всех этих мероприятий дает возможность обеспечить сектор сканирования луча проходной ФАР W-диапазона частот до ±35° по двум координатам, что сравнимо с параметрами ранее полученными для отражательной ФАР.

## Список литературы


1. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna arrays // Intentional Conference on Radar. Paris. 3-6 May. 1994. A. 3. Antenna design. P. 20–24.
2. Патент № 2325741 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. Л.Б. Рошаль, А.И. Фирсенков, В.М. Крехтунов, О.Ю. Шевцов. Заявл. 06.10.2006, опубл. 27.05.2008. Бюл. № 15.
3. Патент № 2713098 РФ. Фазированная антенная решетка. Слугин В.Г., Шевцов О.Ю., Крехтунов В.М., Антохин Г.И., Беляков Б.В., Ланцов А.А., Заявл. 24.05.2019, опубл. 03.02.2020. Бюл. № 4
4. Патент № 2461930 РФ. Модуль проходной фазированной антенной решетки. Русов Ю.С., Голубцов М.Е., Крехтунов В.М., Нефедов С.И. Заявл. 30.12.2010. Опубл. 20.09.2012. Бюл. № 26
5. 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.
6. Патент 2474018 РФ. Элемент фазированной отражательной антенной решетки. Комиссарова Е. В., Крехтунов В.М. Заявл. 30.12.2010. Опубл. 27.01.2013. Бюл. № 3.
7. Модернизация элементов фазированной антенной решетки миллиметрового диапазона волн / Русов Ю.С., Будкин А.А., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю., Артющев А.В. Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. 2012. № 8 (8). С. 16.

# Печатная антенна для спутниковой системы связи Арктика-М

Безгин А. А., Савочкин А. А.

*Севастопольский государственный университет*
*г. Севастополь, 299053, ул. Университетская 33 Российская Федерация*
*bezghinaa@gmail.com*

***Аннотация:*** *Разработана малогабаритная печатная антенна круговой поляризации для отечественной спутниковой системы связи «Арктика-М» использующей высокоэллиптическую орбиту типа «Молния». Антенна имеет размеры и форму позволяющие устанавливать ее в корпус автономных измерительных буев. Антенна состоит из излучателя квадратной формы расположенного над экраном. Для формирования поля круговой поляризации использован метод внесения неоднородности в антенну.*

## 1. Введение

В 2021 году на орбиту Земли был запущена гидрометеорологическая система, основанная на спутнике «Арктика-М». Система предназначена для круглосуточного всепогодного мониторинга поверхности Земли и морей Северного Ледовитого океана и всего арктического региона выше 50-60° с.ш., с возможностью передачи данных. Космический аппарат (КА) «Арктика-М» находится на рабочей высокоэллиптической орбите типа «Молния» с высотой апогея 37400-39800 км (выше геостационарной орбиты), перигея 600-3000 км. По функциональному набору оборудования спутник «Арктика-М» аналогичен метеорологическим геостационарным аппаратам дистанционного зондирования Земли серии «Электро-Л» [1].

Особенностью работы системы, связанной с орбитой КА, является период возможной радиосвязи: 6 часов через 6 часов. В 2023 году запланирован запуск второго КА, что должно устранить задержку в передачи данных. Передача данных на скоростях до 1200 бит/с осуществляется на частотах 401…403 МГц. Предусмотрена двухсторонняя связь (частота приема 1697…1698 МГц), однако она применима только для стационарных объектов из-за больших габаритных размеров приемной антенны. Ввиду высокой орбиты мощность передатчика составляет 10 Вт.

Прием, обработка, архивация и распространение спутниковых данных с КА «Арктика-М» №1 осуществляются Государственной территориально-распределенной системой космического мониторинга Росгидромета в составе Европейского, Сибирского и Дальневосточного центров ФГБУ «НИЦ «Планета».

В настоящее время обмен данными через систему Арктика-М осуществляется только со стационарных объектов, однако существует потребность установки передающих модемов этой системы на малогабаритные автономные измерительные устройства (например, дрейфующий буй или автономная метеостанция) [2]. Для этого необходимо разработать малогабаритную печатную антенну, которую можно установить в корпус дрейфующего буя.

## 2. Основная часть

В качестве основы используем антенну для спутниковой системы связи Argos, описанную в [3,4]. Антенна состоит из круглого металлического экрана диаметром 400 мм и расположенного над ним квадратного излучателя. Размер экрана выбран по согласно размерам корпуса дрейфующего буя. Размер стороны квадрата определяется по формуле (1) [5], согласно которой, для уменьшения размеров излучателя необходимо увеличивать диэлектрическую проницаемость материала подложки.

$$a_{изл} \approx \lambda \Big/ 2\sqrt{\varepsilon} \qquad (1)$$

где: $\lambda$ — длина волны; $\varepsilon$ — диэлектрическая проницаемость среды между излучателем и экраном.

Для формирования поля круговой поляризации используется широко описанный метод внесения неоднородности в геометрию излучателя путем усечения углов [6,7].

Модель антенны создана в *CAD FEKO* (рис. 1,а). Геометрические размеры антенны определены в процессе моделирования. В качестве материала излучателя со стороной $a_{изл}$= 182 мм выбран двухсторонний фольгированный стеклотекстолит *FR*4 с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon$=4,4 и толщиной $h$=4 мм. Вырезы излучателя выполнены в виде треугольников со стороной 21 мм. Точка питания смещена от центра излучателя на расстояние $F$=72 мм.

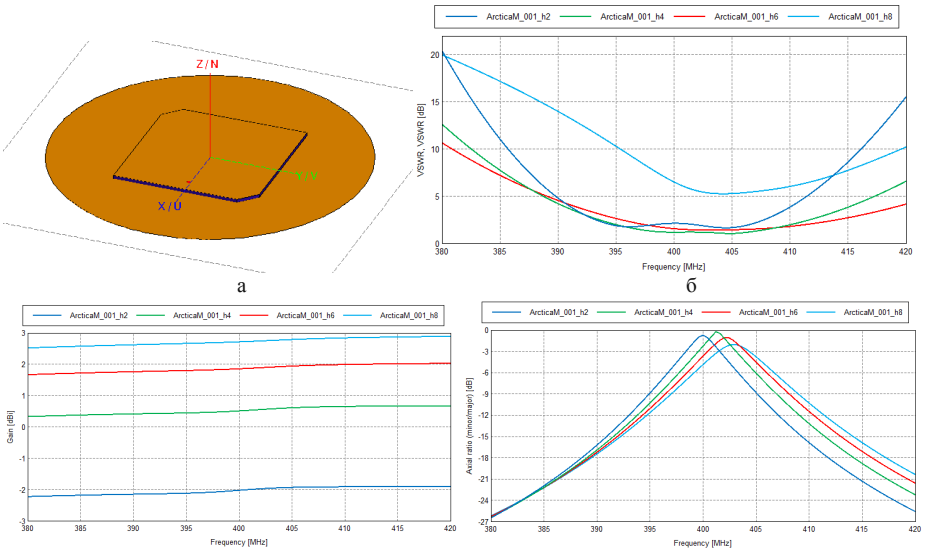



Рис. 1. Геометрия антенны в CAD FEKO (а), частотные зависимости КСВ (б), коэффициента усиления в главном направлении (в) и коэффициента эллиптичности в главном направлении (г) антенны при разной высоте излучателя над экраном

Антенна формирует слабонаправленное излучение круговой правосторонней поляризации. В процессе моделирования исследованы ее характеристики при разной высоте излучателя над экраном (2 мм, 4 мм, 6 мм, 8 мм) (рис. 1, б,в,г). Результаты, представленные на рис. 1, показывают, что наиболее оптимальные характеристики достигаются при высоте $h$=4 мм, несмотря на возрастающий с увеличением высоты коэффициент усиления антенны. КСВ менее 2 наблюдается в полосе частот 395..410 МГц. Коэффициент усиления в главном направлении на частоте 402 МГц составил 0,5 дБ. Коэффициент эллиптичности не менее -3дБ наблюдается в полосе частот 398…403 МГц.

## 3. Заключение

Разработана малогабаритная печатная антенна круговой поляризации для спутниковой системы связи «Арктика-М». Антенна состоит из излучателя квадратной формы расположенного над экраном. Для формирования поля круговой поляризации использован метод внесения неоднородности в антенну. Проведено исследование высоты расположения излучателя нал экраном, которое показало, что оптимальные характеристики антенны достигаются при высоте 4 мм.

## Список литературы


1. Хартов В.В., Мартынов М.Б., Бабышкин В.Е., Москатиньев И.В., Митькин А.С.// Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. 2014. № 3 (24). С. 104-108.
2. Мотыжев, С. В. Дрифтерная измерительно-информационная система оперативного контроля морских акваторий / С. В. Мотыжев, Е. Г. Лунев, А. П. Толстошеев Е. М. Быков, Н. Ю. Юркевич, А. А. Безгин // Известия ЮФУ. Технические науки: сб. науч. тр. Таганрог, 2015. № 1 (162). С. 24 — 41.
3. Безгин А.А., Савочкин А.А. Двухчастотная печатная антенна для морских терминалов связи спутниковой системы Argos-3 // Мат. 4-ой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2015. С. 268-271.
4. Bezgin A. A., Savochkin A.A. Two-band circular polarization antenna for Argos-3 // 2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT).\ Kiev, Ukraine: IEEE, 2017. pp. 267—269. DOI: 10.1109 /ICATT .2017.7972639
5. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Электродинамический расчет характеристик полосковых антенн // Радио и связь, 2002. 256 с.
6. James J. R. Handbook of Microstrip // Peter Peregrinus, London,1989. 1335 p.
7. Wong K. L., Wu J.Y. Single-feed small circularly polarized square microstrip antenna // Electron. Lett. 1997. № 33. pp. 1833—1834.

# Узел контроля мощности канала подрешетки антенной

[1]Карасев М.С., [1]Адиатулин А.В., [1]Щеголев С.А.

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

***Аннотация:*** *В работе предложены схемотехнические решения, позволяющие обеспечить контроль мощности каналов подрешетки антенной. На основе данных с узла контроля можно осуществлять подстройку и калибровку подрешетки, а также производить отключение неисправных каналов.*

## 1. Введение

В последнее время интерес разработчиков изделий СВЧ-техники направлен на применение активных фазированных антенных решеток (АФАР) в составе устройств военного и гражданского применения. АФАР состоят из подрешеток антенных включающих в себя приемные и передающие каналы [1]. Такие многофункциональные устройства должны обладать высокой эксплуатационной надежностью, так как выход из строя каналов подрешетки антенной может влиять на точность определения дальности и угловых координат цели при работе РЛС [2,3].

Работа посвящена разработке простых схемотехнических решений, позволяющих оперативно определять мощность в СВЧ-тракте и на основе полученных данных производить отключение неисправных каналов подрешетки антенной АФАР.

## 2. Конструкция узла контроля мощности канала подрешетки антенной

Конструкция разработанного узла контроля мощности, показана на рисунке 1.

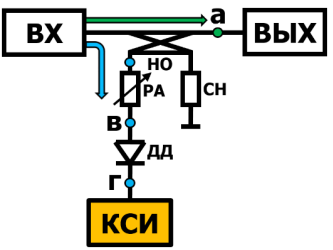



Рис. 1. Конструкция разработанного узла контроля мощности

В состав схемы входят:
- направленный ответвитель (НО);
- регулируемый аттенюатор (РА);
- детекторный диод (ДД);
- согласованная нагрузка с волновым сопротивлением 50 Ом (СН);
- вывод контрольного сигнала исправности (КСИ).

При включении канала, в точке «а» возникает $P_{вых}$. Известными величинами в схеме являются $R_{НО}$ [дБ], $R_{РА}$ [дБ], $P_в$ при $U_{г\ (КСИ)} = 5$ [В] ($P_в$ вычисляется из $U_г$ так как вольт-ваттная характеристика ДД известна). Напряжение на выходе ДД в первый момент времени будет составлять $U_{КСИ} - X$[В], при X>0. При уменьшении $R_{РА}$, напряжение на выходе ДД растет. При достижении напряжения на выходе ДД равного $U_{КСИ}$ необходимо провести расчет выходной мощности передающего канала в точке «а» по формуле:

$$P_{вых} = P_в + |R_{РА}| + |R_{НО}| \text{ [дБм]} \quad (1)$$

где $P_в$ – входная мощность ДД при достижении $U_{г\ (КСИ)} = 5$ [В],
$|R_{РА}|$ – величина введенного ослабления РА, $|R_{НО}|$ – величина ослабления НО.

Использование узла контроля мощности в широком диапазоне рабочих частот требует учета амплитудно-частотных характеристик всех элементов, входящих в состав конструкции.

## 3. Заключение

Разработанные схемотехнические решения и методика контроля мощности СВЧ-тракта позволяют осуществлять подстройку и калибровку подрешетки антенной, а также производить отключение неисправных каналов.

### Список литературы

1. Гостюхин В.Л. Активные фазированные антенные решетки / В.Л. Гостюхин, В.Н. Трусов, А.В. Гостюхин // Радиотехника. - 2011. - 304 с.
2. Карасев М.С. Оперативный контроль электрических параметров приемо-передающих модулей Х-диапазона частот // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2021. – Вып. 3(550).
3. Карасев М.С., Далингер А.Г., Адиатулин А.В., Щёголев С.А. Система контроля выходной мощности приемо-передающего модуля Х-диапазона частот // Материалы конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» г. Севастополь – 2021.

# Численное моделирование антенных решеток

[1] Гальченков Г. А., [1] Комиссарова Е. В.

[1] *Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)*
*г. Москва, ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация*
*komissarovaev@bmstu.ru*

***Аннотация:*** *Предложено программное решение с открытым исходным кодом, позволяющее проводить моделирование линейных и плоских антенных решеток с произвольным амплитудным и фазовым распределением. Открытый исходный код и модульная архитектура программного пакета предполагает возможность дальнейшего развития в соответствии с поставленными задачами потребителей.*

## 1. Введение

В настоящее время существуют мощные достаточно эффективные системы моделирования различного рода СВЧ структур, в том числе антенных решеток (АР). Однако большинство из них имеют высокую стоимость и малодоступны на отечественном рынке в условиях сложившейся мировой обстановки. Предлагаемое программное решение базируется на применении преобразования Фурье к модели антенной решетки, что в сочетании с многопоточными вычислениями позволяет получать ДН для многоэлементных АР из нескольких десятков тысяч элементов без серьезных вычислительных и временных затрат.

## 2. Основная часть

При анализе средств вычисления за основу взяты три базовые задачи: определения координат элементов антенной решетки; формирования амплитудно-фазового распределения и анализа диаграммы направленности полученной структуры. Привязка элементов АР к координатной сетке осуществляется по нескольким алгоритмам: распределение элементов в эквидистантной АР с прямоугольной и треугольной сеткой расположения излучателей, а также неэквидистантной схемой распределения элементов, например при размещении элементов по спирали.

При задании амплитудно-фазового распределения возможен выбор основных известных вариантов амплитудного распределения: от равномерного до треугольного, или, например, косинус на пьедестале определяемый выражением ниже:

$$A(x) = \cos^n\left(\frac{\pi - x}{2}\right), \quad (1)$$

где x – нормированное расстояние от центра решетки в плоскости, для которой необходимо выполнить требования по уровню боковых лепестков.

Для формирования требуемого фазового распределения с целью получения максимума главного лепестка ДН в заданном направлении используется алгоритм устанавливающий соответствующее фазовое распределение:

$$\psi(\theta, \varphi) = k \cdot (x \cdot \cos(\varphi_{\text{гл}}) + y \cdot \sin(\varphi_{\text{гл}})) \cdot \sin(\theta_{\text{гл}}) \quad (2)$$

где x, y – координаты элементов;

$\varphi_{\text{гл}}$, $\theta_{\text{гл}}$ – направление главного лепестка ДН.

Т.к. алгоритмы заполнения АР элементами и типы амплитудно-фазовых распределений могут быть весьма различны, а в некоторых случаях и случайны, применение открытого исходного кода и модульной архитектуры позволяет добавить необходимые пользователю алгоритмы отсутствующие в программе.

К неизменной части кода относится алгоритм анализа диаграммы направленности, определяемый, по сути, вычислением множителя АР (3) с последующим применением теоремы

перемножения (4), причем диаграмма направленности одиночного излучателя за счет применения открытого кода легко добавляется в алгоритм.

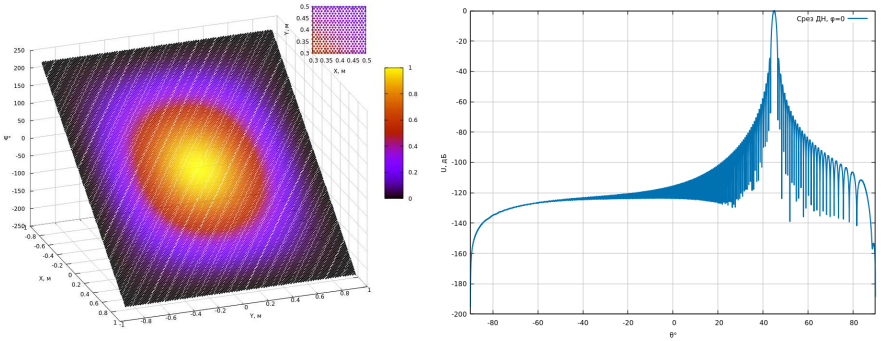
$$F_{\sum}(\theta,\varphi) = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} A_{m,n} \cdot e^{j\cdot(\Phi_{m,n}-\Psi_{m,n})}, \quad (3)$$

где $\Phi_{m,n}$ – пространственный фазовый сдвиг, получаемый из (2) для направления θ, φ;
$A_{m,n}$ – амплитуда излучателя с номером (m,n) в антенной решетке.

$$f(\theta,\varphi) = E(\theta,\varphi) \cdot F_{\sum}(\theta,\varphi), \quad (4)$$

где $E(\theta, \varphi)$ – характеристика направленности изолированного излучателя;
$F_{\sum}(\theta, \varphi)$ – множитель решетки.

В качестве примера построим модель антенной решетки из печатных вибраторов с плоским экраном на частоте в 16 ГГц, формирующую луч шириной 1° по уровню половинной мощности в секторе сканирования ±45°. На рис. 1 приведены рассчитанные с применением разработанной программы амплитудно-фазовое распределение антенной решетки с треугольной координатной сеткой и сечение ДН в плоскости φ=0°. Фазовое распределение соответствует максимуму в направлении φ=0, θ=45°.




а) б)

Рис. 1. а) Амплитудно-фазовое распределение б) Сечение ДН в плоскости φ = 0, соответствующее а.

## 3. Заключение

Разработанное программное решение позволяет проводить численное моделирование плоских и линейных антенных решеток. Открытость исходного кода и архитектуры обеспечивает возможность гибкого использования и развития в соответствии с потребностями потребителей.

### Список литературы

1. Марков Г. Т. и Сазонов Д.М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., "Энергия", 1975.
2. Марпл. –мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 584 с., ил.
3. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. *Д. И. Воскресенского*. Изд. 2-е, доп. и перераб. - М.: Радиотехника, 2006. - 376 с.: ил.
4. Хансен Р.С. Фазированные антенны решетки. Второе издание. Москва: Техносфера, 2012. – 560 с.

# Диаграммообразующая схема для стадионной антенны сотовой связи со специальной формой луча

[1] Остапенко А. Э., [1] Следков В. А., [1] Комов В. В., [1] Li Zimeng
[1] *Guandong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd., China*

***Аннотация:*** *Представлена разработанная диаграммообразующая схема для стадионной антенны сотовой связи, формирующая частотно-зависимое распределение амплитуд в диапазоне 1710-2170 МГц. Амплитуды и фазы, полученные на выходах питающей схемы, обеспечивают ширину луча, крутизну его скатов и уровень боковых лепестков таким образом, чтобы ДН антенной решетки освещала, расположенную напротив себя, поверхность в виде квадрата и имела крутые скаты.*

## 1. Введение

В связи с постоянно растущим количеством абонентов сотовой связи возрастают и требования к качеству и покрытию сети. Если в прогулочных, парковых, жилых и придорожных зонах операторы связи предпочитают увеличивать количество базовых станций для улучшения качества связи, то на стадионах необходимо дополнительно учитывать не только плотность расположения абонентов в ограниченном пространстве, но и архитектурные особенности.

Каркас стадиона предполагает большое наличие металлических элементов, использование которых значительно затрудняет распространение радиоволн. Помимо этого, необходимо обеспечить большую емкость сети так, чтобы влияние на соседние антенные решетки было минимальным. Для решения возникающих проблем и обеспечения высокого уровня качества связи и покрытия сети, прибегают к использованию в составе базовых станций малогабаритных антенных решеток, способные формировать диаграммы направленности особенной формы с минимальным уровнем боковых лепестков и крутыми скатами. [1-3]

## 2. Антенная решетка и диаграммообразующая схема

Антенная решетка квадратной формы состоит из 13 антенных элементов – излучателей с двойной поляризацией, разделенных на 4 группы. На все излучатели каждой группы подаются сигналы с одинаковыми фазами и заданными амплитудными распределениями, позволяющими обеспечить требуемую крутизну скатов ДН, уменьшить уровень боковых лепестков и уменьшить частотную зависимость ширины луча по уровню -3 дБ и -10 дБ. Более подробное описание этой антенной решетки описано в смежном докладе, представленном на этой конференции.

Принципиальная схема разработанной ДОС представлена на рис. 1. Диаграммообразующая схема включает в себя: РД – синфазный делитель мощности, НО1-НО3 – направленные ответвители, ФВ – фазовращатель, ЛЗ- линия передачи, обеспечивающая требуемую разницу фаз на выходе НО1. В схеме выходы 3 и 6 должны быть хорошо изолированы, т.к. к ним подключается согласованная нагрузка. Выходы 2, 4, 5, 7 подключаются к группам излучателей через четырехканальные синфазные делители мощности (на принципиальной схеме не отображены). Это необходимо для получения одинаковых амплитудных и фазовых характеристик сигналов на входах излучателей каждой группы.

***Таблица 1.*** *Амплитуды на выходах разработанной ДОС*

| Номер выхода | | 2 | 4 | 5 | 7 |
|---|---|---|---|---|---|
| Зад. Ампл [dB] | 1710 МГц | -4.78 | -12.1 | -9.86 | -2.99 |
| | 2170 МГц | -2.05 | -8.85 | -17.5 | -6.41 |
| Ампл. ДОС [dB] | 1710 МГц | -5.73 | -12.82 | -9.06 | -3.05 |
| | 2170 МГц | -3.56 | -10.29 | -18.49 | -7.57 |

В первой строке таблицы 1 приведено заданное распределение мощности на выходах ДОС. Номера выходов, приведенных на рис. 1 соответствуют колонкам в таблице. Данные приведены для крайних частот рабочего диапазона, т.к. частотно-зависимое амплитудное распределение позволяет решить задачу формирование ДН специальной формы.

Все элементы этой ДОС сформированы на печатной плате размером 108.1x44.6x0.835 мм, изготовленной из диэлектрика с проницаемостью 3.0.

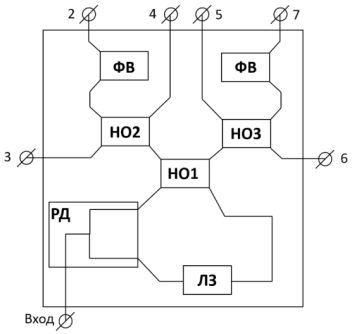



Рис. 1. Принципиальная схема ДОС

## 3. Результаты моделирования и измерения опытных образцов

Основные результаты измерений амплитуд выходных каналов ДОС, разработанной для диапазона 1710-2170 МГц приведены во второй строке таблицы 1. На рисунке 2 приведены сравнения результатов расчета и измерения S11. Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что расчетные данные достаточно близки к измеренным, однако расхождения все же присутствуют. Это можно объяснить погрешностью изготовления, а именно допуском проницаемости (3±0.1) используемого при изготовлении материала. Для наглядности работоспособности схемы на рис. 3 приведены измеренные ДН антенной решетки.

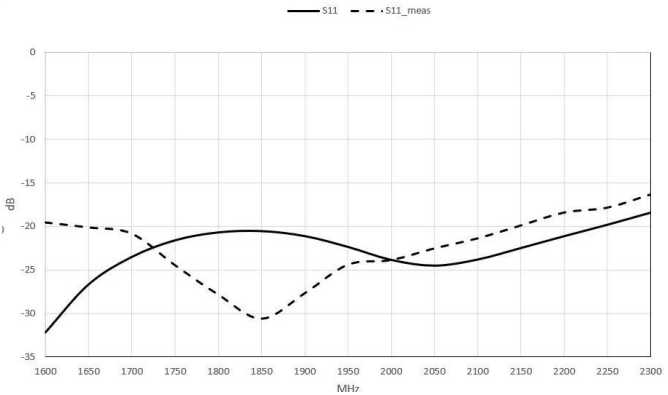
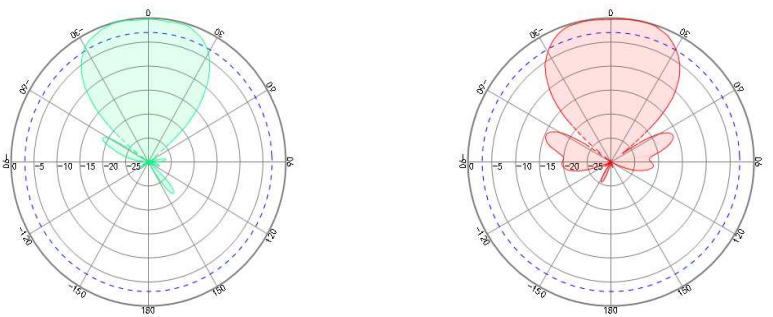



Рис. 2. Сравнение расчетного и измеренного коэффициента отражения ДОС



а) б)

Рис. 3 Измеренные диаграммы направленности антенной решетки
а) Е-плоскость; б) Н-плоскость.

### Список литературы

1. Patent US 2017/0229785 A1 STADIUM ANTENNA
2. Tihomir Pušnik, Goran Skok, Ivica Ivandić «High capacity event network planning – Poljud»// 56th International Symposium ELMAR-2014, 10-12 September 2014, Zadar, Croatia
3. Doru Calin, Aliye Özge Kaya, Bong Ho Kim, Kai Yang, and Simon Yiu On the High Capacity lightRadioTM Metro Cell Design for Stadiums// Bell Labs Technical Journal 18(2), 77–97 (2013)

# Антенный элемент двухполяризационной антенной решетки, предназначенной для регистрации СШП импульсов [1]

Балзовский Е. В

*Институт сильноточной электроники СО РАН*
*г. Томск, 634055, Российская Федерация*
*bev@lhfe.hcei.tsc.ru*

***Аннотация:*** *Описывается схема и конструкция активной дипольной антенны с секционированными плечами, нагруженными на активный элемент. Для расширения полосы пропускания в сторону верхних частот использован широкополосный коммерческий симметратор на феррите. Восстановление временной формы принятых сигналов производится при математической постобработке. Антенна предназначена для применения в составе решетки для регистрации с малыми искажениями временной формы коротких сверхширокополосных импульсов со спектром в области частот 1-4 ГГц.*

## 1. Введение

Для регистрации временно́й формы сверхширокополосных (СШП) электромагнитных импульсов, необходимы приемные антенны, обеспечивающие измерение мгновенной напряженности импульсного электрического поля субнаносекундной длительности с малыми искажениями в том числе в составе сканирующих антенных решеток. Такие антенны должны иметь малые электрические размеры в пределах основной части спектра СШП импульсов 1-4 ГГц. Ранее с использованием активных балансных четырехполюсников на полевых транзисторах (ПТ) были разработаны активные дипольные антенны [1], длина плеч которых не превышает минимальной длины волны в спектре регистрируемого импульса, что позволяет строить одно- и двухполяризационные приемные антенные решетки для регистрации импульсов длительностью единицы наносекунд с верхней частотой в спектре до 4 ГГц. Такое частотной ограничение вызвано сочетанием причин, среди которых крайне малый выбор коммерческих ПТ без цепей согласования и с малой входной емкостью. Серия ПТ фирмы Avago, изготовленных по технологии pHEMT, позволила выполнить активные приемные диполи и решетки из них в полосе 0.15-2 ГГц [2, 3] и 0.5-3 ГГц [4]. Наиболее подходящий ПТ из этой серии ATF-38143 имеет верхнюю граничную полосу 8 ГГц, однако снят с производства. Второй причиной является необходимость применения симметраторов, выбор которых также ограничен. Возможно применение симметратора на основе фазоинвертора и кольцевого сумматора [5], полоса устройства ограничена только характеристиками сумматора, однако оно имеет большие габариты. Малогабаритные симметраторы для печатного монтажа состоят из двухпроводной линии над ферритом (или намотанной на сердечнике), в которой синфазная мода подавляется за счет потерь в феррите. Наилучшие образцы типа Macom ETC1-1-13 имеют полосу не выше 3 ГГц. Опыт изготовления собственных образцов симметраторов на ферритовых кольцах также ограничен верхней частой 3-3.5 ГГц. Для частот 4 ГГц и выше существуют симметраторы MABA-011100 (2 МГц-4 ГГц) и MABA-011082 (5 МГц-8 ГГц), последний выбран для построения активной антенны. В данной работе приведена схема, конструкция и характеристики разработанной антенны и результаты измерения СШП импульсов.

## 2. Конструкция активной дипольной антенны

Активный диполь спроектирован с учетом возможности размещения в составе сканирующей антенной решетки для регистрации импульсов со спектром 1-4 ГГц. При расстоянии между элементами 38 мм не должны появляться вторичные максимумы при углах сканирования в пределах ±40°,на частоте 3.5 ГГц, а на частоте 4 ГГц при крайних углах сканирования 40° уровень вторичного максимума не должен превышать 0.25 от максимума основного лепестка. Внешний вид антенны представлен на рис. 1. Диполь выполнен печатным монтажом на пластине FR4 размером 36×25 мм толщиной 1 мм. Плечи диполя имеют ширину 3 мм, для расширения полосы плечи диполя секционированы, в разрывы плеч впаяны резисторы. Выход антенны оснащен разъемом типа SMA. Напряжение питания подводится отдельным проводом. Схема активной антенны приведена на рис. 2. Т1 и Т2 включены по схеме с общим истоком, резистор в цепи истока задает ток стока 25 мА при $U_п = 3$ В. Конденсаторы в цепи истока и затвора ограничивают полосу пропускания ниже 0.5 ГГц для подавления мощных трансляционных сигналов.

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-08-00529.

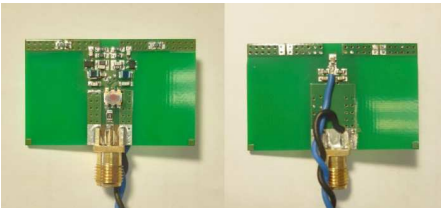


Рис. 1. Внешний вид антенного элемента (с двух сторон)

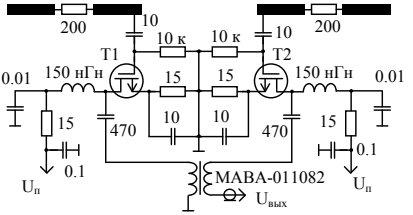



Рис. 2. Схема активной антенны

Применение современного ПТ типа CE3514M4, предположительно имеющего встроенные цепи согласования, приводят к искажению формы сигнала на выходе при $U_п < 1.5$ В и к самовозбуждению активной антенны при $U_п > 1.5$ В. При использовании ATF-38143 в качестве Т1 и Т2 активная антенна работоспособна при $1 < U_п < 4$ В, эти ПТ использованы в дальнейших измерениях. Использование симметратора МАВА-011082 позволило расширить полосу пропускания в сторону высоких частот. Однако недокументированной производителем особенностью является сдвиг фазы на величину около 80° в диапазоне частот 1-3 ГГц, что во временной области приводит к искажению формы импульсов, характерному для операции дифференцирования. Для восстановления исходной временной формы сигнала применялось интегрирование в математической постобработке.

## 3. Результаты измерений

Осциллограмма импульса на выходе антенны с ATF-38143 в качестве Т1 и Т2 приведена на рис. 3 (кривая 1). После интегрирования (кривая 2) временная форма сигнала незначительно отличается от формы импульсов, зарегистрированных эталонной ТЕМ-антенной (кривая 3). Форма проинтегрированного импульса на выходе антенны с CE3514M4 в качестве Т1 и Т2 приведена на рис. 3 (кривая 4), после правой части графика сохраняются осцилляции. Диаграмма направленности антенны с ПТ ATF-38143 приведена на рис. 4 в Е- и Н-плоскостях (кривые 1 и 2, соответственно).

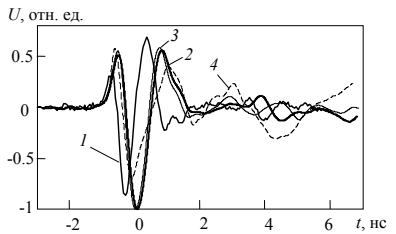



Рис. 3. Временные формы импульсов

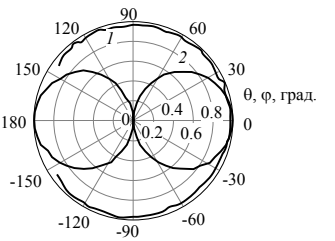



Рис. 4. Диаграмма направленности антенны

## 4. Заключение

Предложена принципиальная схема и разработана конструкция активной дипольной антенны с секционированными плечами, нагруженными на балансный активный элемент. Использование широкополосного ферритового симметратора позволило расширить полосу пропускания антенны и регистрировать СШП импульсы со спектром в полосе частот не менее 1-4 ГГц с восстановлением временной формы принятых сигналов в математической постобработке. Антенна предназначена для применения в составе сканирующей антенной решетки.

### Список литературы

1. Балзовский Е. В., Буянов Ю. И., Кошелев В. И. Активная антенна для измерения импульсных электрических полей // Изв. вузов. Физика. 2007. Т. 50. № 5. С. 82—86.
2. Balzovsky E. V., Buyanov Y. I., Koshelev V. I., Nekrasov E. S., Receiving antenna array element with extended bandwidth toward low frequencies // IOP Journal of Physics: Conference Series. 2017. V. 881. P. 012001
3. Balzovsky E., Buyanov Y., Koshelev V., Nekrasov E., Dual-polarized antenna sub-array of 2×2 elements for measurements of short electromagnetic pulses // MATEC Web of Conferences. 2018. V. 155. P. 01003.
4. Balzovsky E., Buyanov Y., Koshelev V., Nekrasov E., Ultrawideband dipole receiving antenna for measuring short pulses with extended bandwidth // Microwave and Optical Technology Letters. 2018. V. 60. No. 2. P. 302—306.
5. Балзовский Е. В., Буянов Ю. И., Кошелев В. И. Двухполяризационная приемная антенная решетка для регистрации сверхширокополосных импульсов // Радиотехника и электроника, 2010, том 55, № 2, с. 184—192.

# Использование аддитивных технологий для создания широкополосной антенны на основе фрактала «треугольник Серпинского»[1]

[1] Агейкин Н.А., [1] Фионов А.С., [1] Смирнов А.В.

[1] *ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН,*
*г. Москва, ул. Моховая, 11, к.7, 125009, Российская Федерация*
*ageykin_niki@mail.ru*

***Аннотация:*** *В работе представлены результаты экспериментального исследования 3D фрактальной антенны на основе геометрического фрактала «треугольник Серпинского». С помощью аддитивных технологий и гальванизации изготовлен экспериментальный образец фрактальной 3D антенны пятой итерации. Исследована частотная зависимость параметра $S_{11}$ в диапазоне 1-40 ГГц.*

## 1. Введение

В настоящее время технология беспроводной передачи энергии находится в стадии активного развития. Использование проводных источников питания в отрасли микроэлектроники не всегда является экономически выгодным и эффективным решением, а автономные источники (аккумуляторные батареи) не позволяют обеспечить быструю зарядку и длительный, энергоёмкий разряд. В современном индустриальном городе существуем масса источников электромагнитного излучения СВЧ диапазона (GPRS, Wi-Fi, 3G, LTE и тд.), которое может быть использовано как альтернативный источник энергии. Технология сбора фоновой электромагнитной энергии имеет широкие перспективы применения для обеспечения питанием энергоёмких беспроводных сенсорных устройств, беспилотных наземных и летательных устройств, микрорототехники, а также может являться альтернативой солнечной энергии.

Беспроводная передача электроэнергии может осуществляться по нескольким технологиях: электромагнитная индукция, лазерное излучение, микроволновое излучение и тд. Преимуществами технологии микроволнового излучения являются большая дальность действия и отсутствие необходимости нахождения в прямой видимости, передающей и принимающей антенн.

Преимуществами антенн на основе фракталов являются широкодиапазонность и широкополосность при сравнительно малых размерах. Исходя из вышеперечисленного, целью работы было создать антенну СВЧ диапазона [1] и изучить влияние фрактальной геометрии, на частотные характеристики. Существуют различные топологии фрактальных структур, такие как пирамида Серпинского [2,3], кривая Коха [4] и тд.

## 2. Методика проведения эксперимента и образцы

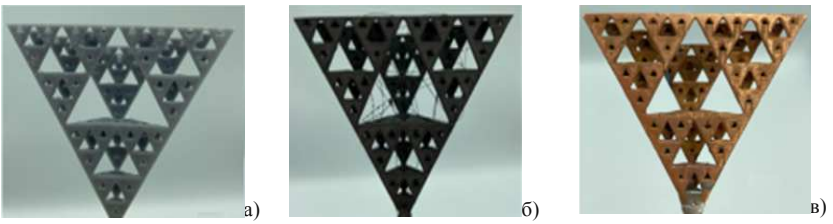
В работе представлен экспериментальный образец 3D фрактальной антенны на основе «треугольника Серпинского» пятой итерации [5]. Была построена компьютерная модель антенны, высота пирамиды 33,9 мм., длина внешних рёбер 33,9 мм. Коэффициент масштаба между соседними итерациями 1.9. Толщина контактной поверхности каждой пирамиды 0,93 мм.

Для создания экспериментального образца вышеописанной компьютерной модели использовались аддитивные технологии [6]. Модель была распечатана на фотополимерном 3D принтере Anycubic Photon S с использованием фотополимера CRAFTSMAN RESIN. На рисунке 1 (а) представлена фотография полученной модели антенны после 3D печати. Далее полученный образец проходил дополнительную сушку в камере с ультрафиолетовым излучением (с длиной волны 405 нм) в течении 3-3.5 часов до полного застывания фотополимера.

Для нанесения на поверхность антенны токопроводящего медного слоя использовался процесс гальванизации. Для этого внутренний объём антенны обматывали медной проволокой толщиной 0.05 мм. и покрывали всю площадь токопроводящим лаком на основе графита Solins GRAPHITE (Рис.1. б.). Состав электролита для гальванопластики включал в себя следующие компоненты: 1 л. дистиллированной воды, 250 гр. $CuSO_4$, 60 гр. $H_2SO_4$ и 15 мл. $C_2H_5OH$. В данный готовый раствор была помещена антенна, покрытая токопроводящим лаком, которая подключалась к катоду. Также в объёме раствора располагался анод, которым служила медная пластина цилиндрической формы, во

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ Государственное задание ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и Совета по грантам Президента Российской Федерации (грант МК-1587.2022.4).

внутренний объём которой помещалась антенна. Плотность тока составляла 0.4 А/дм2. Процесс формирования слоя медного покрытия составил 30 часов (Рис. 1. в.).



а) б) в)

Рис. 1. Этапы изготовления 3D антенны Серпинского: а) 3D печать; б) покрытие лаком на основе графита; в) гальванизация слоем меди.

Исследовались частотные зависимости коэффициента отражения в коаксиальном кабеле, нагруженным на антенну. Измерения проводились в тракте K-типа, при этом использовали векторный анализатор цепей (VNA) Anritsu, диапазон частот 1-40 ГГц, волновое сопротивление 50 Ом.

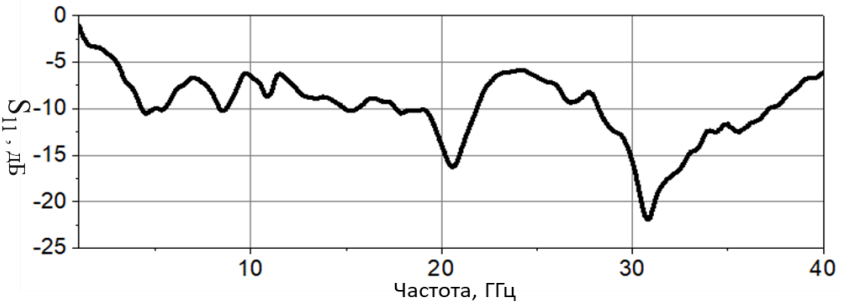



Рис. 2. Частотная зависимость параметра $S_{11}$ в диапазоне 1-40 ГГц экспериментального образца.

## 3. Заключение

Таким образом, предложен метод изготовления объемных фрактальных антенн. Изготовлен экспериментальный образец объёмной антенны на основе фрактала «треугольник Серпинского» СВЧ диапазона. Получена частотная зависимость коэффициента отражения в диапазоне 1-40 ГГц. Из графика частотной зависимости коэффициента $S_{11}$ видно, что в полосе 5 ГГц коэффициент усиления составляет порядка 10 дБ. Созданный образец имеет широкие перспективы применения в качестве приемной антенны в системах микроэнергетики распределенных сенсорных сетей и микроробототехники.

### Список литературы

1. Смирнов А.В., Горбачев И.А., Горбунова А.В. Фрактальная ректенна для сбора энергии в Wi-Fi диапазоне // Радиотехника. 2020. Т. 12. №3. С. 313-318.
2. Wang L., Yu J. et al. A novel multiband fractal antenna for wireless application // International journal of antennas and propagation. 2021. Т. 2021.
3. Benyetho T. et al. A new fractal multiband antenna for wireless power transmission applications // Active and Passive Electronic Components. 2018. Т. 2018.
4. Zeng M., Li Z. et al. A compact dual-band rectenna for GSM900 and GSM1800 energy harvesting // International journal of antennas and propagation. 2018. Т. 2018.
5. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Университетская книга. 2005. С. 626-641.
6. Смирнов А.В., Фионов А.С., Горбачев И.А. Использование аддитивных технологий для создания широкополосных антенн с фрактальной геометрией // Радиотехника. 2021. Т. 13. №4. С. 427-434.

# Влияние формы антенной решетки на характеристики электронного сканирования

Сидоренко С.С., Кучмий А.Д., Богачев И.А., Демшевский В.В., Сикорская И.А.

*АО НПП «Исток «им. Шокина»*
*г. Фрязино, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *в представленной работе проводится сравнительный анализ влияния формы антенного полотна и взаимного расположения излучателей на характеристики электронного сканирования в плоскостях E и H*

## 1. Введение

На сегодняшний день одной из основных тенденций в современных системах радиолокации является стремительный рост применения систем с электронным сканированием, в частности активных фазированных антенных решеток (АФАР). В современном мире АФАР играют большую роль в системах связи, частным случаем которых является стандарт 5G.

Исследований по тематике развития и применения АФАР достаточно много, но строгие электродинамические расчеты с учетом дифракционных и интерференционных свойств, в технической литературе встречаются не так часто.

Цель представленной работы – исследовать влияние различных форм антенных решеток (АР) на их характеристики электронного сканирования, исследовать влияние взаимного расположения излучателей на характеристики электронного сканирования АР и провести сравнение полученных результатов.

## 2. Аналитический расчет АР различной формы

В работе были рассмотрены АР различных форм с разным взаимным расположением излучателей, рассчитанные с помощью высокоуровневого языка программирования MATLAB. Расчет АР проводился при следующих общих параметрах: диаметр антенного полотна D = 200 мм, шаг расположения излучателей по осям X и Y $0{,}52\lambda_0$ x $0{,}52\lambda_0$, соответственно, диапазон рабочих частот – X, сектор электронного сканирования $\theta_a = \pm 60°$.

По типу форм АР можно поделить на: гексагональные, круглые и квадратные. По типу взаимного расположения излучателей внутри антенной решетки, можно провести следующее деление: прямоугольное; гексагональное и фракталоподобное. Эскизы с различными комбинациями форм и типов взаимного расположения элементов приведены на рисунке 1.

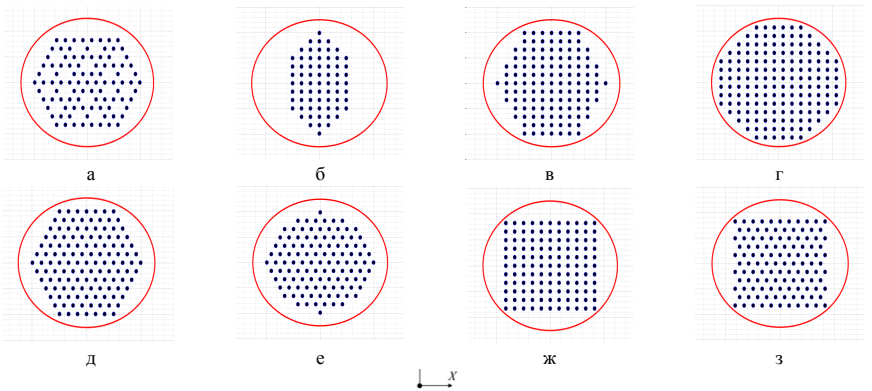



Рис. 1. Эскизы различных форм АР с различным расположением излучателей. а) гексагональная АР с фракталоподобный расположением элементов; б) гексагональная АР с прямоугольным расположением элементов (1); в) гексагональная АР с прямоугольным расположением элементов (2); г) круглая АР с прямоугольным расположением элементов; д) гексагональная АР с гексагональным расположением элементов; е) круглая АР с гексагональным расположением элементов; ж) прямоугольная АР с прямоугольным расположением элементов; з) прямоугольная АР с гексагональным расположением элементов

Применяя аналитическое выражение (1) были рассчитаны диаграммы направленности (ДН) для каждой из выше упомянутых решеток, а результаты расчетов сведены в таблицу 1 [1].

$$F(\varphi_a, \theta_a) = \sum_i \sum_j A_{ij} \exp\{j(k(x_{ij} * \sin(\varphi_0) + y_{ij} * \cos(\varphi_0) \sin(\theta_0)) + \varphi_{изл_{ij}})\}; \quad (1)$$

где $\varphi_a$, $\theta_a$ – углы, задающие направления главного луча; $A$ – значение амплитуды одиночного излучателя; $k$ – волновое число; $\varphi_{изл\,ij}$ – фаза излучателя.

**Табл. 1.** Результаты расчетов различных видов АР

| Тип решетки | Сектор возможного сканирования, град | | | УБЛ при $\theta$, $\varphi$ = 0°, дБ |
|---|---|---|---|---|
| | ***E*** | ***H*** | ***D*** | |
| а | ±60 | ±40 | ±60 | -16 |
| б | ±30 | ±40 | ±50 | -17 |
| в | ±40 | ±40 | ±50 | -16.5 |
| г | ±40 | ±40 | ±50 | -18 |
| д | ±60 | ±40 | ±60 | -17 |
| е | ±60 | ±40 | ±60 | -18 |
| ж | ±40 | ±40 | ±50 | -13 |
| з | ±60 | ±40 | ±60 | -14 |

В таблице 1, приведены результаты, показывающие предельные углы отклонения ДН в антенных решетках с электронным сканированием в плоскостях E, H и D. После проведения расчетов, в таблицы 1 можно выделить 3 АР, которые имеют сектор сканирования в указанных плоскостях 60 градусов, без существенного искажения ДН: а) гексагональная АР с фракталоподобный расположением элементов (далее – «А»); д) гексагональная АР с гексагональным расположением элементов (далее – «Д»); е) круглая АР с гексагональным расположением элементов (далее – «Е»).

Реализованные нами алгоритмы в MATLAB, за относительно небольшой промежуток времени, позволили выявить из рассмотренного перечня, антенные решетки, отвечающие заданным требованиям. Но, стоит отметить, MATLAB позволяет реализовать алгоритмы расчета ДН АР без учета дифракционных эффектов на краях антенной решетки и дополнительных паразитных переотражений. Поэтому для получения более точных результатов, было проведено электродинамическое моделирование методом конечных элементов и созданы строгие электродинамические модели выбранных АР – «А», «Д» и «Е».

## 3. Заключение

В ходе выполнения работы было выявлено, что АР с гексагональной и круглой формами антенного полотна являются наиболее перспективными вариантами для использования в АФАР. Для обеспечения наибольшего отклонения луча ДН, наиболее перспективными вариантами расположения элементов на антенном полотне являются гексагональное и фракталоподобное. Последний тип расположения элементов позволяет использовать полотно для реализации дополнительного канала.

## Список литературы


1. Антенны и СВЧ-устройства // Д.И. Воскресенский, В.П. Гостюхин и др. – Учебник для ВУЗов, изд. «Радиотехника», Москва 2006
2. Влияние способа возбуждения на характеристики микрополосковой патч-антенны Х-диапазона // В.В. Демшевский, И.А. Богачёв. – Всероссийская конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ» - Санкт-Петербург 2019, с. 146-150.
3. Modern antenna design // THOMAS A. MILLIGAN – Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. Published simultaneously in Canada, 2005.
4. Design of a Novel UWB Microstrip Antenna with SIW Feed / Abbas Ebrahimi, Hamid Khodabakshi. 2018;
5. Multibeam SIW Slotted Waveguide Antenna System Feed by a Compact Dual-Layer Rothman Lens / K. Tekkouk and others. 2016. 504-516.

# Влияние диэлектрического обтекателя на характеристики микрополосковой патч-антенны X-диапазона

И.А. Богачёв, В.В. Демшевский, С.С. Сидоренко, И.А. Сикорская

*АО «НПП «Исток» им. Шокина»*
*г. Фрязино, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *в представленной работе исследовано влияние диэлектрического укрытия с различной диэлектрической проницаемостью на характеристики диаграммы направленности микрополосковой антенной решетки X-диапазона с электронным сканированием.*

## 1. Введение

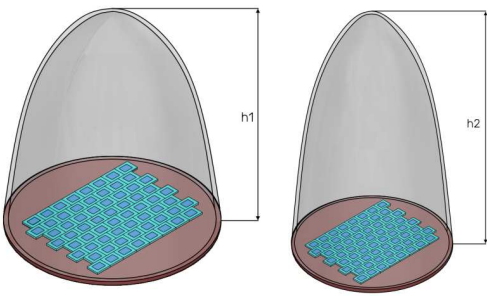
В настоящее время требования к бортовым радиолокационным системам значительно ужесточились, не только в отношении массо-габаритных параметрах, но и по отношению к объему и качеству принимаемой информации. Как известно, большинство антенных систем, особенно в бортовых системах, располагается под диэлектрическим укрытием (обтекателем). Как правило, электродинамические и электрофизические свойства характеристики радиопрозрачного обтекателя рассчитываются заранее, но в конечном счете, наличие обтекателя влияет на степень вносимых ошибок, возникающих при приеме или передаче информации.

Большая часть современных РЛС работает с применением механического сканирования, однако, несмотря на сохранение формы диаграммы направленности (ДН), в этом методе обзора пространства, имеется ряд недостатков: низкая скорость сканирования, малый ресурс вибропрочности и другие. Большую часть недостатков, присущих РЛС с механическим сканированием, устранено в РЛС с электронным сканированием. Однако, как известно, для РЛС с электронным сканированием, формирование отклонения луча ДН происходит при непосредственном изменении амплитуды и фазы, на входах излучателей, что в свою очередь требует изменения амплитудно-фазового распределения в каждом случае. Но вместе с этим происходит и изменение распределения поверхностных токов на плоскости антенной решетки и как следствие, электромагнитных волн в пространстве, что порождает паразитные дифракционные эффекты на краях антенной решетки, которые могут в существенной степени повлиять на выходные параметры всей системы. Рассматриваемая проблема в технической литературе на сегодняшний день отражена недостаточно глубоко, поэтому проводимое исследование имеет большую значимость.

## 2. Расчёт

На основе печатного излучателя, возбуждаемого технологией интегрированного в подложку волновода реализована антенная решётка из 64-х элементов. Антенная решётка представляет собой квадрат, размерностью 8х8 элементов с гексагональным расположением излучателей по одной из координатных осей и помещена на металлическое основание.

На Рисунке 2 (а,б) представлены исследуемые модели антенной решётки под диэлектрическим укрытием конической формы.




а б

Рисунок 2 – модели антенной решётки с учетом воздействия диэлектрического обтекателя

На рисунке 6 (а-в) представлены нормированные ДН в плоскостях E и H при электронном отклонении луча от нормали до 60° с дискретом 10° для двух типов диэлектриков с ε =5,5 и ε =2,5 соответственно. Чтобы оценить степень влияния диэлектрического обтекателя, на характеристики электронного сканирования антенной решетки, в качестве дополнительного параметра, было введено условие, что уровень боковых лепестков (УБЛ) и дифракционных максимумов не должен превышать значение в -10 дБ по отношению к основному лепестку ДН. Красным цветом на Рисунке 3 выделены те ДН, которые не удовлетворяют этому условию.

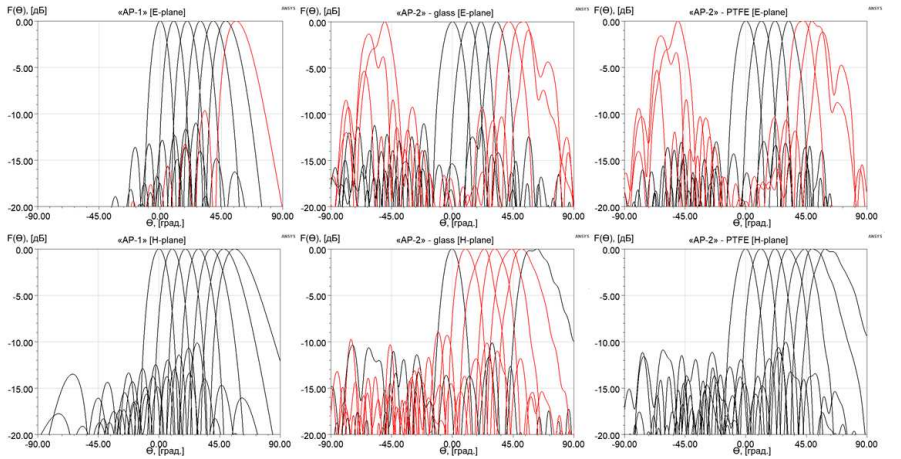



Рисунок 3 – отклонения луча ДН от нормали при электронном сканировании

## 3. Заключение

Наличие диэлектрического укрытия напрямую влияет на ухудшение КУ антенных решеток во всех случаях. Для использования в качестве диэлектрического укрытия антенных решеток с электронным сканированием, наиболее подходящим является материал с меньшей диэлектрической проницаемостью. Высота диэлектрического укрытия также влияет на характеристики ДН и КУ антенных решеток. За счет образования паразитных переотражений под диэлектрическим укрытием, для систем с электронным сканированием важно учитывать не только возникающую синхронную ошибку в положении луча ДН, но и влияние диэлектрического укрытия на работоспособность антенной решетки в этих условиях.

## Список литературы

1. Численное моделирование системы антенна-обтекатель / Н.Н. Кисель - Известия ЮФУ. Технические науки – Таганрог, 2016 – 104-108 с.
2. Алгоритм коррекции амплитудно-фазового распределения системы антенна – обтекатель для обеспечения заданных характеристик направленности ФАР (АФАР) перспективных авиационных и космических РЛС / А.В. Криштопов, А.В. Щербаков - ГУП НПЦ «Спурт», Москва, Зеленоград.
3. Влияние способа возбуждения на характеристики микрополосковой патч-антенны X-диапазона / Демшевский В.В., Богачев И.А. – Всероссийская конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ» - Санкт-Петербург 2019, с.146-150.
4. Analysis and Optimization of Installed Antenna Performance / Henrik Frid - Doctoral Thesis in Electrical Engineering School of Electrical Engineering and Computer Science KTH Royal Institute of Technology - Stockholm, Sweden, 2020.
5. Современное электродинамическое сопровождение проектирования и изготовления систем антенна – радиопрозрачное укрытие / К.М. Басков - Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт теоретической и прикладной электродинамики Российской академии наук - Москва 2016.

# МЭ антенная решетка для устройств сбора энергии[1]

[1] Хаванова М.А., [1] Кузьмин Е.В., [1] Петров Р. В., [1] Килиба Ю.В., [2] Усик Д. А., [2] Никитин А.О.

[1] *Институт электронных и информационных систем Новгородского государственного университета имени Ярослава Мудрого*

*г. Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 41, 173003, Российская Федерация*

*Marina.Havanova@novsu.ru*

[2] *АО «ОКБ-Планета»*

*г. Великий Новгород, ул. Большая Московская, 13а, помещение 1н, 173004, Российская Федерация*

***Аннотация:*** В статье предложена конструкция магнитоэлектрической антенной решётки в составе системы сбора энергии и преобразователя энергии. Предложена топология магнитоэлектрического антенного излучателя. Построены диаграммы направленности антенной решётки при разных управляющих напряжениях на магнитоэлектрическом элементе. Проведённое теоретическое исследование модели подтверждает ранее предположенную возможность управления диаграммой направленности антенной решётки при помощи магнитоэлектрического эффекта.

## 1. Введение

Энергосбережение приобрело актуальность в условиях растущего дефицита электроэнергии для питания большого числа электрических и электронных систем.

Устройства сбора энергии — новое направление в электронике, актуальное для тех систем, эксплуатацию которых замена батарей осложняет, особенно в тех случаях, где требуется непрерывная работа датчиков в недоступном для человека месте [1]. Концепция устройств сбора энергии основана на использовании доступных видов энергии — механической, тепловой, оптической, жидкостной, радиочастотной. Сбор энергии из окружающей среды позволяет питать беспроводные сенсорные узлы и другие компоненты вне срока службы/питания от батарей, повышать доступный выход мощности для двигателей и приводов. В настоящий момент имеется большое количество типов антенн, но наилучшими параметрами обладают антенны, построенные по принципу антенных решеток.

Цель исследования, проводимого в данной работе, разработать миниатюрную узконаправленную антенную решетку для работы системы сбора СВЧ энергии на небольших расстояниях.

## 2. Исследуемая структура

Для исследования была взята магнитоэлектрическая структура размером 10×10 мм, состоящая из слоя пьезоэлектрика PMN-PT, толщиной 200 мкм и слоя иттрий-железистого граната (ИЖГ), толщиной 200 мкм. Сверху и снизу слоистой структуры нанесена медная металлизация. Магнитоэлектрический (МЭ) эффект возникающий в данной структуре заключается в следующем: если электрическое поле прилагается к пьезоэлектрическому слою PMN-PT, то это приводит к его деформации, которая передается к механически жестко соединенной с пьезоэлектриком плёнке ИЖГ. Механическая деформация слоя ИЖГ за счет явления магнитострикции, хотя и незначительной величины, возникающей в тонкой пленке за счёт анизотропии, приводит к сдвигу линии ферромагнитного резонанса (ФМР) в СВЧ диапазоне.

Модель представляет из себя двухэлементную антенную решетку (АР), выполненную на подложке из PMN-PT. Каждый элемент решетки представляет собой излучатель, состоящий из магнитоэлектрической слоистой структуры: Топология верхней металлизации представлена на рис. 1. При моделировании были использованы следующие физические параметры мультиферроиковой структуры. Для слоя ИЖГ: относительная диэлектрическая проницаемость – 15,3; тангенс угла диэлектрических потерь – $2*10^{-4}$; намагниченность насыщения – 1780 Гс. Для слоя PMN-PT: относительная диэлектрическая проницаемость – 1380; тангенс угла диэлектрических потерь – 0,008.

При моделировании были сделаны следующие допущения: с учетом выявленной зависимости между резонансным магнитным полем феррит-пьезоэлектрических материалов и постоянным электрическим полем, обусловленной изменением энергии магнитной анизотропии во внешнем электрическом поле [2], величину обратного магнитоэлектрического эффекта на СВЧ можно заменить на эффективный сдвиг линии ФМР под действием постоянного магнитного поля. Таким образом моделирование было проведено при эффективной замене сдвига линии ФМР под действием МЭ-эффекта на

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №22-29-00085, https://rscf.ru/project/22-29-00085/)

сдвиг под действием подмагничивающего поля в слое ИЖГ в каждом из излучателей двухэлементной модели АР.

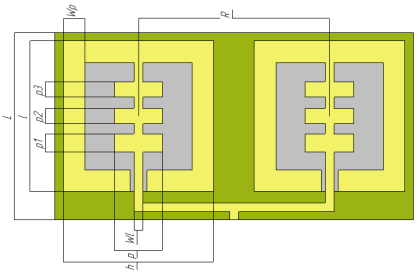


Рис. 1. Модель антенной решетки

Дальнейшее моделирование было произведено на резонансной частоте 2,951 ГГц, полученной из амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик коэффициента отражения S11 при значении поля магнитного смещения слоев ИЖГ H=54400 А/м.

На рис. 2 представлено графическое изображение диаграмм направленности (ДН) в горизонтальной плоскости при различных значениях полей магнитного смещения слоев ИЖГ модели ФАР.

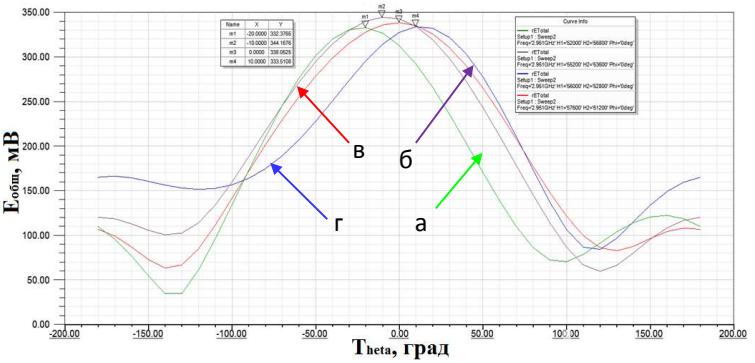



Рис. 2. Графическое изображение диаграмм направленности в горизонтальной плоскости при различных значениях полей магнитного смещения слоев ИЖГ модели АР: а) H1=52000 А/м, H2=56800 А/м; б) H1=55200 А/м, H2=53600 А/м; в) H1=57600 А/м, H2=51200 А/м; г) H1=56000 А/м, H2=52800 А/м

Сдвиг диаграммы направленности составил от -20º до 10º. МЭ структура позволяет миниатюризировать АР, а также управлять ДН с помощью электрического потенциала.

## 3. Преобразователь энергии

Для преобразования СВЧ энергии в постоянный ток был использован смеситель СВЧ и модуль на основе микросхемы LTC3108.

## 4. Заключение

В работе предложено устройство сбора энергии в составе МЭ АР и преобразователь энергии. Также проведённое теоретическое исследование модели подтверждает ранее предположенную возможность управления ДН АР при помощи МЭ-эффекта.

### Список литературы

1. С.А. Сысоева. Устройства для беспроводного и безбатарейного питания автономных узлов // Электронные компоненты №6, 2011, с 42-45.
2. Bichurin M.I., Petrov V.M. Composite magnetoelectrics: their microwave properties. Ferroelectrics, 162, 33, (1994).

# Уменьшение взаимного влияния между рамочными антеннами с помощью экрана из метаматериала

[1] Бузов А. Л., [1] Бузова М. А., [1] Минкин М. А., [2] Шляхов А. В.

[1] *АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»*
*г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация*
*bma@siprs.ru*
[2] *Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики*
*г. Самара, 443010, ул. Льва Толстого, 23, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *В данной работе представлены результаты исследований влияния экрана из метаматериала на развязку между рамочными антеннами и на их диаграммы направленности. Выполнено сравнение результатов исследований для рамочных и вибраторных антенн.*

## 1. Введение

В предыдущих работах авторов были рассмотрены вопросы влияния электромагнитных экранов на развязку между вибраторами электрического типа, а также между построенными на их основе антеннами типа Уда-Яги [1]. Данный доклад посвящен результатам исследований влияния экранов из метаматериала на характеристики рамочных антенн.

## 2. Постановка рассматриваемой задачи

Итак, рассмотрим две магнитные антенны, рассчитанные на частоту 600 МГц и расположенные на электрически небольшом расстоянии друг от друга. Для увеличения развязки между ними использовался электромагнитный экран из кирального метаматериала, построенного на основе спиральных элементов. В рамках проводимых исследований оценивалось влияние экрана на диаграммы направленности (ДН) антенн, а также на развязку между ними.

## 3. Результаты исследований

На рис. 1 в качестве примера показаны распределение токов в системе и ДН активной рамочной антенны на резонансной частоте экрана из метаматериала для расстояния 230 мм между антенной и экраном. На рис. 2 показаны соответствующие частотные зависимости развязки между антеннами в диапазоне частот от 300 МГц до 800 МГц. Для сравнения на этом же рисунке штриховой кривой показаны аналогичные результаты для электрических вибраторов.

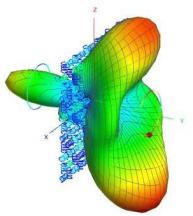


Рис. 1. Распределение токов и ДН рамочной антенны

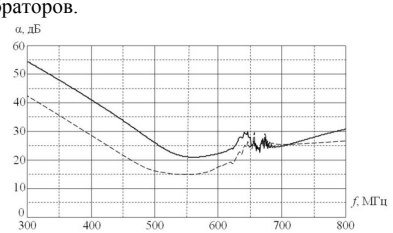



Рис. 2. Частотные зависимости развязки между антеннами

Как видно из сравнения представленных результатов, экран из метаматериала оказывает примерно одинаковое влияние на вибраторы обоих типов; при этом, в целом, развязка между электрическими вибраторами наблюдается хуже, чем между магнитными.

## 4. Заключение

Таким образом, показана возможность применения электромагнитных экранов из метаматериала для повышения развязки между рамочными антеннами.

## Список литературы

1. Бузов А.Л., Бузова М.А., Карлов Ал.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.

# Результаты численного моделирования поляризаторов на основе микрополосковых дифракционных решеток меандрового типа

[1, 2] Касьянов А. О., [2] Суматохин К. В.

[1]*Южный 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 , kasao@mail.ru*

[2]*Федеральное 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 печатных частотно-избирательных поляризаторов проходного и отражательного типа, выполненных в виде, как одно-, так и многослойных микрополосковых дифракционных решеток с элементами, имеющими форму меандра. На основе полученных численных данных рассматриваются возможности применения таких дифракционных решеток в качестве управляемых плоских твист-рефлекторов в составе двухзеркальных антенн.*

## 1. Введение

Известно, что усложнение конструкции переизлучателей микрополосковой дифракционной решетки (МДР) позволяет улучшить её частотные свойства. Кроме того, усложнение топологии печатных элементов МДР позволяет создавать на основе МДР, не только микроволновые устройства поляризационной селекции, но и трансформировать поляризацию поля возбуждающей решетку волны. Ниже рассмотрим МДР, элементы которой имеют форму меандра. В частности, такие МДР применяют в поляризаторах, преобразующих линейно поляризованные волны в волны круговой поляризации.

## 2. Постановка задачи

Целью данной работы является численное исследование математических моделей микрополосковых дифракционных решеток меандрового типа (рис. 1) для построения на их основе технологичных микроволновых частотно-избирательных устройств поляризационной селекции и трансформации.

Для достижения поставленной цели решены задачи конструктивного синтеза ряда частотно-избирательных поляризаторов проходного и отражательного типа в виде одно- и многослойных металлодиэлектрических дифракционных решеток, печатные проводники которых имеют форму меандра.

## 3. Характеристики рассеяния меандровых печатных решеток отражательного типа

Частотные характеристики диагональных элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) твист-рефлекторов на базе МДР из элементов в виде меандра в поляризационном базисе (ПБ) повернутом на угол 45° относительно собственного показаны на рис. 2.

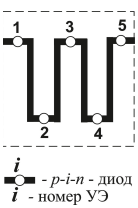
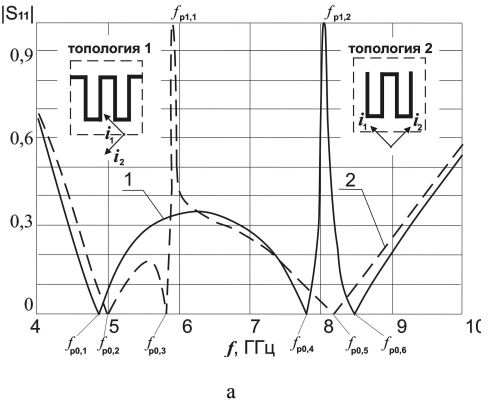



Рис. 1. Схематическое изображение ячейки управляемой МПДР

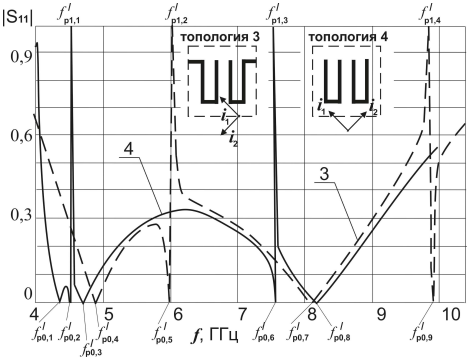
Известно, что при соответствующем выборе конструктивных параметров на основе таких МДР можно построить твист-рефлекторы. При этом такие твист-рефлекторы могут быть диапазонными. Применение однослойных МДР меандрового типа при построении твист-рефлекторов не позволяет добиться преобразования поляризации поля в достаточно широкой полосе частот, в частности, из-за того, что в частотных характеристиках (ЧХ) элементов ПМР таких решеток вблизи частот деполяризации появляются аномалии в виде высокодобротных резонансов. В случае, когда в меандровые проводники МДР вводятся разрывы, моделирующие разомкнутое состояние, включенных в них управляемых элементов (УЭ) переключательного типа (например, *p-i-n*–диодов или МЭМС-ключей), число высокодобротных резонансов возрастает. На рис. 1 схематически показана топология единичной ячейки (ЕЯ) МДР отражательного типа, трансформирующей поляризацию падающей волны.

Как видно из рис. 1, в состав ЕЯ такой решетки, помимо меандрового печатного проводника, входят микроволновые УЭ. Места возможного включения УЭ обозначены цифрами $i = 1, 2, \ldots, 5$. На рис. 2 показаны результаты численного моделирования. При этом на врезках показаны варианты топологий ЕЯ решеток $j = 1, 2, \ldots, 6$, соответствующие различным состояниям *p-i-n*–диодов: при $j = 1$ все диоды $i = 1, 2, \ldots, 5$ открыты, при $j = 2$ диоды $i = 2 – 4$ открыты, а диоды $i = 1$ и $5$ – заперты; при $j = 3$ диоды $i = 1, 2$ и $4, 5$ открыты, а диод $i = 3$ – заперт; при $j = 4$ диоды $i = 2$ и $4$ открыты, а диоды $i = 1, 3$ и $5$ – заперты; при $j = 5$ диоды $i = 1, 3$ и $5$ открыты, а диоды $i = 2$ и $4$ – заперты; при $j = 6$ все диоды, кроме $i = 1$, открыты. При этом форма ЕЯ каждой исследованных решеток представляет собой квадрат со стороной $d = 16$ мм.

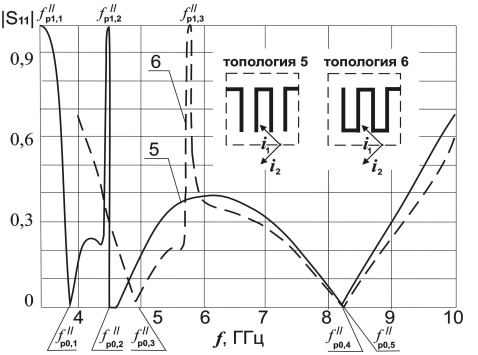
Как видно из графиков, ЧХ модулей элементов $|S_{11}|$ ПМР таких решеток в анализируемом частотном диапазоне от 3,4 ГГц до 10,4 ГГц переход от базовой топологии $j = 1$ к топологиям $j = 3 – 5$ ведет к росту числа высокодобротных резонансов на частотах $f_{P\,k,l}$ , где обозначено: $k = 1$, $l = 1 – 4$. На этих частотах $|S_{11}|$ становится равным 1 (при отражении преобразования поляризации поля не происходит). В то же время, при переходе от базовой топологии $j = 1$ к топологиям $j = 2$ и 6 происходит смещение частоты резонанса $f_{P\,1,2}$ вниз на частоты $f_{P\,1,1}$ ($j = 2$) и $f_{P\,1,3}$ ($j = 6$), сопровождающееся ростом добротности резонансной системы. Перевод поляризации падающей волны на ортогональную при её отражении от МДР происходит на частотах $f_{P\,k,l}$, где обозначено: $k = 0$, $l = 1 – 9$.




а




б




в

Рис. 2. Расчетные частотные характеристики элементов ПМР управляемых твист-поляризаторов меандрового типа

На этих частотах $|S_{11}|$ становится равным нулю, т.е. при отражении происходит такое преобразование поляризации поля, при котором отражательная решетка (ОР) становится твист-рефлектором. Очевидно, что при построении широкополосного твист-рефлектора на основе такой ОР требуется исключить появление резонансов в полосе преобразования поляризации. Исключить появление этих резонансов и добиться еще большего разнесения частот полной деполяризации можно в совмещенной решетке из микрополосковых вибраторов (МПВ), имеющих переменную ширину в пределах ЕЯ такой печатной решетки.

## 4. Заключение

На основе проведенных численных исследований показана возможность эффективного использования разработанной математической модели многоэлементной МДР при проектировании пространственных поляризационных фильтров, преобразователей и манипуляторов в интегральном исполнении. Опираясь на результаты численных исследований, разработаны конструкции тонкослойных широкополосных управляемых печатных решеток с поворотом плоскости поляризации. Показано, что с помощью решеток печатных элементов сложной топологии реализуются не только твист-поляризаторы, но и дифракционные структуры, преобразующие вид поляризации поля (например, линейно поляризованное поле в поле круговой поляризации). Полезным свойством таких решеток является возможность построения на их основе тонкослойных поляризаторов как отражательного, так и проходного типа.

# Проходные и отражательные дифракционные решетки, составленные из TFH-печатных переизлучателей

[1, 2] Касьянов А. О., [2] Чернышев А. С.

[1]*Южный 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 , kasao@mail.ru*

[2]*Федеральное 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 поляризационных характеристик рассеяния печатных дифракционных решеток, составленных из TFH элементов. На основе полученных численных данных показана возможность применения таких структур для управления поляризацией полей рассеяния.*

## 1. Введение

Известно, что усложнение топологии печатных элементов микрополосковых дифракционных решеток, применяемых для построения частотно-избирательных поверхностей, открывает дополнительные возможности при построении дифракционных структур с заданными частотными характеристиками. Покажем, что усложнение топологии печатного элемента МДР также позволяет создавать и поляризационно-активные устройства на основе таких электродинамических структур. Ниже приведены результаты численного исследования тонких плоских поляризаторов, выполненных в виде дифракционных решеток печатных элементов сложной формы на не экранированных подложках.

## 2. Постановка задачи

Целью данной работы является численное исследование микрополосковых дифракционных решеток проходного и отражательного типа для построения на их основе технологичных устройств преобразования и управления поляризацией поля с определением возможности их использования в составе перспективных радиосистем микроволнового диапазона.

Для достижения поставленной цели решены задачи конструктивного синтеза ряда частотно-избирательных поляризаторов проходного и отражательного типа в виде одно- и многослойных металло-диэлектрических дифракционных решеток, печатные проводники которых имеют TFH -топологию.

В качестве элементов печатных решеток использованы переизлучатели форма которых с точки зрения автора [1] напоминает ладонь с двумя пальцами «*two-finger hand*» (TFH) [1]. Вид печатного элемента такой формы показан на рис. 1 и 2.

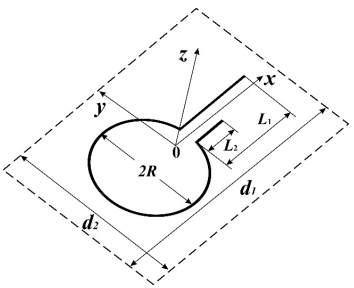



Рис. 1. Схематическое изображение ячейки решетки из свободно установленных TFH переизлучающих элементов




Рис. 2. Схематическое изображение ячейки печатной решетки, составленной из TFH переизлучающих элементов

Как видно из рис. 1 и 2, печатные элементы имеют специфическую форму и располагаются периодически в узлах сетки с прямоугольной формой ячейки. Выбор TFH-печатных элементов в качестве переизлучателей дифракционных решеток, выполняющих функции трансформаторов поляризации, определяется особыми свойствами поляризационно-активных электродинамических структур (ЭДС), выполненных в виде дифракционных решеток, составленных из так называемых Ω-элементов.

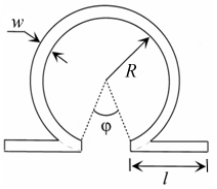



Рис. 3. Схематическое изображение Ω-элемента дифракционной решетки

Топологии печатных элементов таких решеток подобны заглавной букве омега греческого алфавита (Ω). Вид печатного элемента такой формы показан на рис. 3. Как видно из рисунка, такой переизлучатель является составным. В его состав входят симметричный печатный вибратор, каждое из плеч которого имеет длину $l$ и рамочный переизлучатель радиусом $R$. При этом и вибратор и рамка имеют общий возбуждающий зазор. Для того чтобы решетки, составленные из Ω -элементов, обладали оптической активностью требуется высокая степень симметрии печатных переизлучателей. Данного недостатка лишены печатные решетки, составленные из асимметричных элементов. В качестве модели оптически активных ЭДС, выполненных на основе таких решеток, может быть использована обобщенная неаксиальная бианизотропная среда.

Известные применения подобных моделей в виде бесконечных двоякопериодических решеток отражательного и проходного типа: микроволновые фильтры; искусственные диэлектрики; поляризаторы волн; антенные рефлекторы; частотно-избирательные поверхности. Таким образом, исследование характеристик рассеяния печатных дифракционных решеток – трансформаторов поляризации полей падающих на них волн представляет несомненный практический интерес.

## 3. Результаты численного моделирования поляризаторов на основе дифракционных решеток свободно установленных TFH-элементов

Рассматривается случай возбуждения нормально падающими плоскими волнами каждой из исследованных ниже печатных решеток. При проведении расчетов предполагалось, что дифракционная решетка является двоякопериодической и возбуждается линейно-поляризованной плоской волной.

На рис. 4 показаны частотные зависимости характеристик рассеяния такой решетки. Параметры решетки: R = 3 мм, $L_1$ = 5 мм, $L_2$ = 2 мм, $d_1$ = 15 мм, $d_2$ = 10 мм, $\varphi \approx$ 19,1°. На рис. 4 показаны частотные характеристики (ЧХ) коэффициента эллиптичности ε и угла наклона главной оси эллипса поляризации ψ отраженной волны для случая, когда решетка возбуждается нормально падающей волной. Как видно из сравнения графиков расчетных зависимостей ε($f$), ψ($f$), показанных на рис. 3, полученные нами результаты находятся в хорошем соответствии с результатами, полученными ранее в [1]. При этом в окрестности резонансных частот $f_1 \approx 6$ ГГц и $f_2 \approx 18$ ГГц при отражении наблюдается преобразование поляризации падающей на описанную решетку волны. Максимальные значения коэффициентов эллиптичности наблюдаются в окрестностях резонансных частот, на первой из которых $f_1$ длина TFH-элемента решетки $L'$ равна половине резонансной длины волны $\lambda_1$, а на второй $f_2$ – длина печатной рамки $L''$ примерно равна резонансной длине волны $\lambda_2$. Здесь обозначено: $L' = L_1 + L_2 + L''$, где $L'' = 2\pi R - \Delta$ – длина печатной рамки из состава TFH-элемента решетки.

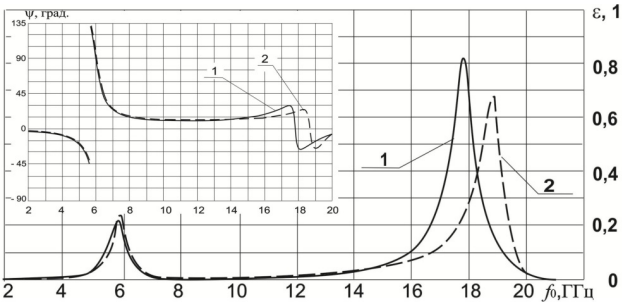



Рис. 3. ЧХ ε и ψ отраженной волны для случая нормального возбуждения решетки $x$-поляризованной волны: 1 – расчет авторов, 2 – данные, приведенные в работе [1]

## 4. Заключение

На основе проведенного численного исследования установлено, что решетка из TFH-элементов трансформирует поляризацию не только отраженных, но и прошедших волн. Показано, что с помощью решеток печатных и апертурных элементов сложной топологии (Ω- и TFH-типа) реализуются не только твист-поляризаторы, но и дифракционные структуры, преобразующие вид поляризации поля.

## Список литературы

[1] Zouhdi S., Couenon G.E., Fourrier-Lamer A. Scattering from a periodic array of thin planar chiral structures – calculation and measurements // IEEE Transactions on AP. – January, 2003. – Vol. 47, No. 1. – P. 1061-1065.

# Криогенно охлаждаемые антенные отражатели для ММ и СубММ диапазонов

[1] Паршин В. В., [1] Серов Е. А. [1] Гунбина А.А., [1] Минеев К.В., [1] Вдовин В.Ф.,
[2] Чекушкин А.М., [2,3] Хан Ф.В., [2] Кошелец В.П.

[1] *Институт прикладной физики РАН*
*г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация*
*parsh@appl.sci-nnov.ru*

[2] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, г. Москва, Российская Федерация*

[3] *Московский физико-технический институт, г. Москва, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *В диапазоне частот 150-250 ГГц и интервале температур от 4 К до 300 К представлены результаты исследования отражательной способности коммерческого высокотемпературного сверхпроводника (ВТСП) $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$, а также тонких плёнок Nb и NbTiN, нанесённых на кремниевую подложку. Для сравнения, в тех же частотном и температурном диапазонах, приведены результаты исследования отражательной способности зеркал с различной внутренней структурой из серебра, меди, золота, алюминия и бериллия. Показано, что потери на отражение при криогенных температурах в разы(!) изменяются в зависимости от структуры поверхности зеркала и наличия примесей. Полученные данные позволяют рассчитывать тепловые шумы, создаваемые охлаждаемыми рефлекторами антенных систем телескопов, работающих в ММ и СубММ диапазонах длин волн.*

## 1. Введение

Исследования и разработки в терагерцовом диапазоне частот, – это одно из наиболее динамично развивающихся направлений электроники, фотоники, актуальное для широкого круга приложений от фундаментальных исследований в астрономии до различных военных, охранных и медицинских приложений. Одна из важных задач – разработка высокочувствительных приемных систем. Так для космических миссий необходимо обеспечить NEP (шумы) не хуже, чем $10^{-19}$ Вт/Гц$^{0.5}$, что возможно с использованием сверхпроводниковых приемников. Однако, их эффективность определяется не только чувствительностью детектирующей ячейки, но и собственными шумами всей системы, включая шумовую температуру антенны. Металлическая и как вариант сверхпроводящая поверхность при криогенном охлаждении - лучший способ минимизировать тепловой вклад, вносимый антенными шумами.

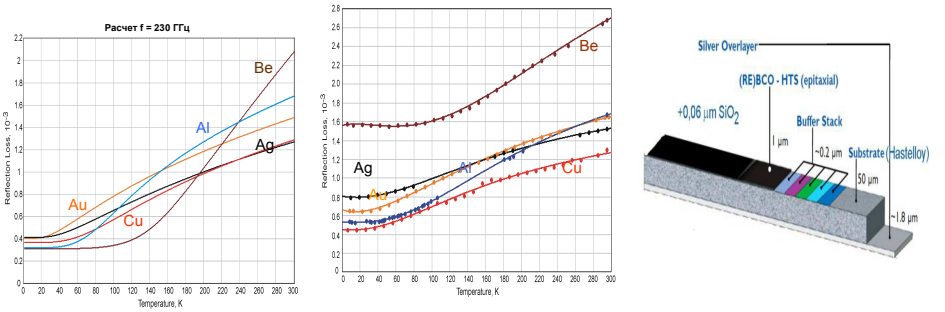
В работе [1] приведены результаты исследования отражательной способности, зеркал с различной внутренней структурой, из серебра, меди, золота, алюминия и бериллия. Показано, что потери на отражение (ПО) при криогенных температурах в разы (!) изменяются в зависимости от структуры поверхности отражающего слоя и наличия примесей. Приведены результаты измерений ПО сверхчистых металлов, которые практически совпадают с теоретическими расчётами до температур жидкого гелия. Т.е. обозначен предел уменьшения ПО для реальных металлов. Поэтому понятен интерес к использованию сверхпроводящих материалов. В докладе приводятся результаты исследований высокочистых металлов, промышленного ВТСП - $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ [2], а также классических сверхпроводников на основе плёнок Nb и NbTiN [3]. Такие данные, относящиеся к ММ диапазону, были впервые получены в нашей работе с помощью высокочувствительной резонаторной техники [4].

## 2. Результаты[1]

На рис.1 представлены температурные зависимости ПО наиболее "отражающих" металлов: а) Теоретические расчёты, б) результаты измерений высокочистых металлов и конструкционного бериллиевого сплава и в) Структура образца ВТСП.

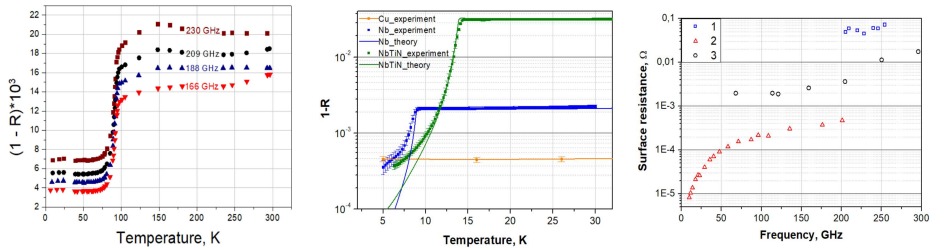
На Рис.2 представлены температурные зависимости ПО образцов ВТСП и плёнок сверхпроводников на основе Nb и NbTiN: а) для образца ВТСП на разных частотах. б) и в): Плёнки Nb и NbTiN. Рис 2 б) - результаты эксперимента, усредненные по нескольким частотам в диапазоне 205÷255 ГГц (значимая частотная зависимость отсутствует) и теоретические расчёты. Рис. 2 в) - сравнение экспериментальных данных с другими работами.

[1] Работа выполнена в рамках госзадания ИПФ РАН №№ 0030-2021-0001, 0030-2021-0005, 0030-2021-0008.




а) б) в)

Рис. 1. Температурные зависимости ПО наиболее "отражающих" металлов: а) Теория, б) результаты измерений высокочистых металлов и конструкционного бериллиевого сплава. в) Изображение структуры образца ВТСП.




а) б) в)

Рис.2 Температурные зависимости ПО а) для образца ВТСП на разных частотах. б) : Плёнки Nb и NbTiN: эксперимент и теоретические расчёты. в) Nb: сравнение с другими работами: 1 - настоящая работа; 2 – результаты [5], 3 – результаты [6].

## 3. Заключение

Представлены результаты исследования отражательной способности высокочистых металлов, ВТСП $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$, тонких плёнок Nb и NbTiN в диапазоне частот 150-255 ГГц при температурах от 4K до комнатной. Исследование проводилось с помощью резонаторного спектрометра, в котором исследуемый образец являлся одним из зеркал высокодобротного резонатора Фабри-Перо [4]. Выявлено, что потери на отражение для ниобия в сверхпроводящем состоянии в несколько раз ниже, чем для высокотемпературного сверхпроводника [2] и даже ниже, чем для высокочистой меди [1]. Это позволяет утверждать, что сверхпроводящие плёнки на основе ниобия могут быть эффективно использованы в качестве материалов охлаждаемых антенн (как для покрытий зеркальных антенн, так и для изготовления планарных наноантенн детектирующего модуля) для обеспечения минимального уровня тепловых шумов в радиотелескопах миллиметрового/субмиллиметрового диапазонов с охлаждаемыми приёмниками.

### Список литературы

1. Serov E. A., Parshin V. V., and Bubnov G. M. Reflectivity of metals in the millimeter wavelength range at cryogenic temperatures // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2016 . Vol. 64. No 11. P. 3828–3838.
2. Parshin V., Serov E., Bubnov G., Vdovin V., Nikolenko A., Lesnov I., Gunbina A., Smirnov A., Malginov V. A., Dolzhenko D., Khokhlov D. Terahertz Reflectivity of $YBa_2Cu_3O_7$-σ at Cryogenic Temperatures // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2020. Vol. 30. No 8. P. 1-5.
3. Гунбина А. А., Серов Е. А., Минеев К. В., Паршин В. В., Вдовин В. Ф., Чекушкин А. М., Хан Ф. В., Кошелец В. П. Экспериментальное исследование отражательной способности сверхпроводящих плёнок на основе ниобия в субтерагерцовом диапазоне частот. Направлена в Известии ВУЗов, «Радиофизика».
4. Паршин В. В., Серов Е. А., Бубнов Г. М., Вдовин В. Ф., Кошелев М. А., Третьяков М. Ю. Криовакуумный Резонаторный Комплекс // Известия ВУЗов, «Радиофизика». 2013. Т.56. № 8-9. с. 614-621.
5. Wilke I., Khazan M., Rieck C. T., et al. Terahertz surface resistance of high temperature superconducting thin films // Journal of Applied Physics. 2000. Vol. 87. No 6. P. 2984 - 2988.
6. Wang A., Kawakami Z. Measurements of surface resistance for Nb thin films millimeter wavelength region using resonator coupled Josephson junction // Physica C. 1997. P. 2533-2534.

# Широкополосная вибраторная антенна

Войтович В.В., Ершов А.В., Войтович Н.И.

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)
*г. Челябинск, пр. Ленина, 76, 454080, Российская Федерация*
*voytovichni@mail.ru, eav@list.ru*

***Аннотация:*** *Рассматривается вибраторная антенна с КСВ ниже 1,15 в полосе частот 13%. Относительно широкая полоса рабочих частот достигается благодаря использованию в антенне двух вибраторов с сильной распределённой электромагнитной связью и гальванической связью в двух сечениях на равных расстояниях от центра антенны. Приведены результаты измерений согласования с фидером для ансамбля из 17 антенн. Антенна удобна для размещения на мачтах или на поясах башен, в качестве излучающего элемента антенных решёток наземных радиотехнических систем.*

***Ключевые слова:*** *широкополосная вибраторная антенна; компенсация реактивной составляющей входного импеданса, связанные вибраторы.*

## 1. Введение

В ряде практически случаев важно, чтобы антенна была согласована с фидером в широком диапазоне частот. Как правило, широкая полоса рабочих частот достигается в ущерб либо уровню КСВ, либо форме диаграммы направленности, либо размерам конструкции антенны. Представленная в настоящей работе широкополосная дипольная антенна является компромиссом предъявляемых требований: она обеспечивает необходимый низкий КСВ в достаточно широкой полосе частот в то время как размеры и диаграмма направленности близки к таковым для обычной вибраторной антенны [1, 2].

## 2. Конструкция

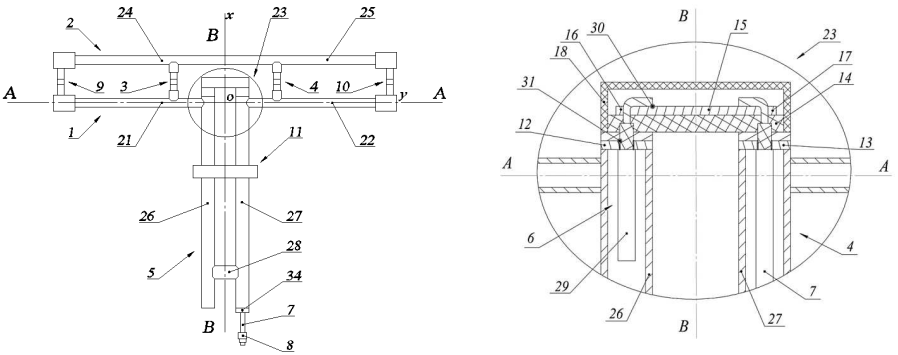



Рис. 1. Конструкция антенны:
1 (2) — первый, (второй) вибратор; 3, 4 — перемычки; 5 — симметрирующее устройство; 6 — устройство согласования; 7 — фидер, 8 — соединитель радиочастотный; 9,10 — диэлектрические концевые распорки;
11 — диэлектрическая распорка; 12, 13 — шайбы с пазами; 14 — диэлектрическая подложка;15 — диполь;
16,17 — полюса;18 — защитная крышка; 21, 22 — плечи первого вибратора; 23 — зазор;
24, 25 — плечи второго вибратора; 26, 27, 28 — симметрирующее устройство; 29 — шлейф; 30, 31 — полюса шлейфа;

Антенна (рис.1) содержит два параллельных полуволновых вибратора с «сильной» распределённой электромагнитной связью, имеющих гальваническую связь друг с другом в двух сечениях посредством коротких по сравнению с длиной волны проводников (короткозамыкателей), симметрирующее устройство, устройство компенсации мнимой составляющей входного сопротивления антенны, фидер, первую и вторую шайбы с пазами, возбуждающий проводник (диполь) на диэлектрической подложке, элементы крепления и защиты антенны. Симметрирующее устройство (СУ) представляет собой четвертьволновый короткозамкнутый на конце отрезок линии передачи. Устройство согласования представляет собой реактивный шлейф в виде короткого разомкнутого на конце отрезка коаксиальной линии.

Фидер введён в трубу симметрирующего устройства. При этом на конечном участке коаксиального кабеля выполнена разделка кабеля: снята изоляция кабеля, расчёсан и выпрямлен внешний

проводник, выполненный в виде оплётки. Внешний проводник кабеля равномерно распределён по пазам шайбы и опаян. Центральный проводник фидера гальванически соединен с одним из полюсов диполя. Второй полюс диполя соединён с центральным проводником устройства согласования. Внешний проводник отрезка коаксиальной линии аналогично указанному выше способу гальванически соединён со второй шайбой.

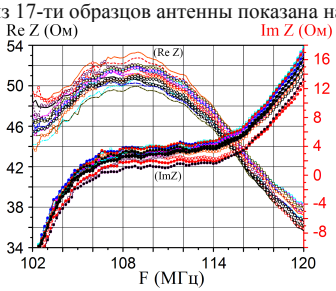
## 3. Теоретический метод исследования

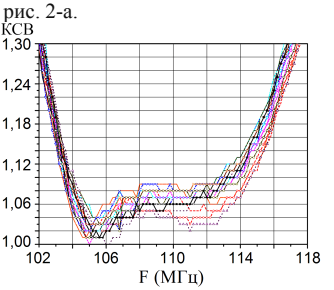
Так как антенна представляет собой конструкцию из цилиндрических проводников, диаметр которых много меньше длины волны, а продольный размер велик по сравнению с диаметром проводников, при теоретических исследованиях использовано тонкопроволочное приближение. В основу разработки математической модели антенны положена теорема взаимности [3].

## 4. Экспериментальные результаты

Фотография одного из 17-ти образцов антенны показана на рис. 2-а.






а) б) в)

Рис. 2. Широкополосная вибраторная антенна: а) вид антенны при выполнении измерений; б) зависимость импеданса от частоты для ансамбля из 17 антенн; в) зависимость КСВ от частоты для ансамбля из 17 антенн.

В рабочем диапазоне частот мнимая часть импеданса (рис. 2-б) меняется в пределах от плюс 1 Ом до плюс 5 Ом. Максимальные отклонения действительной части импеданса в ансамбле из 17 антенн относительно 50 Ом равны 2,5 Ом. На рис. 2-в представлен график зависимости согласования антенны с фидером с волновым сопротивлением 50 Ом. Эта зависимость характеризуется наличием на оси частот протяженного участка КСВ ниже 1,15, за пределами которого КСВ довольно быстро возрастает. Таким образом, полоса рабочих частот предложенной широкополосной антенны составляет 13% от средней частоты рабочего диапазона.

Отклонение диаграммы направленности (ДН) антенны в плоскости Н от круга составляет ±0,05 (1 дБ). ДН антенны в плоскости Е имеет форму восьмёрки. Поведение ДН в плоскости Е аналогично поведению ДН обычного полуволнового вибратора в этой плоскости.

Коэффициент направленного действия широкополосной вибраторной антенны равен 2,5 дБ.

## 5. Заключение

Разработана вибраторная антенна, обладающая КСВ ниже 1,15 в полосе частот 13% относительно средней частоты. Антенна обеспечивает симметричную диаграмму направленности в плоскости вектора Е, круговую — в плоскости вектора Н.

### Список литературы

1. Ершов А.В. Широкополосная вибраторная антенна для многоканального радиовещания: дис. канд. техн. наук : 05.12.04 / Ершов Алексей Валентинович; УГТУ(УПИ). — Екатеринбург, 2004.
2. Voytovich N.I, Ershov A.V. Ice influence on wideband dipole antenna characteristics // IET, The Institution of Ingineering and Technology. Conference Publications: 12-th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)/DOI: 10.1049/cp/2018.1228. — 2018.
3. Марков Г.Т., Петров Б.М. Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн: Учеб. пособие для вузов. — М.: Сов. радио, 1979. — 376 с.

# Турникетная щелевая антенна

Платонов Е.А., Войтович Н.И.

Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)
*г. Челябинск, пр. Ленина, 76, 454080, Российская Федерация*
*voytovichni@mail.ru*

***Аннотация:*** *В строгой дифракционной постановке исследованы полевые характеристики щелевой турникетной антенны, представляющей собой две ортогонально расположенные двусторонние щелевые антенны с общей осью щелей, возбуждённых токами с равной амплитудой и сдвигом по фазе на 90 градусов. Рассмотрено влияние конструктивных элементов на полевые характеристики антенны.*

***Ключевые слова:*** *турникетная щелевая антенна, краевая электродинамическая задача, анимация.*

## 1. Введение

Щелевая антенна привлекает к себе внимание конструкторов простотой конструкции, отсутствием выступающей части над поверхностью, в которой прорезана щель. Щелевые антенны не нарушают аэро-или гидродинамику объектов, на которых они установлены, что обусловливает широкое применение их на самолётах, ракетах и других подвижных объектах. Целью настоящей работы является исследование процесса формирования круговой диаграммы направленности (ДН) двумя щелевыми антеннами с общей продольной осью щелей, экраны которых ортогональны друг другу, а возбуждающие их токи сдвинуты по фазе на 90°, исследование влияния конструктивных элементов на полевые характеристики турникетной щелевой антенны.

## 2. Метод исследования

Теоретические исследования выполнены в строгой дифракционной постановке пространственно-временными прямыми численными методами [1]. 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.

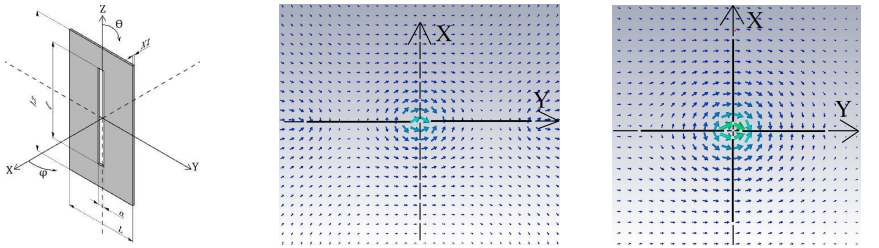
## 3. Предпосылки построения турникетной щелевой антенны

Пусть на идеально проводящей бесконечно тонкой плоскости, простирающейся до бесконечности во всех направлениях, выполнена бесконечно узкая щель. Как известно, силовые линии напряжённости электрического поля в этом случае представляют собой семейство окружностей, опоясывающих ось щели. На любой плоскости, проходящей через ось щели, будет выполнено граничное условие: равенство нулю тангенциальной составляющей напряжённости электрического поля. Следовательно, любая идеально проводящая плоскость, проходящая через ось щели, не нарушает сложившееся строение электрического поля. Эта особенность приближённо сохраняется в случае конечных размеров плоскости, на которой выполнена щель конечных размеров. Это обстоятельство служит предпосылкой для построения щелевой турникетной антенны [2].

## 4. Теоретические результаты

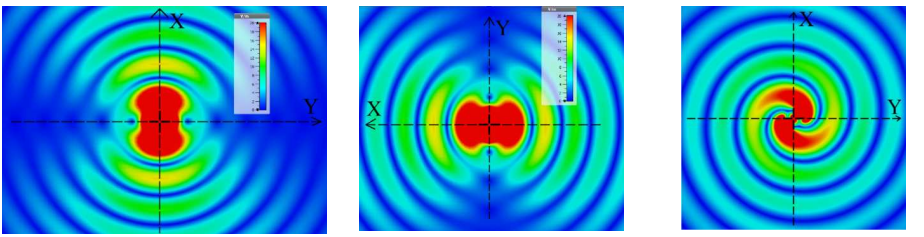
Предположим, что антенна выполнена в виде щели шириной $a$ в центре прямоугольной пластины шириной $L$. Рассмотрим электрическое поле в окружающем щелевую антенну пространстве, а именно, в плоскости, перпендикулярной продольной оси щели. Это поле представлено на рис. 1 векторами $\vec{E}$ напряженности электрического поля. В окружающем пространстве, за исключением небольшой области в окрестности берегов щели и рёбер пластины векторное поле $\vec{E}$ может быть представлено силовыми линиями в виде окружностей. При этом векторы $\vec{E}$ перпендикулярны к плоскости $x = 0$. Следовательно, на идеально проводящей пластине, установленной в плоскости $x = 0$, выполнено граничное условие. Как видно из рис. 1-б, 1-в, строение электрического поля в плоскости $x = 0$ осталось практически неизменным.

В докладе представлены картины формирования поля двумя расположенными ортогонально друг к другу щелевыми антеннами, работающими независимо друг от друга (рис.2-а и рис 2-б) и одновременно при их возбуждении токами с равными амплитудами и сдвигом по фазе на $90^0$.




а) б) в)

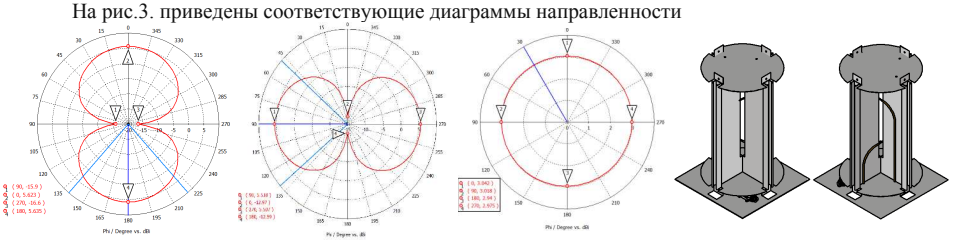
Рис. 1. Строение электрического поля; а)- двухсторонняя щелевая антенна, б,в – векторное поле




а) б) в)

Рис. 2. Поле антенны; а) горизонтальной антенны, б) вертикальной антенны в) турникетной антенны

На рис.3. приведены соответствующие диаграммы направленности



а) б) в) г)

Рис. 3. Диаграммы направленности щелевой турникетной антенны.

## 5. Экспериментальные результаты

Эксперименты выполнены на макете щелевой турникетной антенны (рис. 3-г) содержащей 4 стойки, верхний и нижний экраны. Расчётные и экспериментальные результаты находятся в хорошем количественном соответствии и свидетельствуют о том, что антенна может иметь прочную конструкцию.

## 6. Заключение

Турникетная щелевая антенна формирует круговую диаграмму направленности в плоскости вектора $\vec{E}$ . Несущественное влияние конструктивных элементов на полевые характеристики антенны позволяют конструировать прочную конструкцию. Результаты работы полезны при разработке антенн наземных радиотехнических устройств с круговой диаграммой направленности с горизонтальной поляризацией поля излучения и учебного процесса по теме “Щелевые антенны”.

### Список литературы

1. Weiland, T. “Time domain electromagnetic field computation with fi-nite difference methods”. International Journal of Numerical Modelling, vol. 9, pp. 295-319, 1996.
2. Широкополосная турникетная антенна: пат. РФ №2401492 Войтович Н.И., Клыгач Д.С., Репин Н.Н.0.

# Методика уменьшения уровня боковых лепестков диаграммы направленности биконической антенны [1]

Бобрешов А. М., Смусева К. В., Серегина Е. А., Усков Г.К.
*ФГБОУ ВО «ВГУ», г. Воронеж, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Предлагается метод уменьшения уровня боковых лепестков диаграммы направленности биконического излучателя. Метод основан на введении в раскрыв излучателя линзовой структуры, объемное распределение диэлектрической проницаемости которой определяется через форму требуемого волнового фронта.*

## 1. Введение

В задачах пеленгации зачастую предполагается использование приемных элементов, обладающих довольно высоким уровнем усиления в горизонтальном направлении, низким уровнем побочных лепестков диаграммы направленности и хорошим согласованием во всем диапазоне рабочих частот. Биконическая антенна является одним из самых широкополосных апертурных всенаправленных элементов. При этом для улучшения его направленных свойств обычно используются компактные диаграммообразующие системы [1-4].

## 2. Описание метода

Для уменьшения уровня боковых лепестков (УБЛ) предлагается внести в раскрыв излучателя линзовую структуру из неоднородного диэлектрика [2-4]. Подобные линзы трансформируют волновой фронт за счет изменения коэффициента диэлектрической проницаемости материала в пространстве.

Данная идея базируется на предположении о существовании точечного фазового центра, в котором возбуждается электромагнитная волна. Распространение сигнала будем рассматривать аналогично ходу лучей света из некоторого центра O. В силу симметрии задачи мы можем рассмотреть только ход лучей, которые лежат в одной из полуплоскостей. Кроме того, ограничим область распространения фронта углом AOA' с раствором 2α, как показано на рис. 1. Отрезок AA' является плоскостью раскрыва антенны. Пусть требуемая форма волнового фронта, излучаемого антенной, определяется некоторой функцией ρ(φ), где φ – угол между лучом и горизонтальной осью.

Рассмотрим эллипс с центром в точке O', большой и малой полуосями a и b соответственно. Точки касания эллипса совпадают с точками A и A'. В качестве ρ(φ) выберем часть эллипса, заключенную в угол AOA'.

Опуская математические выкладки, приведем выражение для функции ρ(φ):

$$\rho(\varphi) = \frac{b^2\left(2\sqrt{b^2 + a^2k^2}\cos(\phi) - \sqrt{2}a\sqrt{-1 + k^2 + (1 + k^2)\cos(2\phi)}\right)}{2k(b^2\cos^2(\phi) + a^2\sin^2(\phi))}, \#(1)$$

где $k = \tan(\alpha)$

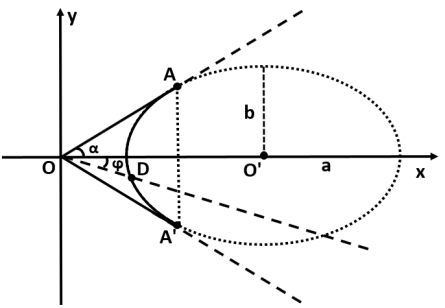



Рис. 1. Пояснение к задаче вывода профиля волнового фронта

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, https://rscf.ru/project/21-19-00323/

Чтобы вывести закон распределения диэлектрической проницаемости внутри раскрыва, необходимо обеспечить синфазность волны на кривой ρ(φ). Для этого приравняем друг к другу фазовые скорости всех лучей и фазовую скорость луча, распространяющегося в направлении $\varphi = \alpha$.

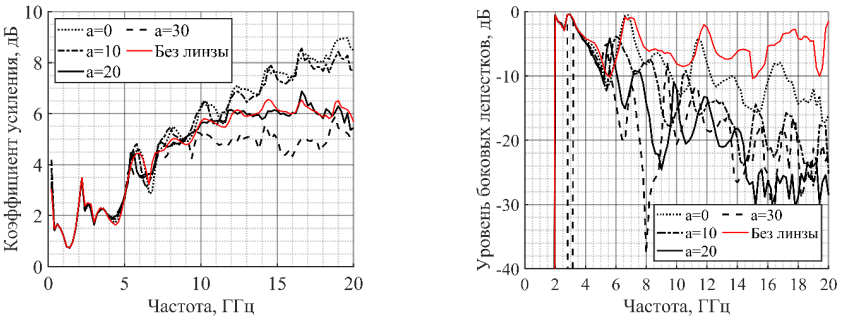
Таким образом, можно получить закон распределения диэлектрической проницаемости:

$$\varepsilon(\varphi) = \varepsilon(\alpha)\frac{\rho(\alpha)^2}{\rho(\varphi)^2} \#(2)$$

## 3. Результаты моделирования

Для проверки выражений (1) и (2) были построены численные модели биконической антенны с высотой h=30 мм и углом $\alpha = 25°$ с предложенным неоднородным диэлектрическим заполнением.

На рис. 2 приведены зависимости коэффициента усиления (КУ) и УБЛ диаграммы направленности антенны с линзовой структурой с различным параметром *a* и без нее. Видно, что на частотах менее 5 ГГц линзовая структура не вносит существенного влияния на рассматриваемые характеристики. На частотах выше 5 ГГц при увеличении параметра *a* коэффициент усиления в главном направлении сначала возрастает, а затем начинает уменьшаться. При этом уровень бокового излучения становится ниже более чем на 10 дБ относительно антенны без линзы, а при значениях *a* более 20 мм., в среднем, перестает меняться.




а) б)

Рис. 2. Зависимости коэффициента усиления (а) и уровня боковых лепестков (б) диаграммы направленности антенны с линзовой структурой с различным параметром *a* и без нее

## 4. Заключение

Предложена методика уменьшения УБЛ диаграммы направленности биконического элемента путем внесения в раскрыв излучателя линзовой структуры, распределение диэлектрической проницаемости в которой может быть выбрано с помощью регулируемого параметра *a*.

Показано, что такая линзовая структура позволяет значительно снизить уровень бокового излучения и при некоторых значениях параметра *a* повысить коэффициент усиления.

Данная методика может быть применима также для других апертурных излучателей с учетом корректировки формулы (1).

## Список литературы

1. Зелкин Е.Г, Петрова Р.А. Линзовые антенны. М., Сов. радио, 1974. - 280 с.
2. Методики улучшения направленных свойств апертурных приемных элементов пеленгационной решетки / А. М. Бобрешов, Е. А. Серегина, К. В. Смусева, Г. К. Усков // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2019. – Т. 22. – № 4-1. – С. 44-49. – DOI 10.18469/1810-3189.2019.22.4.44-49..
3. Биконическая антенна с неоднородным диэлектрическим заполнением для систем радиопеленгации / А. М. Бобрешов, Е. А. Маркова, К. В. Смусева, Г. К. Усков // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. В 6-ти томах, Воронеж, 16–18 апреля 2019 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2019. – С. 267-271.
4. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications / A. M. Bobreshov, A. S. Zhabin, E. A. Seregina, G. K. Uskov // Electronics Letters. – 2020. – Vol. 56. – No 17. – P. 857-859. – DOI 10.1049/el.2020.1098.

# Первообразная импульсная характеристика для расчета ближнего поля и ее точность [1]

[1]Скулкин С.П., [2]Лысенко Н.А., [2]Усков Г. К., [1]Саратовцев А.Р.,
[2]Смусева К. В., [2]Кононов А.А,[1] Кащеев Н. И.

[1] *Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики*
*г. Нижний Новгород, 603155, Большая Печерская 25/12, Российская Федерация*
*sskulkin@hse.ru*
[2], *Воронежский государственный университет*
*г. Воронеж, 394018. Университетская площадь, 1, Российская Федерация*
*uskov@phys.vsu.ru, lysenko.hvr@gmail.com,*

***Аннотация:*** *В данной работе мы представляем метод вычисления монохроматического поля, излучаемого равномерно освещенной апертурой. Временная зависимость поля вычисляется как производная от функции первообразной импульсной характеристики (ПИХ) апертуры. Сама ПИХ представлена эллиптическим интегралом второго рода. Аналитический метод, показанный в этом письме, гораздо более эффективен в компьютерных ресурсах, чем метод конечного интегрирования (FIT), с которым мы сравниваем.*

## 1. Введение

Анализ распределения ближнего поля круглой апертуры имеет большое значение для исследователей антенн с 1950 года [1], [2]. Обычно используемые вычисления включают интегрирование по апертуре (физическая оптика или формулировка Кирхгофа) [2]. Иногда это делается с использованием геометрической теории дифракции (GTD). Краткий обзор различных методов был дан Хансеном [1], Баумом [3] и Баланисом [4]. Теория спектра плоских волн обеспечивает другой подход к анализу ближнего поля [5].

Аналогом метода физической оптики во временной области является метод интегрирования апертуры во временной области, в котором на поверхности апертуры определяется контур интегрирования, используемый в [6].

Новый подход аналитической физической оптики во временной области для ПИХ круглой апертуры в виде эллиптического интеграла второго рода был приведен в [7]. В этой работе представлен метод расчета монохроматического поля, полученного в результате преобразования Фурье его временной зависимости на основе ПИХ. Приведено сравнение теоретических и численных результатов, которое показывает хорошее согласие для всех частот, расстояний и смещений

## 2. Теория

В статье [7] были приведены новые выражения для описания напряжённости ЭМ поля в точке $\vec{r}$, перед апертурой:

$$\hat{E}(\vec{r},t) = \frac{1}{2\pi}\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sqrt{1-k^2\sin^2(\varphi)}\, d\varphi = \frac{1}{2\pi}\mathbb{E}(\varphi|k^2). \quad (1)$$

Здесь ПИХ $\hat{E}(\vec{r},t)$ в произвольной точке $\vec{r}$ можно найти как $\mathbb{E}(\varphi|k^2)$ - эллиптический интеграл второго рода с параметром $k = \sin(\gamma)$. $\gamma$ - угол между $\vec{r}$ и перпендикуляром к плоскости апертуры [7]. Это табличный интеграл, и он не может быть выражен в терминах элементарных функций.

ПИХ для разных X и У изображены на рис.1. Импульсная характеристика апертуры $h(\vec{r},t)$ определяется как производная от $\hat{E}(\vec{r},t)$: $h(\vec{r},t) = \frac{\partial \hat{E}(\vec{r},t)}{\partial t}$.

Преобразование Фурье от ИХ $h(\vec{r},t)$ будет определяться как:

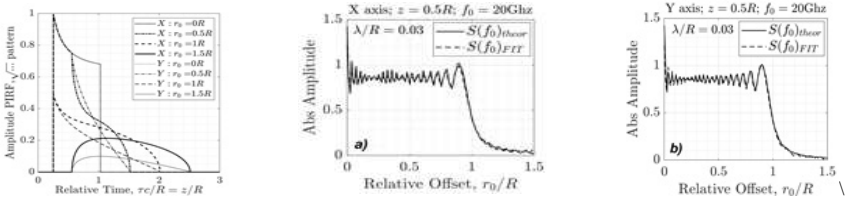
$$h^*(\vec{r},f) = K^*(\vec{r},f) = \int \frac{\partial \hat{E}(\vec{r},t)}{\partial t} e^{j\,2\pi f t} dt. \quad (2)$$

Здесь подразумевается $f = c/\lambda$. На рисунке 1 б, в приведены распределения монохроматиче-

[1] Работа выполнена на основании решения Совета Программы Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ)». Проект № 22-00-035 «Особенности импульсных полей апертурных антенн».

ского поля рассчитанные теоретически с помощью формулы (1) и численно с помощью метода конечного интегрирования (Finite Integration Technique, FIT) вдоль оси X (б) и вдоль оси Y (в) для R=0,5, $f_0$=20. ГГц.

Как видно из рисунка сравнение теоретических и численных результатов показывает хорошее согласие. Тоже самое наблюдается для всех частот, расстояний и смещений.




а) б) в)

Рис.1. а) ПИРФ для разных X и У.; Распределения монохроматического поля вдоль оси X (б) и вдоль оси Y (в) для R=0,5, $f_0$=20 ГГц.

## 3. Заключение

По сравнению с использованием других известных методов (например, теории спектра плоской волны или физической оптики или формулировки Кирхгофа) для вычисления монохроматических полей, метод расчета ПИХ часто позволяет получать более точные значения для спектральных составляющих поля [7], поскольку точность вычисления самих спектральных составляющих определяется точностью представления поля и точностью процедуры одномерного преобразования Фурье (путем выбора временного окна, шага выборки).

Свертка с любым входным сигналом или сигналом возбуждения в апертуре может быть получена практически мгновенно. Следовательно, пространственно-частотная характеристика этого типа апертуры и заданного сигнала также может быть вычислена за ничтожно малое время.

Сравнение теоретических и численных результатов показывает хорошее согласие для всех частот, расстояний и смещений. Это также демонстрирует преимущество теоретического подхода с точки зрения вычислительного времени и ресурсов. Используя метод ИХ, можно найти распределение монохроматического поля намного быстрее, чем численно, достигая аналогичной точности.

Более того, когда отношение λ / R растет, численные вычисления становятся все более ресурсоемкими, в то время как теоретический монохроматический метод ИХ повышает его точность, не требуя больше вычислительного времени.

В связи с этим многие вопросы, обсуждающиеся на протяжении последних 70 лет и связанные с пространственным распределением линейно поляризованного поля апертурных антенн, могут быть решены более легко и с большей точностью.

### Список литературы


1. R. C. Hansen, *Microwave Scanning Antennas.* New York, NY, USA: Academic, 1964.
2. H. G. Booker and P. C. Clemmow, “The concept of an angular spectrum of plane waves,“ J. Inst. Elec. Eng., vol. 97, pp. 11-17, 1950.
3. C. E. Baum and E. G. Farr, “Impulse radiating antennas,” in Ultra-Wideband/Short-Pulse Electromagnetics, H. L. Bertoni, C. E. Baum, and L. B. Felsen, Eds. New York, NY, USA: Plenum, 1993, pp. 139–147.
4. Balanis, C. A., Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd edition, Wiley, 1997.
5. Rudduck, R. C., and C.-L. J. Chen, New plane wave spectrum formulations for the near-fields of circular and strip apertures, IEEE Trans. Antennas Propag., AP-24, 438-449, 1976.
6. H.-T. Chou, S.-C. Tuan, K.-Y. Lu, and H.-H. Chou, “Analytic Transient Analysis of Radiation from Ellipsoidal Reflector Antennas for Impulse-Radiating Antennas Applications,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 1, 328-339, Jan. 2012
7. S. P. Skulkin, N.A. Lysenko, G.K. Uskov, and A.M. Bobreshov, “Formulas for Antenna Patterns in Time-Domain and for the Primitive Impulse Response Function of Linearly Polarized Field of Plane Aperture”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 19, pp. 1516-1520, 2020, doi:10.1109/lawp.2020.3008116

# Петлевая антенна с микрополосковой схемой питания

[1]Слезкин В.Г., [1]Слезкин Г.В.

[1] *Севастопольский государственный университет*
*г. Севастополь, 299053, Университетская ул., 33, Российская Федерация*
*VGSlezkin@sevsu.ru*

***Аннотация:*** *Путём моделирования в среде CST Microwave Studio доказано, что петлевой вибратор может быть выполнен плоским на диэлектрическом основании, с возбуждение от коаксиального кабеля без симметрирующего устройства. На одной стороне основания размещается излучающая петля из фольги, на другой — несколько отрезков микрополосковой линии, обеспечивающих трансформацию входного сопротивления петли для согласования с волновым сопротивлением кабеля.*

## 1. Введение

Как известно, полуволновый петлевой вибратор (ПВ) Пистолькорса [1] обладает более широкой полосой рабочих частот и определёнными конструктивными преимуществами перед «разрезным» симметричным вибратором. Однако в дециметровом диапазоне длин волн для передачи сигналов между антеннами и источниками-потребителями чаще всего используют коаксиальные кабели с волновым сопротивлением 50 или 75 Ом, согласование которых со входным сопротивлением ПВ (около 300 Ом) и симметрирование возбуждения представляет определённые трудности.

Данный доклад посвящен исследованию возможности возбуждения ПВ, выполненного в плоскостном варианте, коаксиальным кабелем без симметрирующего устройства.

## 2. Теория и результаты моделирования

Излучающие структуры вибраторных антенн, как разрезных, так и петлевых, могут быть выполнены плоскими, в виде проводящего рисунка из фольги на диэлектрическом основании [2]. Однако проблема возбуждения плоского ПВ коаксиальным кабелем при этом остаётся. Очевидным путём решения её является применение симметрирующего устройства, например, *U*-колена [3].

Плоский ПВ с плечами одинаковой ширины имеет входное сопротивление, близкое к 300 Ом, поэтому симметрирующее устройство должно также трансформировать сопротивление, но вследствие большого перепада сопротивлений (примерно в 4 раза) это устройство будет дополнительно ограничивать полосу рабочих частот антенны. Если плоский ПВ выполнить так, чтобы ширина активного плеча была значительно больше пассивного [2], то можно получить входное сопротивление, близкое к волновым сопротивлениям коаксиальных кабелей. В принципе это позволяет конструктивно расположить кабель от средней точки пассивного плеча по половине петли до зазора между активными плечами. Однако при этом теряется преимущество в технологичности, так как структура становится объёмной.

Микрополосковая линия (МПЛ) является аналогом коаксиала, так как поддерживает квази-ТЕМ волну [4], поэтому её можно попытаться применить для решения поставленной задачи. Действительно, при определённой толщине материала диэлектрического основания $S_F$ с относительной диэлектрической проницаемостью ε при толщине фольги τ волновое сопротивление МПЛ $\rho_F$ определяется шириной полоски $w$

$$\rho_F \approx \frac{173}{\sqrt{\varepsilon}} \lg\left(\frac{6S_F}{0,75w+\tau} + \frac{0,075w}{S_F}\right). \quad (1)$$

Для нас важно, что из-за действия диэлектрика длина волны в МПЛ $\lambda_F$ уменьшается по сравнению с длиной волны в вакууме λ

$$\lambda_F \approx \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{Ef}}}, \quad (2)$$

где $\varepsilon_{Ef}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость

$$\varepsilon_{Ef} \approx \sqrt{0,48\varepsilon + 0,7}. \quad (3)$$

В нашем случае проводник плоского ПВ будет играть роль экрана МПЛ, поэтому его ширина $a$ не должна быть меньше определённой величины [4]

$$a \geq w + 4S_F. \quad (4)$$

Данное ограничение несущественно, так как ширина петли ПВ слабо влияет на его электрические характеристики, так что при большой ширине проводника нетрудно выбрать подходящую ши-

рину самой петли. Гораздо существеннее принципиальное ограничение на максимальное волновое сопротивление МПЛ: практически сложно получить волновое сопротивление свыше 120 Ом [5]. Если четвертьволновый отрезок МПЛ использовать в качестве трансформатора активного сопротивления между сопротивлением нагрузки (входным сопротивлением ПВ) $R_L$, равным 300 Ом, и волновым сопротивлением коаксиального кабеля $\rho_C$, равным 50 Ом, то волновое сопротивление этого отрезка $\rho_F$ должно быть равным [1]

$$\rho_F = \sqrt{R_L \rho_C} = \sqrt{300 \cdot 50} \approx 122 \text{ Ом}. \quad (5)$$

Данную трудность можно обойти, использовав двухступенчатую схему трансформации, которая здесь легко реализуется благодаря разнице между длиной волны в МПЛ и длиной волны в вакууме: при длине полупетли ПВ, близкой к четверти длины волны в вакууме, можно выбрать диэлектрик основания с такой диэлектрической проницаемостью, что на полупетле разместится не менее двух четвертьволновых отрезков МПЛ.

Проверка принципиальной возможности создания ПВ с возбуждением от МПЛ осуществлялась средствами программного обеспечения *CST Microwave Studio* [6]. С целью «привязки» к практике размеры модели выбирались для средней частоты 630 МГц (диапазон ДМВ телевизионного вещания), диэлектрика типа стеклотекстолита (относительная диэлектрическая проницаемость около 5,5) толщиной 1,5 мм (рис. 1).

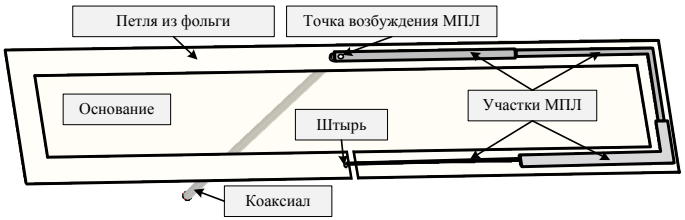



Рис 1. Схема модели плоского ПВ с возбуждением от МПЛ (основание условно изображено прозрачным)

При выбранных параметрах оказалось, что на полупетле свободно размещается три четвертьволновых участка МПЛ, а электрическая длина четвёртого участка также близка к четверти длины волны. Благодаря этому удалось так подобрать волновые сопротивления участков МПЛ, что относительная полоса рабочих частот по уровню коэффициента стоячей волны (КСВ) до 2,0 составила около 20 %, а по уровню 3,0 — около 28 %. Диаграмма направленности по форме оказалась близкой к «классической», КНД антенны достигает 2,73 дБ в максимуме, который в поперечной плоскости смещён на 8°. В направлении пассивного плеча уровень максимума снижен на 1,7 дБ.

## 4. Заключение

В результате численного моделирования установлено, что возможна реализация плоского петлевого вибратора, возбуждаемого 50-омным коаксиальным кабелем без симметрирующего устройства. Для этого петля из металлической фольги с одной стороны диэлектрического основания должна иметь достаточную ширину, чтобы играть роль экрана микрополосковой линии, расположенной на другой стороне основания. Волновые сопротивления нескольких участков микрополосковой линии подбираются для достижения трансформации входного сопротивления петли к волновому сопротивлению коаксиального кабеля.

## Список литературы

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. — М. : Высш. шк., 1988. — 432 с.
2. Слезкин, В.Г., Дворянинов, Г.В., Гнездилов, В.В. О входном сопротивлении широкополосных плоских и петлевых вибраторов. СВЧ техника и телекоммуникационные технологии : матер. 18-й междунар. науч.-техн. конф. КрыМиКо'2008, Севастополь, 8—12 сент. 2008 г. Севастополь, 2008. — с. 429-430.
3. Шпиндлер, Э. Практические конструкции антенн / Э. Шпиндлер. — М. : Мир, 1989. — 448 с.
4. Фельдштейн, А.Л., Явич, Л.Р., Смирнов, В.П. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов, — М. : Радио и связь, 1967. — 652 с.
5. Фуско, В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско. — М. : Радио и связь, 1990. — 288 с.
6. Курушин, А.А., Пластиков, А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде *CST Microwave Studio* / А.А. Курушин, А.Н. Пластиков М. : Изд-во МЭИ, 2011. — 155 с.

# Синтез излучателя по заданному импульсному полю[1]

[1] Бобрешов А.М. [1] Болгов А.Ю., [1,2] Нескородов С.Е., [1] Усков Г.К.

[1] *Воронежский государственный университет*
*г. Воронеж, 394018, Университетская пл., 1, Российская Федерация*
*neskorodov93@mail.ru*
[2] *АО «Концерн «Созвездие»*
*г. Воронеж, 394018, ул. Плехановская, 14, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *В работе проведен синтез проволочного излучателя по заданному импульсному полю методом сосредоточенного заряда. Импульсное поле задавалось для одного направления. Полученная форма излучателя визуально схожа с формой заданного поля. Проведено электромагнитное моделирование аналитически синтезированной структуры, также приведены результаты макетирования и возбуждения макета сверхкоротким импульсом.*

## 1. Введение

В настоящее время задача синтеза излучающей системы по заданному полю чаще всего рассматривается в применении к антенным решеткам для нахождения оптимального амплитудно-фазового распределения. Задача же синтеза отдельных излучателей по заданному полю оказывается в тени ввиду громоздкости систем уравнений из-за расширения полосы рабочих частот при использовании разработанных методов, таких как метод парциальных диаграмм направленности или метод интеграла Фурье [1]. В то же время импульсная характеристика, которую можно определить как излученный отклик на возбуждение дельта-импульсом, раскрывает свойства антенны сразу во всем диапазоне частот во временной области. Таким образом, методы расчета излучателей во временной области должны существенно упростить систему уравнений и сделать её решение более наглядным.

## 2. Синтез и моделирование

Одним из методов анализа и синтеза структур во временной области является метод сосредоточенного заряда. Основные положения метода описываются следующим образом. Пусть пространственная длина импульса много меньше апертуры антенного элемента, тогда излучение антенны можно рассматривать как поле движущегося уединенного точечного заряда. Так как движущийся заряд создает поле только при ускорении, как показано в [2], что для несимметричного вибратора. расположенного вдоль оси X, суммарное поле в точке наблюдения, находящейся на оси Z, будет складываться из нескольких импульсов: у точки питания при излучении и поглощении обратного импульса, и на конце [3]:

$$E_x(t) = -\frac{\mu_0 q}{4\pi R}\left\{c\delta(t-\frac{R}{c}) - 2c\delta\left(t-\frac{l+R}{c}\right) + c\delta\left(t-\frac{2l+R}{c}\right)\right\},$$

где l – длина излучателя, R – расстояние до точки наблюдения. Такой подход можно сформулировать по-другому – излученное поле является второй производной от уравнения траектории, что в случае проволочных антенн является синонимом формы излучателя. Выберем в качестве сигнала отрезок из трех периодов гармонического сигнала на центральной частоте рабочего диапазона. На рис. 1 изображена структура, полученная в результате аналитических расчетов. Излучающий проволочный элемент расположен над металлическим экраном, направление излучение – перпендикулярно экрану.

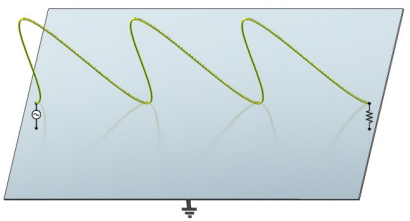


Рис. 1. Общий вид синтезированной структуры.

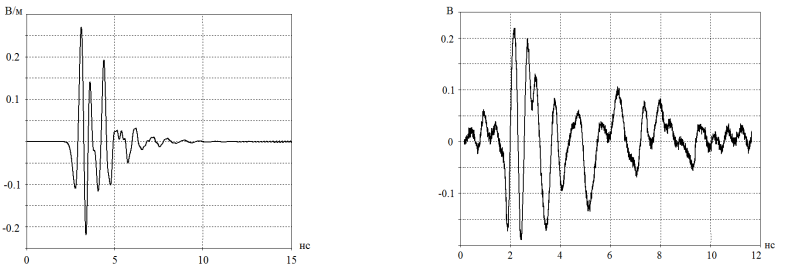
[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323 https://rscf.ru/project/21-19-00323

Далее проведен анализ полученной структуры в программном пакете CST Studio Suite. В качестве нагрузки использован аттенюатор на 30 дБ. На рис. 2а изображен излученный импульс на расстоянии 1 м перпендикулярно экрану с помощью элемента «пробник поля» (field probe). Результаты, представленные на рис. 2а, показывают хорошую сходимость результатов моделирования с требуемым сигналом, демонстрируя незначительные переходные процессы после импульса.

## 3. Макетирование и измерения

Для проверки полученных результатов проведено макетирование предложенной структуры. Экран выполнен в виде медного листа, излучатель выполнен из медного провода диаметром 1 мм. Каркас выполнен из ABS-пластика. Питание и подключение аттенюатора осуществляется через SMA соединители, внешний проводник которых накоротко замкнут на экран, а внутренний – на излучатель.

Исследуемый излучатель возбуждался генератором гауссовых импульсов длительностью 250 пс по уровню 0,5 амплитуды в 40 В и располагался на расстоянии 1 м от вспомогательной рупорной антенны с диапазоном частот от 600 МГц до 4 ГГц, подключенной к стробоскопическому осциллографу с полосой пропускания 12 ГГц. На рис. 2б изображена осциллограмма принятого сигнала.




а) б)

Рис. 2. а) –зависимость напряженности поля излученного импульса по результатам моделирования б) – осциллограмма принятого сигнала полученного в эксперименте.

Результаты, представленные на рис. 2б, показывают качественное сходство. Возможные причины такого различия с результатами моделирования могут состоять в следующем: отличие реального возбуждающего сигнала от идеализированной модели – наличие переходных процессов после основного пика импульса, а также отсутствие учета в эксперименте неравномерности коэффициента усиления приемной антенны и частотной дисперсии в кабелях подключения.

## 4. Заключение

Синтезированный по методу сосредоточенного заряда проволочный излучатель в целом соответствует заданным к нему требованиям. Излученное им поле по результатам моделирования хорошо соответствует требуемому, однако по результатам макетирования получена лишь качественная сходимость. Расхождение вызвано отличием как реализованного возбуждающего импульса от идеализированного, так и дисперсией во вспомогательной антенне и соединительных кабелях. Как преимущество рассмотренного метода является простой и интуитивно-понятный математический аппарат, что в случае широкополосных антенн дает существенный выигрыш во времени синтеза.

## Список литературы

1. Обуховец В. А. Анализ и синтез антенных систем. Ростов-на-Дону: Южный федеральный университет, 2016. 96 с.
2. Ковалев И. П. Пономарев Д. М. Анализ процессов излучения и приема импульсных сигналов во временной области. М.: Рикел: Радио и связь, 1996. 107с
3. Бобрешов А.М., Нескородов С.Е., Смусева К.В., Усков Г.К. Расчет излучения несимметричного вибратора во временной области. В сб.: Антенны и Распространение Радиоволн Сборник научных трудов Всероссийской научно-технической конференции (Санкт-Петербург, 16—18 окт. 2019 г.). С. 101-105.

# Кольцевые делители мощности с произвольным числом входов

Обуховец В.А.

*Южный федеральный университет*
*г. Ростов-на-Дону, 344006, ул. Б. Садовая, 105/42, Российская Федерация*
*vaobuhovec@sfedu.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрена методика синтеза недиссипативных делителей мощности с произвольным числом входов и обладающих свойством полной круговой геометрической симметрии. Для анализа схем делителей подобной структуры применена теория спектрального разложения матрицы параметров делителя, что позволяет значительно снизить размерность задачи. Применение данного подхода позволяет свести синтез симметричного N - полюсника к синтезу системы парциальных четырехполюсников. Рассмотрен пример синтеза делителя на четыре канала, построенного из отрезков линий передачи.*

***Ключевые слова:*** *делитель мощности, диапазон СВЧ, анализ, синтез, матрица рассеяния, четырехполюсник, собственные числа, микрополосковый, базовый элемент.*

## 1. Введение

В диапазоне СВЧ делители мощности применяются очень широко для питания излучателей фазированных антенных решеток [1], для сложения мощностей передатчиков (сумматоры), для построения измерительных систем [2 - 4]. Наряду с простейшими делителями с тремя и четырьмя входами разрабатываются многовходовые схемы делителей, которые зачастую представляют собой комбинацию из более простых шести- или восьмиполюсников, называемых базовыми элементами. Выбор библиотеки базовых элементов во многом определяет структуру делителя и ограничения на его параметры и конструкцию.

## 2. Теория

В настоящей работе исследованы возможности построения делителей мощности с произвольным числом входов $N$, обладающих полной круговой симметрией, то есть инвариантных относительно поворота на угол $2\pi/N$. В качестве базовых элементов выбраны простейшие четырехполюсники в виде отрезков линий передачи. Представлена теория построения математической модели, основанная на спектральном разложении матрицы [2, 5] параметров делителя. Свойство симметрии позволяет простым путем определить собственные векторы и собственные числа матрицы параметров, что резко снижает размерность задачи анализа и упрощает вычисления.

Полученная модель позволяет решить задачу синтеза делителя по заданной матрице параметров, как задачу синтеза парциальных четырехполюсников, соответствующих собственным числам заданной матрицы. Попытка непосредственного решения задачи синтеза делителя привела бы к необходимости синтезировать схему по заданным $N\times N$ комплексным коэффициентам матрицы. В то же время применение спектральной теории матриц потребует синтезировать лишь $N$ собственных чисел. Рассмотрена методика вычисления параметров парциальных четырехполюсников. Показаны варианты выбора номиналов, позволяющих получить решение задачи синтеза по результатам решения системы алгебраических уравнений относительно волновых сопротивлений отрезков линий передачи, формирующих схему делителя.

При разработке делителей необходимо обеспечить максимально возможное значение *КПД*. С этой целью нужны базовые элементы, не вносящие дополнительные потери в схему делителя. Известно, что подобные недиссипативные схемы описываются унитарными матрицами рассеяния. При синтезе делителя это условие трансформируется в условие равенства модулей собственных чисел единице. В работе показано, что такое ограничение, естественно, приводит к приближенному решению, но обеспечивающему минимальное отличие нормы требуемой и реализуемой матриц рассеяния.

## 2. Пример расчета

Рассмотренная методика в настоящей работе применена для синтеза делителя на четыре канала (десятиполюсника) из отрезков микрополосковой линии передачи. Условно топология делителя показана на врезке к рис.1. Поскольку длины всех элементов схемы делителя выражаются в долях длины волны, то и сам делитель способен работать в достаточно узкой полосе частот, о чем свидетельствует поведение элементов матрицы рассеяния от частоты (рис.1). Ширина полосы частот по уровню $КСВ<3$ около 15 %. Сплошной линией показаны результаты расчетов, прерывистыми линиями – результаты

измерений на макете. В силу симметрии поведение зависимостей от частоты S12 и S14 совпадает. Аналогичное совпадение наблюдается для коэффициентов матрицы рассеяния S13 и S15.

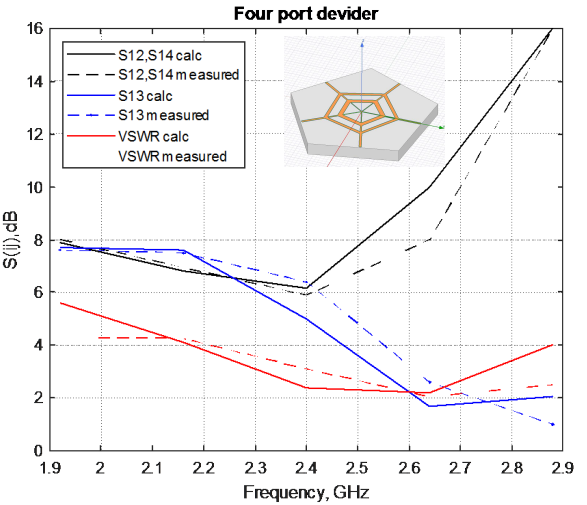



Рис. 1. Частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния делителя

## 2. Заключение

Рассмотренный выше пример построения применим к схемам с произвольным числом входов при выполнении условия инвариантности относительно поворота на угол $2\pi/N$. Сравнительный анализ со схемами другой конфигурации, не обладающей указанным свойством, показывает, что геометрическая симметрия положительно влияет на частотные свойства делителя. Такие делители могут использоваться как самостоятельные устройства, так и в качестве базовых элементов для построения более сложных делителей мощности.

## Список литературы

1. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. Перевод с англ. под ред. А. И. Синани. М.: Техносфера. 2012. 560 с.
2. Сазонов Д. М. Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ. М. Высшая школа. 1988. 295 с
3. Wentworth S. M. Applied Electromagnetics: Early Transmission Lines Approach. John Wiley & Sons Inc. 2007. 656 p.
4. Ghannouchi F. M., Mohammadi A. The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications. Artech House. 2009. ISBN: 978-1-60807-033-6
5. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1988, 552 с.

# Вертикальная компоновка как способ повышения степени интеграции СВЧ фильтров

Тимошенко Т.С., Тюменцев А.И.
*АО ОНИИП*
*Омск, 644009, Россия*
*info@oniip.ru*

***Аннотация:*** *авторами предложен способ повышения степени интеграции СВЧ фильтров, заключающийся в увеличении порядка интегрального фильтра при сохранении линейных размеров или уменьшении линейных размеров при сохранении порядка фильтра за счет вертикальной компоновки. Приведены результаты 3D моделей, проведено сравнение с традиционной горизонтальной компоновкой.*

## 1. Введение

В современной малогабаритной аппаратуре связи широко применяются миниатюрные полосно-пропускающие фильтры с малыми вносимыми потерями в полосе пропускания. Интегральные фильтры, выполненные в слоях LTCC, отвечают всем необходимым требованиям для обеспечения параметров такой аппаратуры. В работе предложен новый подход к проектированию интегральных фильтров, позволяющий уменьшить линейные размеры фильтра при сохранении его исходного порядка или увеличение порядка фильтра при сохранении исходных линейных размеров.

## 2. Основная часть

Для проработки нового варианта компоновки был выбран интегральный полосовой фильтр на параллельных контурах с индуктивной связью на центральную частоту 200 МГц. Фильтр выполнен в 20 слоях керамики СКМ 0,1 с габаритными размерами 7х5 мм. Традиционный вариант компоновки полосовых фильтров предусматривает горизонтальное размещение всех компонентов, а также ряды металлизированных отверстий между элементами, представляющие собой экраны для уменьшения паразитных связей [1,2]. На рис. 1 а показана топология такого варианта компоновки, а также его 3D конструкция.

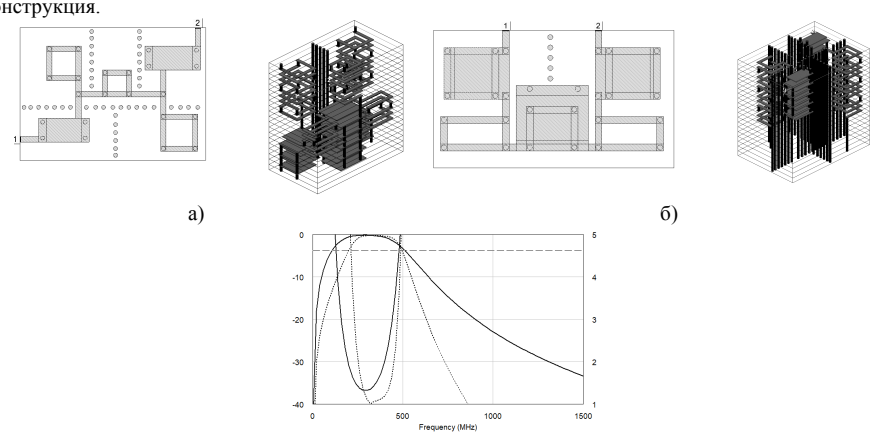



**Рис. 1.** Горизонтальная компоновка (а), вертикальная компоновка (б), S-параметры двух вариантов конструкций (б)

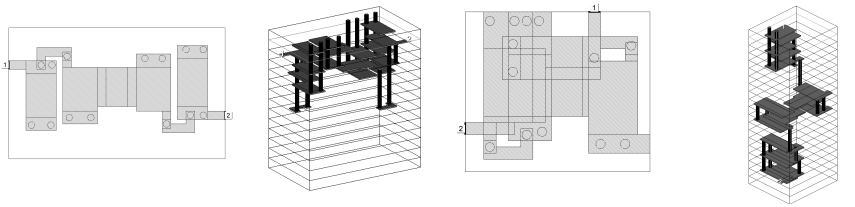
В ходе работы был разработан вариант компоновки интегрального фильтра, при котором часть элементов располагается друг над другом, позволяя увеличить порядок фильтра при сохранении габаритных размеров (рис. 1 б)

На рис. 1 в приведены S-параметры 3D моделей конструкций фильтров с разными вариантами компоновки. Как видно, фильтры рассчитаны на одну центральную частоту, при этом

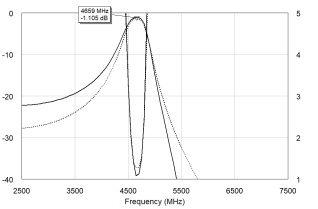
избирательность фильтра при вертикальной компоновке выше. Из чего можно сделать вывод, что вертикальная компоновка позволяет размещать большее количество элементов при прочих равных условиях и позволяет улучшить параметры разрабатываемых фильтров.

Другим вариантом вертикальной компоновки может быть вертикальное расположение контуров и связей в слоях. В качестве примера для такого варианта компоновки был выбран интегральный полосовой фильтр второго порядка с емкостной связью с центральной частотой 5000 МГц. Фильтр выполнен в 14 слоях керамики СКМ 0,1 с габаритными размерами 5х3 мм. На рис. 2 а показана топология горизонтального варианта компоновки, а также его 3D конструкция. При вертикальном варианте компоновки все элементы расположены в 20 слоях керамики СКМ 0,1, что позволило уменьшить габаритные размеры фильтра до 3х2,6 мм.

Полученные результаты S-параметры моделирования горизонтального и вертикального варианта конструкций представлены на рисунке 2 в. Из результатов моделирования видно, что АЧХ конструкций близки по параметрам, однако при горизонтальной компоновке затухание слева лучше на 5дБ. Увеличение затухания в вертикальной конструкции возможно при дальнейшей проработке и введении экранов между вертикальными секциями.



а) б)




в)

**Рис. 2.** Горизонтальная компоновка (а), вертикальная компоновка (б), S-параметры двух вариантов конструкций (б)

## 3. Заключение

В работе представлен способ повышения степени интеграции малогабаритных СВЧ фильтров. При вертикальном проектировании интегральных фильтров возможно, как улучшение параметров за счет повышения порядка при сохранении линейных размеров, так и уменьшение линейных размеров при сохранении параметров.

### Список литературы

1. Борейко Д.А. и др. Унифицированные полосовые LC-фильтры, выполненные по интегральной технологии// Современная электроника. – 2015. –Вып. 7. – С. 38-40.
2. 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.

# Полосно-пропускающий SIW-фильтр

М.А. Михайлов, П.В. Махно, С.В. Крутиев [1]

*skrutiev@sfedu.ru*

[1]*Южный федеральный университет*

***Аннотация**: В данной работе рассматривается возможность уменьшения габаритов полосно-пропускающего фильтра путем использования модифицированной SIW-технологии. Разработан прототип двухполюсного фильтра SIW с половинным режимом. Синтезированный фильтр работает на частоте 4.3 ГГц. Расчёты производились с помощью среды компьютерного автоматизированного проектирования CST Studio.*

## 1. Введение

Технологии проектирования и производства интегральных схем на данный момент являются источником новых открытий, включающие в себя способы интегрирования в свою структуру разнообразных трехмерных элементов, например, прямоугольные волноводы и объёмных резонаторов, построенные на их основе. Технология, которая была описана, выше называется SIW технология [1-7] (Substrate integrated waveguides - встроенный в подложку волновод), представляющая из себя структуру, свойственную волноводу. Данная структура создана двумя рядами металлических цилиндров, которые соединяют две металлические платины, являющимися материалом, ограничивающий диэлектрическую подложку [8, 9].

SIW-структуры обладают рядом особенностей, среди которых наиболее важными является способность сохранять большую часть преимуществ классических волноводов, а именно: малые потери, большая передаваемая мощность, высокая добротность резонаторов, малые размеры и вес, низкая стоимость производства. Необходимо подчеркнуть важнейшее свойства данной структуры: возможность интегрировать все компоненты на одной подложке.

## 2. Теория

В данной работе предоставлен электродинамический анализ полосно-пропускающего фильтра и его элементов, который выполнен по модифицированной SIW-технологии в среде CST Studio Suite 2021. В отличии от классической SIW-технологии, где в роль металлической стенки выполняют металлические штыри, то в модифицированной SIW-технологии используется и металлические штыри и перегородки из металла или диэлектрика для управления резонансной частотой.

На рис 1 изображен внешний вид полосно-пропускающего фильтра, данный фильтр выполнен на диэлектрике Rodgers с диэлектрической проницаемостью ε=2.5, толщена слоя 0,76мм, толщена металла 35мкм. Габаритные размеры фильтра 45x24мм.

На рисунке 2 представлен чертеж данного фильтра, а в таблице 1 приведены размеры устройства, все размеры приведены в миллиметрах.

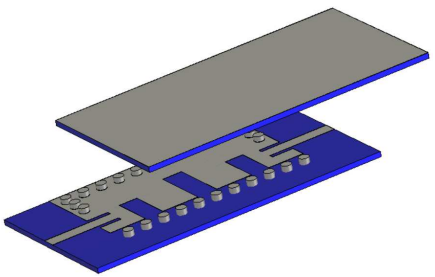


Рис.1 Трехмерная модель полосно-пропускающего фильтра

*Таблица 1*

| ***A*** | ***B*** | ***s*** | ***f1*** | ***f2*** | ***c*** | ***d2*** | ***d1*** | ***m2*** | ***m1*** | ***e*** | ***c4*** | ***c3*** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| *21.12* | *45.04* | *1.3* | *9.93* | *12.68* | *1.5* | *8.83* | *6.53* | *4.7* | *5.5* | *0.65* | *14.55* | *16.05* |

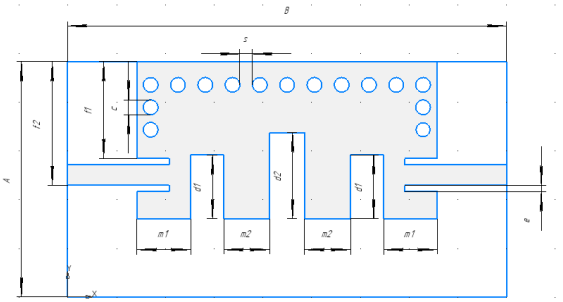


Рис. 2. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты

Из амплитудно-частотной характеристики (рис. 3) видно, что фильтр обладает высокой избирательностью, коэффициент прямоугольности по уровню -20дБ составляет 0,5, также на рис.3 приведено сравнение результатов экспериментальных данных с компьютерной моделью. На рис.4 приведен внешний вид изготовленного многослойного полосно-пропускающего фильтра.

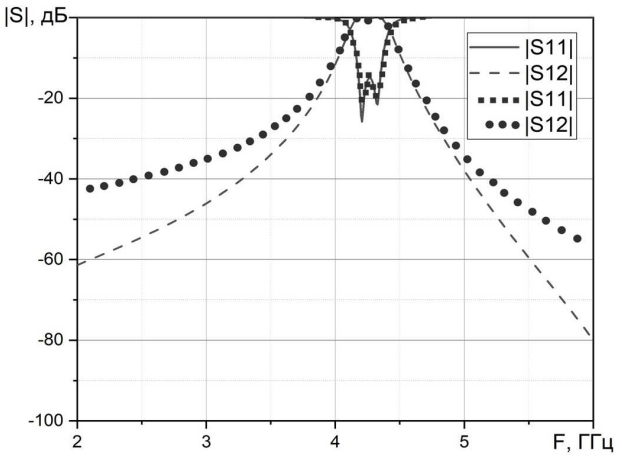



Рис. 3. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты

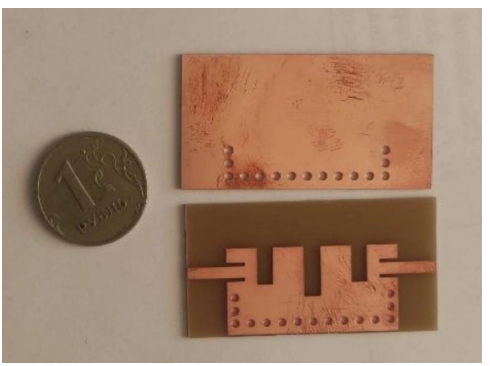


Рис. 4. Внешний вид многослойного полосно-пропускающего фильтра

## 3. Заключение

В данной работе продемонстрировано применение модифицированного метода SIW-технологии, который позволяет уменьшить массогабаритные характеристики устройств. Размер синтезированного фильтра составляет 45x21x1,6 мм. В работе проведено сравнение результатов теоретических и экспериментальных амплитудно-частотных характеристик.

## 4. Благодарность

Работа выполнена в Южном федеральном университете при поддержке Российского научного фонда, номер гранта № 22-79-00127 «Разработка гибких частотно-селективных устройств с применением SIW-технологии для спутников и беспилотных летательных аппаратов»

## Литература

1 *D. DestandesandK. Wu*, "Single-substrate integration technique for planar circuits and waveguide filters." EEE Trans. 'Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 2, pp. 593'596, Feb. 2003.

2 *M.Bozzi, A. Georgiadis, and K.Wu*, "Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) circuits and antennas," JET Microwave Antennas Propag., Vol. 5, No. 8, pp. 909-920, Sune 2011.

3 *X.Chen and K. Wu*, "Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features," Microwave Mag., Vol. 15, No. 5, pp. 108-116, Jul/Aug. 2014,

4 *N.Grigoropoulos, B.S. Izquierdo, and P-R. Young*, "Substrate Integrated Folded Waveguides (SIFW) and Fillers," JEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 12, pp. 829-831, Dee. 2005.

5 *W. Hong eal*, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application," Proc. Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahert Electronics, p. 219, Shanghai, China, Sept. 18-22, 2006,

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. *Гадзиева А.А., Земляков В.В., Крутиев С.В.* Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр на волноводах сложного сечения, интегрированный в многослойную микросхему с применением SIW-технологии // Инженерный вестник Дона. 2013. № 1 (24).

8 *Zemlyakov V.V.,Zargano G.F.,Krutiev S.V.,Tyaglov M.Y.* Electrodynamic Analysis and Synthesis of an Elliptic Filter Based on Complex Resonant Irises in a Rectangular Waveguide // Radiophysics and Quantum Electronics, DOI 10.1007/s11141-019-09947-0, Том 61, Выпуск 12, Страницы 915 - 923, 15 June 2019

9. 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.

# Классификация типов резонанса в секциях связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением[1]

[1] Чинь Т. Т., [1] Малютин Н. Д., [2]Малютина А. Н.

[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация*
*thanhvodoi1995@gmail.com; ndm@main.tusur.ru*
[2] *Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Проведен анализ и экспериментальные исследования механизма возникновения резонансных колебаний в секциях связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением. Утверждается, что при указании типов резонанса в секциях связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением целесообразно использовать следующий формат, в котором указывается номер резонанса и величины электрических длин при синфазном и противофазном возбуждении на частоте соответствующего резонанса.*

## 1. Введение

Будем рассматривать связанные полосковые линии (СПЛ) с гетерогенным диэлектрическим заполнением. Этот термин эквивалентен термину «неоднородное диэлектрическое заполнение в поперечном сечении», если в продольном сечении диэлектрик однороден. Однако если это условие не выполняется, уместно утверждение о том, что полосковая конструкция характеризуется как имеющая гетерогенное диэлектрическое заполнение. В настоящее время наиболее подробно исследованы и находят широкое применение связанные полосковые линии с гетерогенным (неоднородным) диэлектрическим заполнением в поперечном сечении [1–5]. Практическое применение СПЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением позволило создать новые разновидности конструкций связанных полосковых линий и устройств на их основе [6]. В [5] были показаны особенности интерференции волн в СПЛ с существенно отличающимися фазовыми скоростями синфазных и противофазных волн $v_c = c/\sqrt{\varepsilon_{rc}}$ и $v_\pi = c/\sqrt{\varepsilon_{r\pi}}$, где $c$ – скорость света; $\varepsilon_{rc}$, $\varepsilon_{r\pi}$ – относительные эффективные диэлектрические проницаемости синфазной и противофазной волн.

## 2. Конструкция секции связанных полосковых линий

В [1] было показано, что секции связанных линий со схемой их включения по рис. 1 теряют свойство всепропускающих устройств при неоднородном диэлектрическом заполнении.

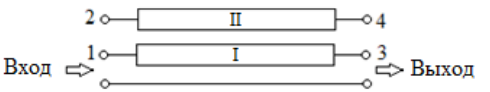



Рис. 1. Схема секций на связанных полосковых линиях

Традиционно возникновение резонансных колебаний в рассматриваемой и других секциях характеризуется как четвертьволновый или кратный четверти длины волны резонанс. Это справедливо, если электрическая длина связанных линий передачи при синфазном возбуждении $\theta_c$ равна электрической длине при противофазном возбуждении $\theta_\pi$. Для СПЛ рассматриваемого типа это условие не выполняется вследствие неравенства фазовых скоростей. В [5] был выполнен полный анализ амплитудных и фазовых соотношений падающих и отраженных волн в СПЛ с отличающимися $v_c$ и $v_\pi$. Нами в качестве примера была взята конструкция СПЛ (рис.1), которая характеризовалась отношением фазовых скоростей $v_c/v_\pi = 2.894$. Рассчитана и экспериментально

[1] Исследование проводилось при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации проект № FEWM-2020-0039.

измерена частотная зависимость коэффициента передачи $S_{31}$ (рис. 2), которая показывает наличие двух резонансов. Рассчитаны зависимости амплитуд падающих ($A$), отраженных ($D$), синфазных (индекс “c”) и противофазных (индекс “π”) волн от продольной координаты (рис. 3), фазовые набеги в связанных проводниках (рис. 4) и зависимости отношения напряжений и токов на полосках 1 и 2 от продольной координаты на второй частоте резонанса (рис. 5).

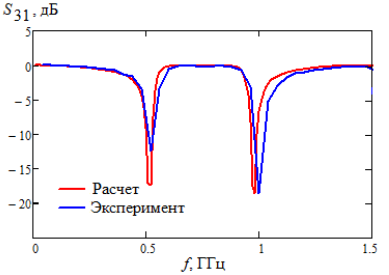



Рис. 2

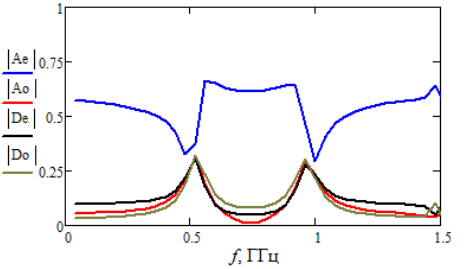



Рис. 3

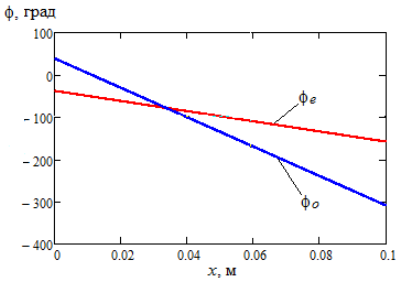



Рис. 4

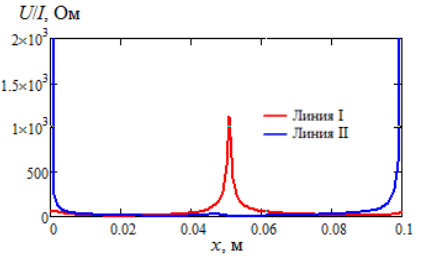



Рис. 5

Аналогичные рис. 3 – рис. 5 зависимости рассчитаны для низкочастотного резонанса. Установлено, что этот резонанс (см. рис. 2) происходит при электрической длине синфазного возбуждения $\phi_c = 0.362\pi$ и противофазного возбуждения $\phi_\pi = 1.039\pi$. Второй резонанс наблюдается при электрической длине синфазного возбуждения $\phi_c = 0.668\pi$ и противофазного возбуждения $\phi_\pi = 1.934\pi$. Таким образом, при указании типов резонанса в секциях связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением целесообразно использовать следующий формат: $f_{n,\phi_c,\phi_\pi}$, где $n = 1,2,...,N$ – номер резонанса, $\phi_c$, $\phi_\pi$ – величины электрических длин соответственно при синфазном и противофазном возбуждении на частоте резонанса с номером $n$. Заметим также, что в рассмотренном случае отсутствовала кратность $\phi_c$ и $\phi_\pi$.

## Список литературы


1. Zysman G. I., Jonson A. K.. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium. IEEE Trans, on MTT. 1969. Vol. MTT-17, № 10. – P. 753–759.
2. Малютин Н. Д., Воробьев П. А. Анализ характеристик связанных полосковых линий на неоднородном диэлектрике с сосредоточенными регулируемыми неоднородностями // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника. 1975. Т. 18. № 2. С. 97-99.
3. Tripathi V. K.. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium / V. K. Tripathi // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.– 1975.– Vol 23, no 9. – P. 734–739.
4. Vorob'ev P. A., Malyutin N. D., Federov V. N. Quasi -T-Waves in Devices Using Coupled Strip Lines with Unbalanced Electromagnetic Coupling // Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika).–1982. – Vol. 27, № 9. – P. 38–44.
5. Sychev A. N. et al. 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, Vol. 1679, no 2, 25 November 2020. DOI: 10.1088/1742-6596/1679/2/022023.
6. Сычев А. Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах. Изд-во: Национальный исследовательский Томский государственный университет, 2001. 318 С.

# Модули на основе копланарной линии для измерения СВЧ параметров объемных электрооптических кристаллов, заполняющих верхнюю полуплоскость полосковой структуры [1]

[1] Малютин Г. А.

[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
*г. Томск, 634050, Российская Федерация*
*mr.mageorge@yandex.ru*

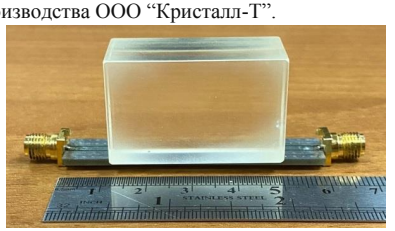
***Аннотация:*** *Представлены конструкции модулей для измерения параметров в СВЧ диапазоне объемных электрооптических кристаллов, заполняющих верхнюю полуплоскость структуры. Были исследованы два модуля с расположенным на них кристаллом ниобата лития. Проведены экспериментальные исследования обратного рассеяния в диапазоне частот от 10 МГц до 26,5 ГГц, по данным которых методом экстракции была оценена диэлектрическая проницаемость исследуемого кристалла на фиксированных частотах.*

## 1. Введение

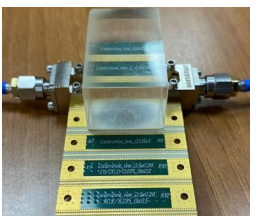
Структуры на основе различных электрооптических кристаллов широко используются для изготовления радиофотонных устройств [1]. В работе [2] было проведено исследование характеристик интегральных оптических модуляторов, построенных на системе квантовой рассылки ключа, причем для обеспечения необходимых требований были использованы электрооптические модуляторы на основе оптических волноводов на подложках ниобата лития. В работе [3] были исследованы невзаимные свойства обратного рассеяния волн от кристаллов ниобата лития и сделан вывод о возможности применения полученных результатов при создании датчиков ультразвуковых колебаний для бесконтактной диагностики систем в миллиметровом диапазоне СВЧ и передачи информации посредством воздействия на кристаллы ультразвука. Таким образом, определение характеристик объемных электрооптических кристаллов для проектирования функциональных устройств является актуальной задачей. В настоящей работе представлены результаты экспериментального исследования модулей на основе копланарной линии передачи (КПЛ) с размещенным на ней кристаллом ниобата лития в широком частотном диапазоне.

## 2. Конструкция модели

На рис. 1 представлены два модуля на основе КПЛ, сверху которой установлен кристалл ниобата лития. Оба модуля имеют согласование по волновому сопротивлению 50 Ом в отсутствии диэлектрического заполнения верхней полплоскости. В обоих случаях КПЛ выполнена на диэлектрике FR4. Модули оснащены коаксиально-полосовыми переходами. Конструкция КПЛ имеет два зазора между токопроводящей полосой и боковыми экранами. Это обеспечивает проникновение электромагнитного поля линии передачи в кристалл. Сверху на КПЛ установлен кристалл ниобата лития производства ООО “Кристалл-Т”.



а)



б)

Рис. 1. Конструкции моделей на основе копланарной полосковой линии с размещенным на ней кристаллом ниобата лития

## 3. Экспериментальные данные

Перед измерением параметров рассеяния сегмента копланарной полосовой линии с включением кристалла ниобата лития были проведены измерения матрицы *S* модуля без кристалла (рис. 2, 3)

[1] Исследование проводилось при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации проект № FEWM-2020-0039.

для сравнения вклада ниобата лития во вносимые потери и фазовый сдвиг. Результаты исследований[2] показаны на рис. 4, 5 в виде частотных зависимостей модулей и фазовых коэффициентов матрицы рассеяния $|S_{21}(f)|$, $\arg[S_{21}(f)]$, $|S_{11}(f)|$ и $\arg[S_{11}(f)]$.

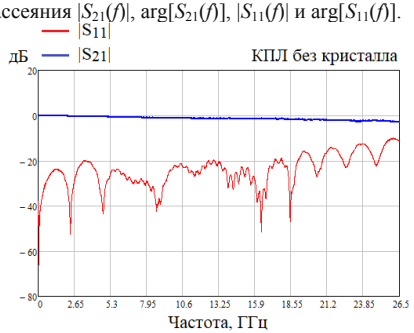



Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов возвратных потерь $|S_{11}|$ и передачи $|S_{21}|$ КПЛ без кристалла

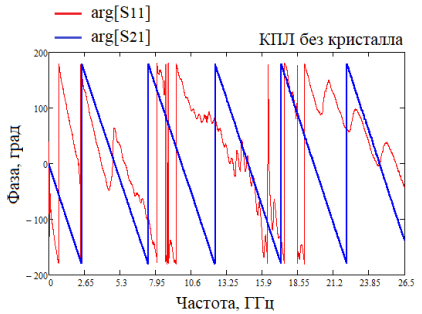



Рис. 3. Частотная зависимость $\arg[S_{11}]$ и $\arg[S_{21}]$ КПЛ без кристалла

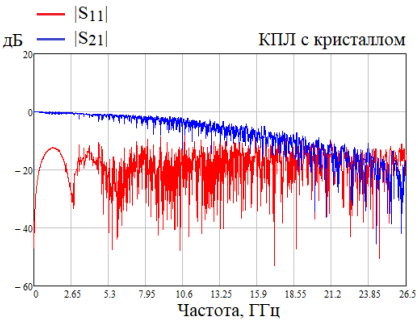



Рис. 4. Частотная зависимость коэффициентов возвратных потерь $|S_{11}|$ и передачи $|S_{21}|$ КПЛ с включенным в структуру кристаллом ниобата лития

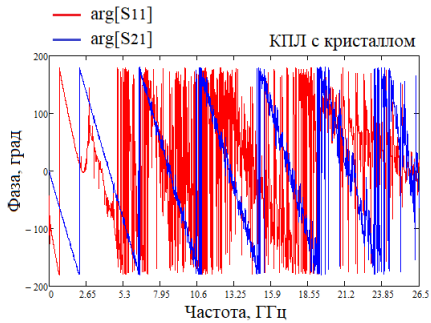



Рис. 5. Частотная зависимость $\arg[S_{11}]$ и $\arg[S_{21}]$ КПЛ с включенным в структуру кристаллом ниобата лития

Проведенные измерения показали, что матрица $S$ является обратной и симметричной, поскольку $S_{21} = S_{12}$ и $S_{11} = S_{22}$. Также видно, что с увеличением частоты коэффициент $|S_{11}|$ приобретает форму, характерную для линии передачи с повышенными потерями. Относительная небольшая величина обратных потерь выше 10 ГГц указывает на значительную потерю энергии в кристалле. Основываясь на частотной зависимости фазового сдвига $\arg[S_{21}(f)]$ можно сделать аналогичный вывод.

## 3. Заключение

Проделанные измерения частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния будут полезны при разработке новых устройств, использующих кристаллы ниобата лития или другие оптически активные материалы [4, 5].

### Список литературы

1. Голов Н. А., Савченко В. П., Скосырев В. Н., Усачев В. А. Радиофотоника в перспективных радиолокационных станциях // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. т. 74, № 12. С. 17-31. doi: 10.18127/j20700784-202012-02.
2. Петров В. М. Отечественные СВЧ интегральнооптические модуляторы для квантовых коммуникаций / В. М. Петров, А. В. Шамрай, И. В. Ильичев, П. М. Агрузов, В. В. Лебедев, Н. Д. Герасименко, В. С. Герасименко // Фотоника. 2020. т. 14. № 5. doi: 10.22184/1993-7296.FRos.2020.14.5.414.423.
3. Sutorikhin V. A., Malyutin N. D., Pozdnyakov V. S., Harutyunyan A. A. Installation for the study of non-reciprocal backscattering of millimeter-wave waves from ferroelectric crystals under the action of ultrasonic vibrations // XVII International Scientific and Practical Conference Electronic Tools and Control Systems. 2021. vol. 1. P. 139-144.
4. Taravati S., Kishk A. A. Space-time modulation: Principles and applications // IEEE Microwave Magazine. 2020. vol. 21, № 4, P. 30-56. doi: 10.1109/MMM.2019.2963606.
5. Сычев А. Н., Малютин Н. Д. Современные устройства, антенны и отражатели с невзаимными свойствами // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 11. doi: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2.

2 Измерения проводились на оборудовании ЦКП «Импульс».

# Режекторный фильтр на основе спиральных резонаторов

Тюменцев А.И., Тимошенко Т.С.

*АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения»*
*г. Омск, 644009, Российская Федерация*
*info@oniip.ru*

***Аннотация:*** *Предложен вариант реализации режекторного фильтра на спиральных резонаторах в LTCC подложке. Представлены результаты проектирования такого фильтра, разработана 3D модель фильтра и приведены его расчетные S-параметры.*

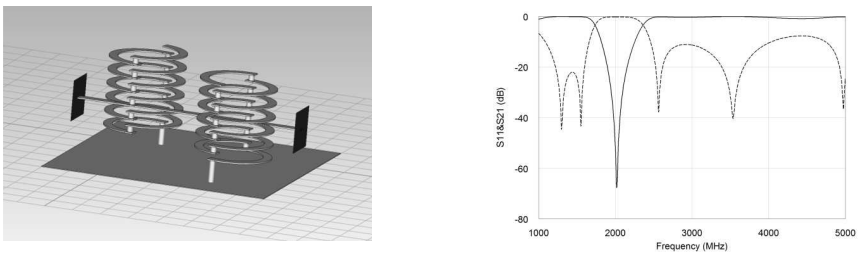
## 1. Введение

В современной малогабаритной аппаратуре связи широко применяются миниатюрные режекторные фильтры с малыми вносимыми потерями в полосе пропускания, узкой полосой режекции и высокой прямоугольностью. Этим требованиям отвечают, например, фильтры на основе полосковых линий. Однако в диапазоне частот от 400 МГц до 2000 МГц размеры полосковых фильтров малопригодны для применения в малогабаритной аппаратуре. В работе представлены фильтры на основе спиральных резонаторах, выполненные в структуре LTCC подложки с ненагруженной добротностью около 150.

## 2. Основная часть

В основе прилагаемого режекторного фильтра лежит интегральный спиральный резонатор [1], представляющий собой многослойную катушку индуктивности, выполненную в керамической структуре [2], при этом с одной стороны катушка замкнута на экран, а с другой - свободный конец.

В ходе работы был рассчитан двух резонаторный фильтр на спиральных интегральных резонаторах с центральной частотой 2000 МГц (Рис.1). Фильтр выполнен в 20 слоях керамических листов СКМ 0,2 мм (ε=7,2).




а) б)

Рис. 1. Конструкция фильтра на интегральных спиральных резонаторах (а), АЧХ фильтра (б)

Как видно из полученных результатов, центральная частота фильтра 2000 МГц, относительная полоса режекции 4% по уровню -40 дБ, а коэффициент прямоугольности по уровню 3/40 дБ составил 8. Габаритные размеры разработанного фильтра 4х4х2,4 мм.

## 3. Заключение

Таким образом, показана возможность реализации миниатюрных режекторных фильтров на основе интегральных спиральных резонаторов, выполненных на основе многослойной керамической подложки на диапазон частот от 400 до 5000 МГц.

### Список литературы

1. Тюменцев А. И., Тимошенко Т. С. Фильтр на миниатюрных спиральных резонаторах с высокой добротностью // Техника радиосвязи. 2021. Выпуск 3 (50). С. 57–62. DOI: 10.33286/2075-8693-2021-50-57-62.
2. 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.

# Акустоэлектронные устройства на основе составных звукопроводов[1]

[1]Е.В. Голованов, [1]В.В. Колесов, [1]В.И. Анисимкин, [2]В.А. Осипенко, [1]И.Е. Кузнецова
[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, Москва,* 125009, Россия
*kasper_96.96@mail.ru*
[2] *Предприятие акустоэлектронники и пьезокерамики ЭЛПА, Москва, Россия*

***Аннотация:*** *Разработаны акустоэлектронные линии задержки на основе слоистых структур с одной и двумя пьезоэлектрическими пленками ZnO на пластинах кварца и ниобата лития. Изготовление пленок ZnO производилось с помощью модифицированного метода магнетронного распыления, обеспечивающего снижение влияния разных температурных коэффициентов расширения материалов и изготовление пленок толщиной до 15 мкм с величиной пьезомодуля d33, равной 85 % его значения в монокристалле.*

## 1. Введение

В последнее время при разработке акустоэлектронных устройств активно используются слоистые структуры, образованные пьезоэлектрической пластиной и пленкой иного материала (например ZnO), располагаемой на одной или обеих поверхностях пластины. Такие составные звукопроводы дают возможность управлять чувствительностью акустических датчиков за счет целенаправленного изменения материала, толщины и местоположения пленок на пластине, по которой распространяется акустическая волна [1,2].

ZnO обладает тем преимуществом, что его можно легко выращивать вдоль его оси с и в виде различных наноструктур [3,4]. Это свойство структур на основе оксида цинка активно используется для создания датчиков различного типа [5,6]

В зависимости от технологических подходов можно формировать тонкопленочные структуры на основе оксида цинка, состоящие из вертикально ориентированных нанокристаллитов, при этом обладающих хорошими пьезоэлектрическими свойствами.

## 2. Методика работы

Пьезоэлектрические текстурированные пленки ZnO с ориентацией гексагональной оси С6 перпендикулярно поверхности акустических подложек изготавливались с помощью метода магнетронного распыления. На пленочных структурах, с помощью технологии фотолитографии, формировались металлические электроды в виде встречно-штыревых преобразователей (ВШП), с помощью которых осуществлялось возбуждение и регистрация акустических волн нужного типа в составном звукопроводе. Полученные слои ZnO толщиной до 15 мкм исследовались на предмет однородности состава, кристаллографической ориентации, величины пьезоэлектрического эффекта и эффективности возбуждения акустических волн различных типов. Качество пьезопленок ZnO контролировалось также по эффективности возбуждения поверхностных и пластинчатых акустических волн разных типов. Для оптимизации акустических свойств волн различных типов исследовались двусторонние пьезоструктуры, представляющие собой тонкую пластину кремния, покрытую с двух сторон пьезопленкой ZnO с нанесенными ВШП электродами. Используемые структуры представлены рисунках 1 и 2.

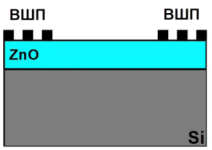



Рис. 1. Акустоэлектронная линия задержки на основе слоистой структуры с одной пьезопленкой ZnO

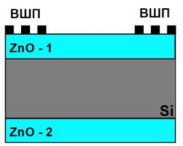



Рис. 2. Акустоэлектронная линия задержки на основе слоистой структуры с двумя пьезопленками ZnO

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им.В.А.Котельникова РАН (Минобрнауки России).

## 3. Результаты работы

Было установлено, что текстуры полученных пленок ZnO сильно зависят от свойств подложек. Изготовление пленок ZnO на кварце и ниобате лития вызвало затруднения из-за отличия температурных коэффициентов расширения для пленок ZnO и подложек кварца и ниобата лития (соответственно, $5.5\times10^{-6}$/ºC, $13\times10^{-6}$/ºC и $16\times10^{-6}$/ºC), что приводило к отслоению толстых пленок и даже механическому разрушению всей структуры. Для того, чтобы решить данную проблему, была модифицирована технология напыления пленок ZnO на кварц и ниобат лития путем снижения температуры подложки до $140^0$C, уменьшения скорости роста до 0,8 ±0,05 мкм/ч и снижением содержания кислорода в смеси Ar до 40%. Все это позволило изготовить пленки толщиной до 15 мкм и величиной пьезомодуля d33, равной 85 % его значения для монокристалла ($7,5\times10^{-12}$ Кл/Н).

Полученные пленки ZnO исследовались на предмет однородности состава, кристаллографической ориентации, величины пьезоэлектрического эффекта и эффективности возбуждения акустических волн различных типов.

Исследование акустических характеристик показало, что вносимые потери на возбуждение, распространение и прием акустических волн в акустоэлектронных структурах, использующих составной звукопровод, не превышает 20 дБ (рис.3), что говорит о хорошем качестве полученной пьезоэлектрической пленки.

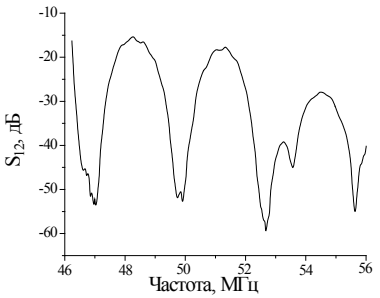



Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики акустической линии задержки с тремя нормальными акустическими волнами в структуре с двумя пьезопленками ZnO (h(ZnO_1) = 8.8 мкм, h(ZnO_2) = 5.6 мкм, период ВШП= 146 мкм) и пластиной непьезоэлектрического кремния (380 мкм).

## 4. Заключение

В работе разработана акустоэлектронная линия задержки на основе составного звукопровода. Модифицирован метод магнетронного напыления, который позволил получить качественные пьезоэлектрические пленки ZnO на обеих поверхностях подложек с сильно отличающимися коэффициентами теплового расширения. С использованием разработанной технологии на пластинах кварца и ниобата лития изготовлены пленки ZnO толщиной до 15 мкм с нормальным пьезоэлектрическим модулем d33, равным $7,5\times10^{-12}$ Кл/Н - то есть 85 % его значения в монокристалле.

## Список литературы

1. Anisimkin V.I., Voronova N.V. // IEEE Transactions. 2011. V. UFFC-58. № 3. P. 578-584.
2. V.I.Anisimkin, E.Varona, A.S/Kuznetsova, V.A.Osipenko //Nonlinear Word. V.15. № 5. P.18-21. 2017. (in Russian).
3. Ozgur, U.; Alivov, Y.I.; Liu, C.; Teke, A.; Reshchikov, M.A.; Dogan, S.; Avrutin, V.; Cho, S.J.; Morkoc, H. A comprehensive review of ZnO materials and devices. J. Appl. Phys. 2005, 98, 11. [CrossRef]
4. Wang, Z.L. Nanostructures of zinc oxide. Mater. Today 2004, 7, 26–33. [CrossRef]
5. Bhati, V.S.; Hojamberdiev, M.; Kumar, M. Enhanced sensing performance of ZnO nanostructures-based gas sensors: A review. EnergyRep. 2020, 6, 46–62. [CrossRef]
6. Chaudhary, S.; Umar, A.; Bhasin, K.K.; Baskoutas, S. Chemical Sensing Applications of ZnO Nanomaterials. Materials 2018, 11, 287. [CrossRef] [PubMed]

# Моделирование широкополосного сумматора конструкции Уилкинсона [1]

Елфимов А. Е., Смусева К. В., Величкина А. С., Бобрешов А. М., Усков Г. К.

*ФГБОУ ВО «ВГУ», г. Воронеж, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Предлагается модификации конструкции сумматора Уилкинсона [1] с расширенной рабочей полосой частот. Подобное устройства актуально для формирования сверхкоротких импульсов Гауссовской формы, длительностью от несколько сотен пикосекунд до единиц наносекунд. Для получения импульсов сложной формы можно суммировать импульсы колокольной формы с нескольких генераторов, для такого устройства требуется сумматор с широкой полосой рабочих частот*

## 1. Введение

Для получения сверхкоротких импульсов используют генераторы, в основе которых лежат сверх-быстрые переключатели, такие как диоды с накоплением заряда (ДНЗ) [2, 3].

Существует ещё один подход в решении задачи формирования таких сигналов - сложение импульсов с нескольких генераторов. Сложение импульсов при прямом подключении к одной нагрузке дает сильное искажение формы сигнала. Поэтому в работе предлагает использовать СВЧ сумматоры. Одна из самых популярных схем такого устройства является конструкция, предложенная Уилкинсоном [4].

Сумматор Уилкинсона (также может быть использован как делитель) можно описать с помощью S-параметров, которые выражаются через волновые проводимости топологии устройства (1).

$$S_{33} = \frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2}, \quad S_{11} = S_{22} = \frac{1}{2}\left(\frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2} + \frac{1 - Y_2}{1 + Y_2}\right), \quad S_{12} = \frac{1}{2}\left(\frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2} - \frac{1 - Y_2}{1 + Y_2}\right). \#(1)$$

Однако, подобные устройства имеют достаточно узкую рабочую частотную полосу. Для расширения рабочей полосы в конструкцию добавляют звенья – кольца сумматора [8]. В данной работе для расширения полосы в диапазоне от 0.2 до 5 ГГц предлагается использовать трёхзвенную конструкцию. Для приближения к реальным параметрам устройства в модели предлагается учитывать затухание диэлектрика и электромагнитное взаимодействие полей, для чего производилось моделирования топологии устройства.

## 2. Моделирование топологии сумматора в среде электродинамического моделирования

В работе предложена модель трехзвенного сумматора (рис. 1) . В качестве подложки выбран материал Rogers RO4350B с толщиной 0,76 мм и диэлектрической проницаемостью ε=3.48. Исходя из параметров материала была рассчитана ширина полосков W4=1.675 мм (соответствующая 50 Ом). Остальные параметры были получены путем оптимизации и приведены в таблице 1.

Электродинамическая симуляция производилась методом FIT (finite integration technique) в диапазоне частот от 0 до 5 ГГц. Границами счетной области являлись идеально согласованные слои с коэффициентом отражения порядка $10^{-5}$.

В качестве запитки в модели использовались волноводные порты, номера которых приведены на рис. 1. На рис. 2 представлены полученные в результате моделирования S-параметры (сплошная линия) трёхзвенного сумматора Уилкинсона, в сравнении с однозвенной конструкцией с радиусом 15 мм (пунктирная линия).

Из рисунка видно, что трехзвенный сумматор имеет больший диапазон рабочих частот и обеспечивает коэффициент передачи выше -4.5 дБ, что позволяет эффективно суммировать широкополосные сигналы.

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, https://rscf.ru/project/21-19-00323/

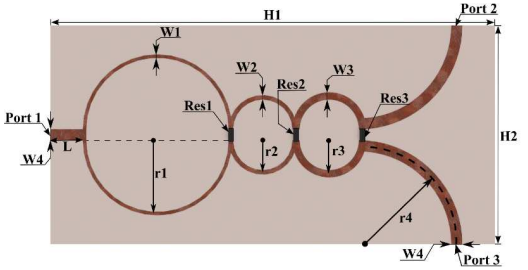



Рис. 1. Кольцевой сумматор конструкции Уилкинсона.

Таблица 1. Параметры топологии сумматора.

| Параметр | Значение | Параметр | Значение |
|---|---|---|---|
| H1 | 68 мм | W3 | 1.1 мм |
| H2 | 33.35 мм | W4 | 1.675 мм |
| r1 | 11.17 мм | L | 5 мм |
| r2 | 4.88 мм | Res1 | 131.89 Ом |
| r3 | 5.09 мм | Res2 | 184.94 Ом |
| r4 | 15 мм | Res3 | 249.15 Ом |
| W1 | 0.5 мм | | |
| W2 | 0.66 мм | | |

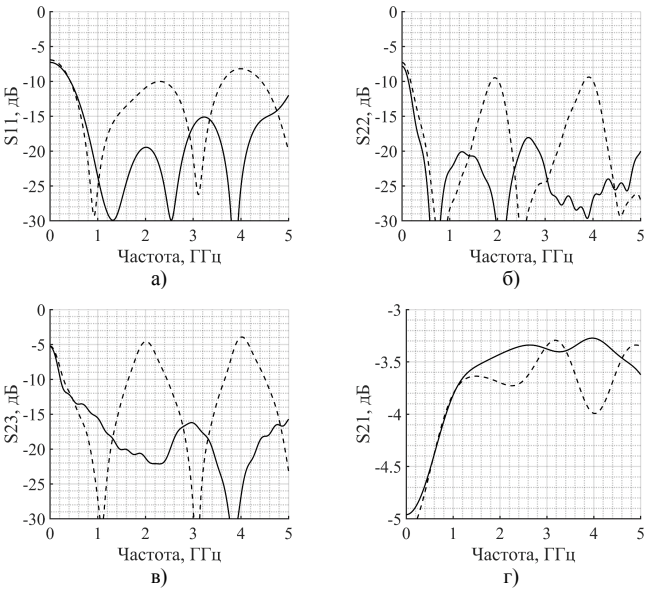



Рис. 2. S-параметры сумматора (сплошная линия – трехзвенный, пунктирная – однозвенный с радиусом 15 мм)

## 3. Заключение

В работе представлена модель трёхзвенного сумматора конструкции Уилкинсона. Добавление звеньев в конструкцию расширило полосу пропускания устройства и в дальнейшем позволить использовать сумматор для сложения сверхкоротких импульсов.

## Список литературы

1. Wilkinson E.J. An N-way Power Divider // IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques, №8, p. 116-118, Jan. 1960.
2. Parad L. I., Moynihan R. L. Split-Tee Power Divider // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – Jan 1965 Vol 13 – P. 91-95.
3. Bobreshov A.M., Zhabin, Ryazantsev A. D., Stepkin V. A. Improvement of Ultrashort Pulses by Serial Connection of Step Recovery Diodes // IEEE Microwave and Wireless Components Letters – 12 Jan 2021.
4. Бобрешов А.М., Елфимов А.Е., Степкин В.А., Усков Г.К. Формирование сверхкоротких импульсов с помощью сумматора конструкции Уилкинсона // Физика волновых процессов и радиотехнические системы – 2021. - №4. – с. 46-52.

# Исследование электромагнитных параметров высокочастотного микромеханического переключателя для применения в радиопередающих и антенных системах мобильных сетей 5G

Ткаченко А. В., Лысенко И. Е.

*Южный федеральный университет,*
*Дизайн-центр микроэлектронной компонентной базы для систем искусственного интеллекта*
*Ростовская область, г. Таганрог, 347922, Российская Федерация*
*alexeytkachenko@sfedu.ru*

***Аннотация:*** *Представлены результаты экспериментального исследования электромагнитных параметров – параметров рассеяния, разработанного и изготовленного опытного образца однополюсного однонаправленного высокочастотного микромеханического переключателя с емкостным типом контакта, характеризующегося высоким коэффициентом емкости и предназначенного для работы в радиопередающих и антенных системах мобильных сетей 5G для частотного диапазона 5G NR FR1 – менее 6 ГГц. По результатам теоретических и экспериментальных исследований выработана методология проектирования высокопроизводительных емкостных высокочастотных микромеханических переключателей, предназначенных для работы в определенном частотном диапазоне с требуемыми техническими параметрами.*

## 1. Введение

Во всех радиопередающих и антенных системах мобильных сетей 5G с аппаратной точки зрения высокочастотный (ВЧ) переключатель является одним из наиболее фундаментальных и важных радиоэлектронных компонентов, который используется для маршрутизации ВЧ сигналов по каналам передачи радиосигналов с высокой степенью эффективности.

В соответствии с концепцией [1-3] ключевые ВЧ системы и подсистемы радиопередающих и антенных систем мобильных сетей 5G, такие как антенные ВЧ переключатели (одно- и многонаправленные), фильтры промежуточной частоты, переменные индуктивности и конденсаторы, резонаторы, проектируемые на основе радиоэлектронных компонентов – активных полупроводниковых устройств, могут быть заменены соответствующими пассивными микромеханическими ВЧ устройствами, изготавливаемыми по технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС), для целей повышения производительности, степени интеграции, а также снижения аппаратной сложности, например, путем объединения нескольких исполнительных функций в одном пассивном устройстве, а также снижение энергопотребления и переосмысление архитектуры проектируемых ВЧ систем и подсистем радиопередающих и антенных систем мобильных сетей 5G.

## 2. Изготовление и экспериментальное исследование

На рис. 1 а), б) представлены изображения, полученные с помощью растрового электронного микроскопа (РЭМ) изготовленного опытного образца однополюсного однонаправленного ВЧ МЭМС переключателя с емкостным типом контакта. Подвижная мембрана, подвешенная на якорных областях с помощью упругих элементов подвеса, расположена продольно ВЧ линии передачи копланарного волновода (КПВ) и является её составной частью, как показано на рисунке 1 а). На рис. 1 б) представлены фрагменты РЭМ изображений с фокусом на центральной части подвешенной мембраны и одном из четырех упругих подвесов с указанием топологических размеров. Согласно результатам экспериментальных исследований следует, что отклонение геометрических размеров лежит в пределах проектирования – не более 0,5 мкм. Сквозные отверстия в подвижной мембране имеют диаметр 3 мкм с шагом между соседними отверстиями 4 мкм.

Измерение электромагнитных параметров проводились в металлическом ВЧ корпусе с коаксиальными ВЧ выводами, которые соединены с КПВ изготовленного опытного образца однополюсного однонаправленного ВЧ МЭМС переключателя при помощи операции микросварки, как показано на рисунке 1 в) до операции корпусирования и герметизации.

На рис. 1 г) представлены результаты измерений электромагнитных параметров – параметров рассеяния (S-параметров) изготовленного опытного образца однополюсного однонаправленного ВЧ МЭМС переключателя в открытом положении (микромеханический клюк (ММК) открыт при отсутствии управляющего напряжения) и в закрытом положении соответственно (ММК закрыт при приложении управляющего напряжения).

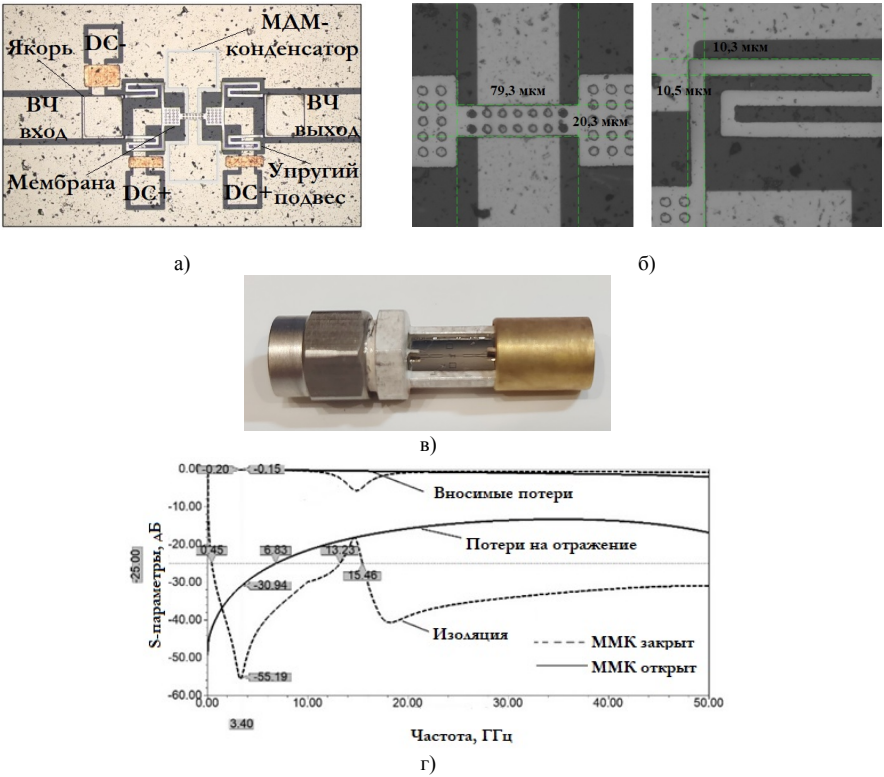



Рис. 1. Изготовление и экспериментальное исследование изготовленного опытного образца однополюсного однонаправленного ВЧ МЭМС переключателя: а) РЭМ изображение – топология с указанием основным элементов конструкции; б) РЭМ изображение – фокус на подвижных элементах конструкции с указанием топологических размеров; в) изготовленный опытный образец ВЧ МЭМС переключателя в ВЧ корпусе до операции корпусирования и герметизации; г) измеренные электромагнитные параметры в замкнутом и открытом положении ВЧ МЭМС переключателя

## 3. Заключение

Согласно полученным экспериментальным характеристикам параметров рассеяния, представленный изготовленный опытный образец однополюсного однонаправленного ВЧ МЭМС переключателя, предназначен для работы в диапазоне частот мобильных сетей 5G NR FR1 с центральной электрической резонансной частотой 3,4 ГГц, а эффективный рабочий диапазон частот охватывает L-, S-, C- и X-диапазоны частот.

Научные исследования выполнены за счет средств федерального бюджета, в рамках научной деятельности по теме «Разработка и исследование методов и средств мониторинга, диагностики и прогнозирования состояния инженерных объектов на основе искусственного интеллекта» (задание № FENW-2020-0022).

### Список литературы

1. Nguyen C. T.-C. Microelectromechanical devices for wireless communications // Proceedings MEMS 98. IEEE. Eleventh Annual International Workshop on Micro Electro Mechanical Systems // An Investigation of Micro Structures, Sensors, Actuators, Machines and Systems. 1998, P. 1–7.
2. Nguyen C. T.-C. RF MEMS for wireless applications // In 60th DRC. Conference Digest Device Research Conference. 2002, P. 9–12.

# Миниатюризация кольцевых мостов

Летавин Д. А.

*Уральский федеральный университет*
*г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация*
*d.a.letavin@urfu.ru*

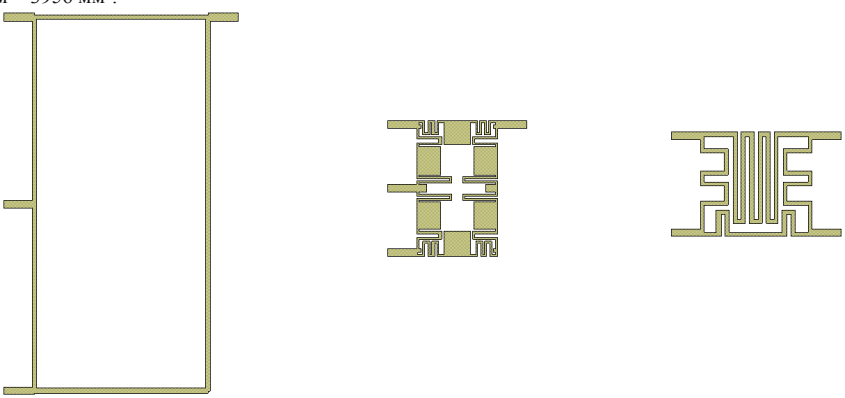
***Аннотация:*** *Статья посвящена сравнению возможностей миниатюризации за счет изгиба четвертьволновых отрезков, используемых в составе кольцевых мостов, и миниатюризации за счет фильтров нижних частот, которые устанавливаются вместо отрезков. Результаты моделирования показали, что использование фильтров нижних частот позволило уменьшить площадь устройства на 83,7%, а изгибы линий - на 82,7%. В то же время полоса рабочих частот оказалась уже, чем у классического моста, на 65 МГц и 54 МГц соответственно. В связи с тем, что фильтры нижних частот требуют предварительного расчета, более выгодно использовать изгибы четвертьволновых отрезков для быстрого достижения компактной конструкции.*

## 1. Введение

Микрополосковый направленный ответвитель является базовым элементом фазовращателей, сумматоров, смесителей, схем формирования луча антенных решеток и других радиотехнических средств. Направленный ответвитель, который распределяет подаваемую на него мощность поровну между двумя его выходами с разностью фаз 90°, называется шлейфным квадратурным мостом (ШКМ). Помимо ШКМ, проблему разделения входной мощности решают синфазные делители мощности (мосты Уилкинсона), синфазно-противофазные мосты (СПМ) и другие. Размеры ШКМ связаны с длиной линий передачи, на основе которых они изготовлены. Следовательно, чем ниже частота, тем более протяженные четвертьволновые отрезки будут получены и, как следствие, устройства будут занимать большую площадь. На сегодняшний день существует множество вариантов уменьшения габаритов мостов [1-5]. Например, в [1] вместо отрезков используются межпальцевые конденсаторы, в [2] используются шлейфы, а в [3] используются фрактальные структуры. В [4] для миниатюризации моста авторы использовали емкостные нагрузки, в [5] асимметричные Т-образные конструкции, в [6, 7] замедляющие конструкции. В этой статье мы рассматриваем возможности миниатюризации кольцевого моста с использованием линейных изгибов и фильтров нижних частот.

## 2. Синфазно-противофазные мосты

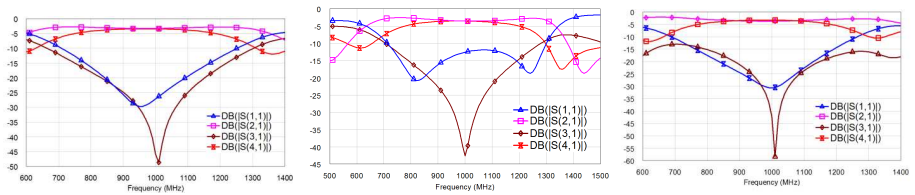
Синфазно-противофазные мосты - это устройства, состоящие из шести четвертьволновых отрезков, объединенных таким образом, что расстояние между входами/выходами составляет четверть длины волны в линии или ¾ длины волны в линии, в зависимости от выбранного порта. Такой мост может обеспечить разность фаз между выходными сигналами в 0 или 180 градусов. Топология классического кольцевого моста показана на рисунке 1а. Площадь такого устройства составляет 43 мм x 92 мм = 3956 мм$^2$.



а) б) в)

Рис. 1. Сравнение кольцевых мостов: а) классический 1; б) компактный 2; в) свернутый

Одним из вариантов миниатюризации кольцевого моста является замена всех его отрезков фильтрами нижних частот, выполненными в виде Т-образных схем, как показано на рисунке 1б. Площадь такого устройства составляет 32,7 мм х 19,7 мм = 644,2 мм$^2$. Однако усложнение конструкции моста не всегда оправдано из-за того, что это может привести к ухудшению частотных характеристик, большим временным затратам на расчеты, требованиям к допускам на изготовление и многому другому. Поэтому в нашем случае был рассмотрен один из простейших методов снижения массогабаритных характеристик моста - это изгибы четвертьволновых отрезков при сохранении их первоначальной длины. Топология такого моста показана на рисунке 1в. Площадь такого устройства составляет 25,2 мм х 27,2 мм = 685,4 мм$^2$. Можно видеть, что площадь компактного моста, полученная путем применения фильтров нижних частот, и площадь моста, полученная путем изгиба четвертьволновых сегментов, находятся примерно на одном и том же уровне. Это является следствием того факта, что кольцевой мост имеет значительную площадь внутри, которая никак не используется, а также чем выше волновое сопротивление используемых линий передачи, тем выгоднее использование изгибов линий в качестве инструмента для миниатюризации делителей мощности. Графики зависимости S-параметров от частоты для этих устройств показаны на рисунке 2.




а) б) в)

Рис. 2. Частотные характеристики мостов: а) классический 1; б) компактный 2; в) свернутый

Полоса рабочих частот классического моста, оцененная при уровне развязки 20 дБ, составляет 320 МГц, а коэффициенты передачи на центральной частоте составляют -3,4 дБ. Компактный мост фильтра нижних частот имеет полосу рабочих частот 255 МГц и коэффициенты передачи по центральной частоте -3,55 дБ. Мост, полученный путем сгибания четвертьволновых отрезков, имеет полосу рабочих частот 266 МГц, а коэффициенты передачи на центральной частоте составляют -3,6 дБ. Кроме того, каждая конструкция обеспечивает разность фаз между выходными сигналами от 0 до 180 градусов на центральной частоте.

## 3. Заключение

Было проведено сравнение возможностей миниатюризации с использованием классического подхода к изгибу отрезков при сохранении длины и замене отрезков фильтрами нижних частот. Показано, что степень миниатюризации таких устройств находится примерно на одном и том же уровне (83,7% и 82,7%). Однако рабочая полоса частот и скорость моделирования для моста с изогнутыми отрезками оказались выше, чем для моста, реализованного на фильтрах нижних частот.

## Список литературы


1. Kai-Yu Tsai, Hao-Shun Yang, Jau-Horng Chen, and Yi-Jan Emery Chen, “A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 21, no. 10, pp. 537-539, Oct. 2011.
2. Kimberley W. Eccleston, and Sebastian H.M. Ong, “Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 10, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
3. J. Zhu, Y. Zhou*, and J. Liu, “Miniaturization Of Broadband 3-Db Branch-Line Coupler,” Progress In Electromagnetics Research Letters, vol. 24, pp. 169-176, 2011.
4. K. W. Eccleston and S. H. M. Ong, "Compact planar microstripline branch-line and rat-race coupler," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
5. S.-S. Liao, P.-T.Sun, N.-C.Chin and J.-T.Peng, "A novel compact-size branch-line coupler," IEEE Microw.WirelessCompon.Lett. vol. 15, pp. 588-590, Sep. 2005.
6. J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X.Guo, L.-C.Ong, and S. Xiao "A compact slow-wave microstrip branch-line coupler with high performance," IEEE Microw.WirelessCompon.Lett. vol. 17, pp. 501-503, Jul. 2007.
7. Wei-Shin Chang and Chi-Yang Chang, “A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure With Simple Design Formulas and Its Application to Microewave Circuit Design,”IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 11, pp. 3376-3383, Nov. 2012.

# О некоторых возможностях практического использования качественных оценок для описания диффузии в однородном нитриде галлия[1]

[1,*] Степович М. А., [2, 3] Туртин Д. В., [1,**] Калманович В. В., [4] 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] *Ивановский государственный университет*
*г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация*
*turtin@mail.ru*
[3] *Российский экономический университет им. Г. В. Плеханова, Ивановский филиал*
*г. Иваново, 153025, ул. Дзержинского, 53, Российская Федерация*
*turtin@mail.ru*
[4] *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.*

Нитриды галлия, индия и алюминия являются перспективными материалами для микро-, опто- и СВЧ-электроники [1]. Свойства этих материалов [2] таковы, что полупроводниковые устройства, изготовленные на их основе, могут работать при высоких напряжениях, температурах и в неблагоприятных условиях внешней среды, например, при радиационном воздействии в ядерных реакторах или в космосе.

При исследованиях полупроводниковых материалов с использованием пучков заряженных частиц или электромагнитного излучения наиболее часто (пожалуй, за исключением рентгеноспектрального микроанализа, исследований подложечных диэлектрических материалов и ряда некоторых материалов для нанотехнологий) в качестве информативного регистрируется сигнал, обусловленный внешним воздействием и связанный с генерацией и диффузией в полупроводниковой мишени неравновесных неосновных носителей заряда (ННЗ) и/или регистрируются сигналы, характеристики которых существенно зависят от ННЗ.

Использование широких пучков заряженных частиц или электромагнитного излучения, падающих нормально поверхности мишени, позволяет избежать возможного необратимого внешнего воздействия на полупроводник, а для однородных и многослойных планарных полупроводниковых мишеней позволяет свести задачу моделирования диффузии ННЗ к одномерной. В настоящей работе рассмотрены некоторые возможности практического использования одной из таких моделей для качественных оценок диффузии ННЗ в однородном нитриде галлия. Рассмотрена диффузия ННЗ в многослойной ($n$ слоёв) мишени конечной толщины, в которой внутри каждого слоя коэффициент диффузии и время жизни ННЗ могут быть различными, но постоянными, что является характерным для значительного числа полупроводниковых структур. Отметим, что ранее подобная задача для структур полупроводниковой СВЧ электроники в такой постановке не рассматривалась.

В рассматриваемом случае дифференциальное уравнение диффузии ННЗ примет следующий вид (см. [3-5] и библиографию там же):

$$D^{(i)}(z)\frac{d^2\Delta p^{(i)}(z)}{dz^2}-\frac{\Delta p^{(i)}(z)}{\tau^{(i)}(z)}=-\rho^{(i)}(z),\ i=\overline{1,n}$$

с граничными условиями

$$D^{(1)}\frac{d\Delta p^{(1)}(z)}{dz}\bigg|_{z=0}=\upsilon_s^{(1)}\Delta p^{(1)}(0),\ D^{(n)}\frac{d\Delta p^{(n)}(z)}{dz}\bigg|_{z=l}=-\upsilon_s^{(n)}\Delta p^{(n)}(l).$$

Верхний индекс в скобках указывает номер слоя.

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-03-00271.

Если по какой-то причине характер внешнего возбуждения изменился (например, вследствие какого-либо случайного воздействия), то это приведёт к изменению распределений ННЗ после их диффузии в полупроводниковой структуре. При математическом моделировании это отвечает изменению правой части дифференциального уравнения диффузии и, соответственно, изменению решения этого уравнения. Подобный эффект возможен и при наличии каких-либо неоднородностей в слоях структуры даже при неизменных параметрах внешнего источника возбуждения. Отметим также, что даже при идеальных условиях проведения эксперимента: наличии идеальных слоёв полупроводниковой структуры и исходном моноэнергетическом пучке электронов - для второго и последующих слоёв условие моноэнергетичности пучка нарушается и, вообще говоря, при математическом моделировании это должно отражаться на описании правой части дифференциальных уравнений диффузии. Однако учёт этого явления в полной мере в настоящее время отсутствует [6-8] и потому особое значение при описании процесса диффузии приобретают качественные оценки.

Пусть $\rho_1^{(i)}(z)$ - исходная концентрация ННЗ в в $i$-м слое и $\rho_2^{(i)}(z)$ - концентрация ННЗ в том же слое, обусловленная изменением условий внешнего воздействия, возможным наличием неоднородностей в вышележащих слоях структуры и нарушением моноэнергетичности электронов, проникающих в рассматриваемый слой структуры. Тогда, если внутри слоя $[z_i, z_{i+1}]$, $\left(i=\overline{1,n}\right)$, выполняется неравенство

$$\left|\rho_2^{(i)}(z)-\rho_1^{(i)}(z)\right| \le \delta \big/ D^{(i)}(z),$$

то для любого $i$-го слоя $\left(i=\overline{1,n}\right)$ справедлива оценка

$$\left|\Delta p_2^{(i)}(z)-\Delta p_1^{(i)}(z)\right| \le C^{(i)}\delta.$$

Здесь $\Delta p_1^{(i)}(z)$ и $\Delta p_2^{(i)}(z)$ - распределения ННЗ в $i$-м слое в результате диффузии при их исходных концентрациях в этом слое (до диффузии), описываемых зависимостями $\rho_1^{(i)}(z)$ и $\rho_2^{(i)}(z)$, соответственно, а постоянная $C^{(i)} = \operatorname{ch}\left[(z_{i+1}-z_i)\Big/\sqrt{\tau^{(i)}(z)D^{(i)}(z)}\right]-1$.

Полученные результаты использованы для математического моделирования и качественных оценок при описании процессов взаимодействия широких электронных пучков с планарными структурами GaN и различными материалами подложек (SiC и Si).

Поскольку при моделировании вид функций в правой части дифференциальных уравнений диффузии не конкретизировался, полученные результаты справедливы для любого внешнего источника: широкого потока заряженных частиц или широкого потока квантов электромагнитного излучения.

## Список литературы


1. Балакирев А., Туркин А. Развитие технологии нитрида галлия и перспективы его применения в СВЧ-электронике // Современная электроника. 2015. № 4. С. 28-32.
2. Properties, processing and application of GaN and related semiconductors / Ed. by J. H. Edgar. London : INSPEC, 1999. 830 p.
3. Туртин Д. В., Степович М. А., Калманович В. В., Картанов А. А. О корректности математических моделей диффузии и катодолюминесценции // Таврический вестник информатики и математики. 2021. № 1 (50). С. 81-100.
4. Stepovich M. A., Kalmanovich V. V., Filippov M. N. On some problems of modeling the processes of interaction of wide electron beams with planar microwave structures based on gallium nitride // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4. № 2. С. 85-94.
5. Stepovich M. A., Seregina E. V., Kalmanovich V. V., 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.
6. Михеев Н. Н., Петров В. И., Степович М. А. Вероятные потери энергии киловольтными электронами при прохождении ими пленочных мишеней произвольной толщины // Известия РАН. Серия физическая. 1993. Т. 57. № 8. С.56-58.
7. Михеев Н. Н., Степович М. А., Петров В. И. Энергетический спектр электронов, прошедших пленочную мишень // Известия РАН. Серия физическая. – 1993. – Т. 57, № 9. – С.7-11.
8. Mikheev N. N., Stepovich M. A. The energy spectrum of electrons passing through film targets and some of its applications to electron beam engineering // Materials Science and Engineering B. Solid State Materials for Advanced Technology. 1995. V. B32. Nos. 1-4. P.11-16.

# Кристаллохимическая структура и магнитные свойства сложнозамещённых поликристаллических литий-цинковых ферритов для микроволновых устройств

[1] Исаев И. М., [1,*] Костишин В. Г., [1] Коровушкин В. В., [2] Шипко М. Н., [3] Степович М.А., [1] Тимофеев А. В.

[1] *Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»*
*г. Москва, 119049, Ленинский проспект, 4, Российская Федерация*
*[*]drvgkostishyn@mail.ru*
[2] *Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина*
*г. Иваново, 153003, ул. Рабфаковская, 34, Российская Федерация*
*michael-1946@mail.ru*
[3] *Калужский государственный университет им. К. Э. Циолковского*
*г. Калуга, 248023, ул. Степана Разина, 26, Российская Федерация*
*m.stepovich@mail.ru*

***Аннотация:*** *Изложены результаты изучения особенностей получения и анализа кристаллохимической структуры и магнитных свойств сложнозамещённых поликристаллических литий-цинковых ферритов для микроволновых устройств. Установлено, что оптимальные магнитные свойства феррита данного состава при его использовании в магнитоэлектронике достигаются при спекании в интервале температур (1050-1100) °С.*

Литиевые сложнозамещённые ферриты со структурой шпинели нашли широкое применение в качестве рабочих сред микроволновых устройств [1, 2]. В диапазоне частот от 1 до 100 МГц данные материалы обладают высокими значениями магнитных характеристик, низкими коэффициентами магнитострикции и относительно низкими электрическими потерями [1]. В микроволновом диапазоне они могут выступать в качестве радиопоглощающих материалов [2, 3]. При практическом применении весьма важно знать не только их магнитные свойства,но и магнитную и кристаллическую структуру [4].

Целью настоящей работы являлось получение методом керамической технологии поликристаллических Li-Mn-Zn – ферритов сложного состава, анализ кристаллохимической структуры и магнитных свойств.

Синтез ферритов осуществляли в воздушной атмосфере по традиционной керамической технологии. Спекание ферритизованной шихты проводили при нормальных атмосферных условиях при температуре (950-1100) °С в течение двухчасов. Образцы в виде колец ($D_{внеш.}$=16 мм, $d_{внутр.}$=7 мм, h=(50-60) мм) проходили полный цикл исследований (рентгенофазовый, масс-спектрометрический, микроскопический). Магнитные характеристики ($\mu_{max}$, $H_C$, $B_S$) изучали на установке МК-3Э. Регистрацию мёссбауэровских спектров после измельчения образцов проводили на спектрометре MS-1104Ems с источником излучения $Co^{57}$ в матрице хрома. Математическая обработка спектров осуществлялась по программе “Univem MS” (Ростов-на-Дону).

Полученные рентгенограммы образцов показали, что синтезированные ферриты имеют структуру шпинели и не содержат посторонних фаз. Их мёссбауэровские спектры представляли суперпозицию 5-секстиплетов, обусловленных неэквивалентностью ионов железа и магнитной структурой. Для определения распределения катионов по окта- и тетраэдрическим позициям были использованы результаты работ различных авторов и разработанная модель, учитывающая зависимость параметров мёссбауэровских спектров от особенностей электронного и магнитного состояния ближайших к иону железа ионов лития, марганца и цинка. Расчёты формульных коэффициентов, выполненные в рамках предложенной модели, позволили получить значения параметров заселённости окта- и тетраэдрических позиций ионами железа, лития, марганца и цинка в ферритах, синтезированных при различных температурах (табл. 1).

Результаты катионного распределения коррелируют с зависимостью индукции насыщения $B_S$ и магнитной проницаемостью $\mu_{max}$ образцов от температуры синтеза (табл. 2).

Рост магнитной проницаемости образцов с повышением температуры синтеза и относительно её высокие значения указывают на лимитирующее влияние на магнитные свойства комбинаций ионов с высокой симметрией электронного заряда на S-орбитах ионов.

Зависимость коэрцитивной силы феррита от температуры синтеза имеет максимум при температуре спекания 1000 °С и указывает, что его свойства определяются комбинацией слабо магнитных ионов в ближайшем окружении ионов железа.

Табл. 1.

Формульные коэффициенты для исследованных ферритов

| Температура спекания, °С | Тетраэдрические позиции | | | Октаэдрические позиции | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $Fe^{3+}$ | $Li^{+}$ | $Mn^{3+}$ | $Fe^{3+}$ | $Li^{+}$ | $Zn^{2+}$ | $Mn^{2+(3+)}$ |
| 950 | 0,78 | 0,18 | 0,04 | 1,51 | 0,15 | 0,21 | 0,13 |
| 1000 | 0,72 | 0,24 | 0,04 | 1,57 | 0,09 | 0,21 | 0,13 |
| 1050 | 0,69 | 0,27 | 0,04 | 1,60 | 0,06 | 0,21 | 0,13 |
| 1100 | 0,69 | 0,27 | 0,04 | 1,60 | 0,06 | 0,21 | 0,13 |

Табл. 2

Зависимость индукции насыщения, коэрцитивной силы, максимальной магнитной проницаемости Li-Mn-Zn феррита от температуры синтеза

| Температура синтеза, °С | Индукция насыщения $B_S$, Тл | Коэрцитивная сила $H_C$, А/м | Максимальная магнитная проницаемость $\mu_{max}$, абс. ед. |
|---|---|---|---|
| 950 | 0,025 | 146 | 50 |
| 1000 | 0,30 | 175 | 1100 |
| 1050 | 0,32 | 172 | 1150 |
| 1100 | 0,31 | 160 | 1200 |

Оптимальные магнитные свойства феррита данного состава при его использовании в магнитоэлектронике достигаются при спекании в интервале температур (1050-1100) °С.

## Список литературы


1. Летюк Л. М., Костишин В. Г., Гончар А. В. Технология ферритовых материалов магнитоэлектроники. М.: МИСиС, 2005. 352 с.
2. Yusoff A. N., Abdullah M. H. // J. Magn. Magn. Mater. 2004, V. 269. No. 2. P. 271-280.
3. Kim D.-Y., Yoon Y.-H., Jo K.-J. et al. // J. Electromagn. Eng. Sci. 2016. V. 16. No. 3. P. 150-158.
4. Коровушкин В. В., Труханов А. В., Шипко М. Н. и др. // Журн. неорган. химии. 2019. Т. 64. № 5. С. 463-472.

# Распространение спиновых волн в наноразмерных магнонных кристаллах, модулированных по ширине и толщине [1]

[1] Матвеев О.В., [2] Медников А.М., [1] Романенко Д.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 представлены результаты теоретического и экспериментального исследования магнонных кристаллов, выполненных в виде модулированных по ширине или толщине ферромагнитных пленок железо-иттриевого граната толщиной 100 нм. Исследованы особенности распространения спиновых волн в таких структурах в зависимости от геометрических параметров, а также формирования брэгговских запрещенных зон.*

Магноника – быстро развивающееся направление в магнитоэлектронике, которое направлено на использование спиновых волн (магнонов) для обработки и передачи информации [1]. Одной из ключевых задач магноники на сегодняшний день является миниатюризация компонентов с целью уменьшения энергопотребления и увеличения быстродействия устройств [2]. Объектом исследований в магнонике часто являются пленки железо-иттриевого граната (ЖИГ) благодаря возможности создания образцов размерами вплоть до нанометров и малых потерь при распространении спиновых волн [3].

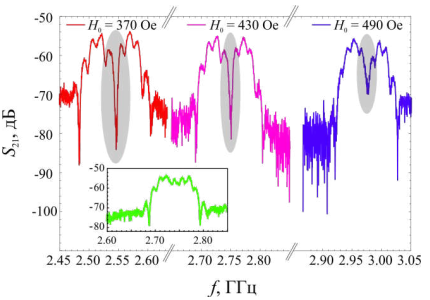



Рис. 1. АЧХ спиновых волн в магнонном кристалле с модуляцией толщины при различных значениях внешнего магнитного поля. На вставке показаны АЧХ спиновых волн в однородной ферромагнитной пленке.

В работе представлены результаты исследования периодических структур на основе пленок ЖИГ толщиной $d$ = 100 нм, выращенных на подложке галлий-гадолиниевого граната. Было создано два типа магнонных кристаллов: с периодической модуляцией толщины, на поверхности которых были вытравлены канавки глубиной Δ = 10 nm. Другой тип магнонных кристаллов – модулированные по ширине, в которых чередуются участки волновода различной ширины. В таких пространственно-периодических структурах формируются брэгговские запрещенные зоны для волн, длина которых кратна двум периодам структуры. На рисунке 1 представлены АЧХ спиновых волн в магнонном кристалле с модуляцией толщины периодом $L$ = 4 мкм при различных значениях внешнего магнитного поля $H_0$ = 370 Э (красная кривая), $H_0$ = 430 Э (фиолетовая кривая), $H_0$ = 490 Э (синяя кривая). При всех указанных величинах внешнего магнитного поля в спектре спиновых волн формируется полоса непропускания (выделена серым овалом), которая отсутствует на АЧХ однородной ферромагнитной пленки (см. вставку к рис. 1). Кроме того, в рамках данной работы проведено исследования влияния длины и ширины волноводов на особенности распространения спиновых волн.

Таким образом, на основе представленных в работе теоретических и экспериментальных исследования наноразмерных магнонных кристаллов, можно сделать вывод, что такие структуры могут быть использованы в качестве компонентов магнонных устройств для обработки и передачи информации.

## Список литературы

1. Serga A.A., Chumak A.V., Hillebrands B. YIG magnonics // J. Phys. D: Appl. Phys.. 2010. V. 43. P. 264002.
2. Barman A. et al. The 2021 Magnonics Roadmap // J. Phys.: Condens. Matter. 2021. V. 33. P. 413001..
3. Qin H. et al. Propagating spin waves in nanometer-thick yttrium iron garnet films: Dependence on wave vector, magnetic field strength, and angle // Phys. Rev. B. 2018. V. 9. P. 224422.

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 19-29-03049-мк.

# Опытная технология получения высокочистого мышьяка для производства монокристаллов арсенида галлия для изделий СВЧ электроники

Потолоков Н.А.[1*], Марончук И.И.[1], Бреховских М.Н.[2], Потолоков В.Н.[2], Фёдоров В.А.[2], Широков И.Б.[3]

[1]*ООО «АДВ-Инжиниринг», Москва, пер. 1-й Люсиновский, 3 «Б», 119049, Россия*
** e-mail: nick.potolokov@yandex.ru*

[2] *ФГБУН Институт общей и неорганической химии им. Н.С. Курнакова Российской академии наук, Москва, Ленинский пр., 31, 119991, Россия*

[3]*ФГБОУ ВО Севастопольский государственный университет, Севастополь, Университетская, 33, 299003 Россия*

***Аннотация:*** *Представлены результаты разработки технологии и создания производства высокочистого мышьяка методом термического разложения арсина («гидридная технология»), полученного электрохимическим восстановлением мышьяковой кислоты и очищенного с применением криофильтрации и низкотемпературной ректификации. Приведены результаты анализа содержания примесей в опытных партиях продукта и испытаний мышьяка в процессах получения монокристаллов арсенида галлия.*

## 1. Введение

Монокристаллический арсенид галлия GaAs является важнейшим материалом для изготовления большого числа полупроводниковых компонентов: приборов твердотельной СВЧ-микроэлектроники (полевые транзисторы, монолитные интегральные схемы для бортовых РЛС с АФАР, систем связи миллиметрового диапазона и др.); оптоэлектронных приборов (светодиоды, фотоприёмники и лазеры инфракрасного и красного диапазонов спектра); изделия для приборов инфракрасной оптики. Основными производителями GaAs в мире являются компании Sumitomo Electric, Hitachi Cable и DOWA (Япония), Freiberger Compound Materials (Германия), AXT (США), Neosemitech Corporation, Waferkorea (Ю. Корея); имеется производство в Китае. По оценкам экспертов [1], объём мирового производства монокристаллов GaAs составляет около 800 т/год. В РФ выпуск GaAs незначителен и сдерживается рядом причин, в том числе отсутствием до настоящего времени производства высокочистого (ВЧ) мышьяка. Данное сообщение посвящено изложению результатов НИОКР, выполненных специалистами ряда исследовательских институтов РФ по созданию опытной технологии и производства ВЧ As для синтеза GaAs.

Традиционно ВЧ As получают восстановлением водородом трихлорида мышьяка $AsCl_3$, очищенного с применением комплекса физико-химических методов [2]. Этот процесс, включающий получение $AsCl_3$ из мышьяксодержащего сырья, требует применения высокотоксичных и коррозионноактивных химических реагентов (хлороводород, трихлорид мышьяка) и характеризуется образованием большого объёма жидких отходов в виде содержащего мышьяк раствора соляной кислоты (около 5 кг на 1 кг готового продукта).

## 2. Технология получения высокочистого мышьяка

Известна [3] экологически приемлемая технология переработки арсенита натрия гидролизного (АНГ) с получением ВЧ As методом термического разложения (пиролиза) арсина $AsH_3$, синтезируемого электролизом водного раствора мышьяковой кислоты $H_3AsO_4$ [4] и очищенного с применением низкотемпературной ректификации. Технологический процесс включает в себя следующие стадии:

— получение из АНГ $H_3AsO_4$ с её последующей очисткой;

— электрохимический синтез $AsH_3$ с предварительной очисткой от влаги и труднолетучих примесей методом криофильтрации;

— финишная очистка $AsH_3$ методом низкотемпературной ректификации в насадочной колонне со средним резервуаром и кубом полного испарения;

— контроль качества очищенного $AsH_3$ с применением хроматографии и функционального метода с измерением электрофизических параметров (ЭФП) – типа проводимости, концентрации и подвижности носителей заряда эпитаксиальных структур нелегированного GaAs, полученных из тестируемого образца $AsH_3$;

— получение ВЧ As методом пиролиза ВЧ $AsH_3$;

— контроль качества ВЧ As, упаковка в герметичную тару.

В качестве исходного сырья предусмотрено использование АНГ по ТУ 2622-159-04872702-2005 — продукта детоксикации люизита, характеризующегося широким диапазоном варьирования концентрации компонентов. Содержание арсенита натрия в АНГ разных партий в пересчёте на $As^{+3}$ составляет 15–20%, арсената натрия в пересчёте на $As^{+5}$ 2–7%, хлорида натрия NaCl 36–52%. Технологический процесс получения $H_3AsO_4$ включает следующие стадии: растворение АНГ с окислением мышьяка $As^{+3}$ в $As^{+5}$ воздействием гипохлорита натрия NaClO, далее подкисление соляной кислотой, отделение осадка NaCl, очистка фильтрата электролизом от остатка NaCl до уровня не более 0,5 мас. %, с одновременным получением раствора NaClO для использования на стадии растворения АНГ, затем выпарка досуха для удаления летучих примесей, растворение в воде образующегося оксида $As_2O_5$. Использование иных видов сырья, таких, как технические мышьяк или оксид мышьяка, существенно упрощают процесс в силу отсутствия трудноотделяемых компонентов.

Электрохимический синтез $AsH_3$ протекает по реакции $H_3AsO_4 + 8H^+ + 8e^- \rightarrow AsH_3 + 4H_2O$. Ректификация $AsH_3$ позволяет эффективно удалять легко- и труднолетучие примеси. Получен продукт с содержанием примесей на уровне менее 0,0001 мас. % со следующими ЭФП тестовых структур: *n*-тип проводимости, концентрацию электронов $\sim 3 \times 10^{14}$ $см^{-3}$ и подвижность электронов более 130000 $см^2/(В\,с)$ при 77 К и более 7500 $см^2/(В\,с)$ при 300 К. Пиролизом очищенного $AsH_3$ получены опытные партии ВЧ As квалификации 6N с суммарным содержанием примесей менее 0,0001 мас. %. Пиролиз протекает при умеренно повышенной температуре (873-1023 К) в кварцевом реакторе, при этом элементный мышьяк конденсируется при 593-673 К на специальной разъёмной вставке из кварца в виде крупнокристаллических друз, извлекается в пространство разгрузочной камеры с инертной атмосферой и упаковывается в герметичную пластиковую или стеклянную тару, заполняемую аргоном. Его испытания в производстве монокристаллов нелегированного GaAs методом Чохральского с жидкостной герметизацией расплава показали возможность достижения заданных параметров по концентрации и подвижности носителей заряда и плотности дислокаций.

## 3. Заключение

В рамках ряда НИОКР, выполненных соисполнителями работ по государственным контрактам, разработаны, изготовлены и запущены технология и комплекс оборудования для получения ВЧ As из АНГ со сквозным выходом годного более 60 %. Проведённые испытания опытной технологической линии с выпуском опытных партий ВЧ As показали достижение требуемого качества материалов (6N), производительности по товарной продукции (более 500 кг ВЧ As и 400 кг ВЧ $AsH_3$ в год) и достижению заданных параметров монокристаллов GaAs, выращенных из полученного ВЧ As. Создан задел для последующего расширения производства и повышения качества продукции.

### Список литературы


1. Е. Маянов, А. Гасанов, С. Князев, А. Наумов Тенденции развития рынка монокристаллов GaAs // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2018. №2. С. 172–184.
2. В.А. Фёдоров, Н.А. Потолоков, Т.К. Менщикова, М.Н. Бреховских. Физико-химические особенности получения высокочистых мышьяксодержащих веществ из различного сырья // Неорган. материалы. 2017. Т. 53. № 4. С. 392–395.
3. В.В. Турыгин, М.К. Смирнов, М.Ю. Березкин, Л.А. Сохадзе, Н.П. Степнова, А.П. Томилов, В.А. Фёдоров, Н.А. Потолоков. Физико-химические основы получения высокочистых соединений мышьяка из продуктов детоксикации люизита // Неорганические материалы, 2017, т. 53, № 4, с. 392–395.
4. Патент РФ 2 203 983 С2. МПК С 25 В 1/09, С 01 В 6/06. Опубл. 10.05.2003.

# Сегрегационные особенности легирования эпитаксиальных слоев кремния примесями n-типа 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 примесями n-типа. Получено значение энергии адсорбции мышьяка.*

## 1. Введение

Кремниевые СВЧ диоды, работающие в мм диапазоне длин волн, предъявляют строгие требования к многослойным эпитаксиальным структурам, на которых они создаются. Тонкие слои (0,1 мкм и менее) должны различаться не только уровнем легирования, но и типом проводимости (n и p). Поскольку СВЧ диоды работают в жестких режимах, слои также должны быть бездефектными.

Решение поставленной задачи осуществляется путем применения низкотемпературного процесса газофазной эпитаксии при пониженном давлении в реакторе с использованием пиролиза моносилана. Применяя данный метод наращивания можно снизить температуру совершенного роста эпитаксиальных слоев кремния до 850 – 950 °С. Термодиффузия легирующих примесей при этом незначительная, и преобладающее влияние на формирование профиля легирования слоев оказывает эффект сегрегации примеси [1, 2]. Этот эффект обусловлен особыми свойствами поверхности растущего слоя, решетка которого идеальна в глубине выращенного слоя и сильно деформирована у поверхности из-за наличия оборванных ковалентных связей. Степень искажения решетки убывает с удалением от поверхности, но может достигать десятков межатомных расстояний. Искажение влияет на встраивание атомов легирующих примесей, имеющих отличные от атомов кремния атомные и ионные радиусы, соотношения ковалентных и ионных связей, присущих элементу. Большая часть примесей преимущественно накапливается в этой искаженной области кристалла.

## 2. Эксперимент

Для описания легирования можно использовать математическую модель, предложенную в работе [1]. Примесь, сорбирующаяся из газовой фазы, расходуется на легирование растущего эпитаксиального слоя и формирование в приповерхностной области повышенной по сравнению с объемом концентрации примеси, часть примеси десорбируется с поверхности. Кривая автолегирования, обусловленного поверхностной сегрегацией легирующей примеси, в полулогарифмическом масштабе зависимости концентрации от времени наращивания имеет линейный вид, а угол ее наклона зависит от конкретного значения многих параметров (скорости роста эпитаксиального слоя, степени сегрегации примеси на поверхности, энергии связи легирующей примеси с поверхностью, температуры процесса):

$$\frac{d\ln C_{об}}{dt} = -\left[ V_p / Kh + \gamma_0 \exp\left( \frac{-E_{адс}}{kT} \right) \right]. \quad (1)$$

При $\gamma >> V_p/K \cdot h$, выражение (1) принимает вид

$$-\frac{d\ln C_{об}}{dt} = \gamma_0 \exp\left( \frac{-E_{адс}}{kT} \right). \quad (2)$$

Уравнение (2) позволяет из изменения угла наклона кривой автолегирования при вариации температуры роста определить энергию адсорбции легирующей примеси на поверхности роста.

Для определения энергии адсорбции мышьяка были изготовлены структуры $p^{++}n^{-}n^{+}nn^{++}$-типа. Образцы изготавливались при температурах роста от 900°С до 1050°С в двух режимах: при концентрации моносилана ($SiH_4$) в водороде 0,67% и 0,22%. После наращивания $n^{+}$-слоя никаких действий, направленных на снижение количества примеси в приповерхностной области не

проводилось. Легирование последующего слоя определялось расходованием примеси из сегрегационного пика.

Используя полученные данные, определили тангенс угла наклона графика на участке $n^-$ слоя и рассчитали логарифм тангенса угла наклона. На рис. 1 представлена температурная зависимость тангенса угла наклона кривой автолегирования.

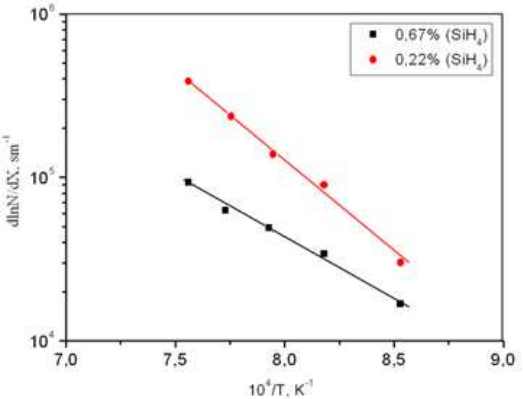



Рис. 1. Тангенс угла наклона легирования $n^-$-слоя структуры $p^{++}n^-n^+nn^{++}$-типа при температуре роста 900°C - 1050°C.

В результате были рассчитаны энергии адсорбции мышьяка в режиме роста с концентрацией моносилана в водороде 0,67% – 146,7 кДж/моль, и 220 кДж/моль в режиме с 0,22% $SiH_4$. Исходя из полученных зависимостей, можно говорить о том, что подбором параметров проведения эпитаксиального процесса можно изменять наклон профиля легирования, и, как следствие, толщину переходной области.

В работе [1] в подобных условиях (0,67% $SiH_4$ в водороде) при легировании фосфором была получена величина энергии адсорбции – 103,2 кДж/моль. Это доказывает, что использование мышьяка в качестве легирующей примеси позволяет получать слои с высоким уровнем легирования более тонкими.

## 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. Предложенное в работе [1] математическое описание (модель автолегирования) подтверждается полученными экспериментальными данными. Значение энергии адсорбции для мышьяка составляет 146,7 кДж/моль и 220,2 кДж/моль. Исследования поверхностной сегрегации примеси мышьяка и фосфора при изменении режимов наращивания тонких слоев кремния будут продолжены.

### Список литературы

1. Никулов В.В. Сегрегационная модель автолегирования кремния в эпитаксиальном процессе / В.В. Никулов, В.Н. Рябов // 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.

# Функциональные эластомерные материалы на основе полихлоропрена и магнетита [1]

[1] Фионов А. С., [2] Хачатуров А. А., [1] Колесов В. В., [2] Потапов Е. Э., [1] Сургай А. В.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН*
*г. Москва, 125009, ул. Моховая, д. 11, корп. 7, Российская Федерация*
*fionov@cplire.ru*
[2] *МИРЭА-Российский технологический университет*
*г. Москва, 119435, ул. Малая Пироговская, д. 1, стр. 5, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *В работе исследованы характеристики ослабления и отражения образцов эластомерных композиционных материалов на основе полихлоропрена серного регулирования и магнетита (как природного, так и синтетического) в полосе частот 17.44…25.86 ГГц. Установлено влияние концентрации наполнителя и его структурирования магнитным полем на функциональные микроволновые характеристики композита.*

## 1. Введение

В настоящее время одними из самых перспективных современных материалов становятся магнитоактивные эластомеры, в которых можно не только программируемым образом эффективно менять их механические, вязкоупругие и электрофизические свойства с помощью внешнего магнитного поля при синтезе, но и управлять этими характеристиками в режиме реального времени. Это новый тип полимерных композиционных материалов (КМ), в которых намагничивающиеся частицы диспергированы в матрице эластомера. Одной из актуальных задач современного полимерного материаловедения является поиска и подбор новых ингредиентов полимерных КМ, характеризующихся распространенностью, малой стоимостью, экологичностью, и полифункциональностью – возможностью в рамках одного материала выполнять одновременно несколько функций, например, служить одновременно вулканизующим агентом и наполнителем, обеспечивающим специфические функциональные характеристики изделия [1-5]. Хлоропреновые каучуки характеризуются набором уникальных свойств, которые в некоторых аспектах превосходят свойства натурального каучука. Они сочетают в себе механические свойства близкие к каучукам общего назначения со специфическими свойствами, характерными для каучуков специального назначения. Изделия на основе хлоропреновых каучуков демонстрируют лучшую износостойкость, чем изделия из резин на основе натурального и бутадиен-стирольного каучука. В данной работе изготовлены образцы эластомерных КМ, в которых матрицей является полихлоропрен (ПХП) серного регулирования, а наполнителем – магнетит, природный либо синтетический. Для изготовленных образцов измерены коэффициенты ослабления и отражения микроволнового излучения в полосе частот 17.44…25.86 ГГц.

## 2. Методы и результаты

Изготовление образцов выполняли в несколько этапов: смешивание компонентов рецептуры с использованием лабораторного резиносмесителя; обработке смеси на лабораторных вальцах для улучшения распределения порошкообразных компонентов в эластомерной матрице марки ПХП Denka PS40AH; вулканизация/отверждение полученные образцов резиновых смесей в присутствии структурирующего внешнего магнитного поля напряженностью 0.285 Тл. Для сравнительных исследований получили образцы соответствующей рецептуры, вулканизованные/отвержденные в условиях отсутствия внешнего магнитного поля. Полученные образцы представляли собой плоскопараллельные пластины круглой формы с диаметром 63 мм и толщиной 1.1…1.4 мм.

Исследование характеристик ослабления и отражения образцов эластомерных КМ в полосе частот 17.44…25.86 ГГц проводили квазиоптическим методом с помощью измерительного стенда на основе векторного анализатора цепей Anritsu MS4644A. Образец помещали между двумя волноводными рупорами сечением 35x15 мм$^2$ и измеряли значения коэффициентов матрицы рассеяния S12/S22, которые с поправкой на ослабление и отражение, вносимые пустым трактом, пересчитывали в коэффициенты прохождения ($T$), отражения ($R$), и потерь ($L$) образца [5]. Полученные результаты представлены в таблице 1.

Из полученных данных видно, что микроволновые характеристики эластомерных КМ определяются концентрацией и типом наполнителя, а наибольшей разницей (порядка 0.1) в коэффициентах

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 22-29-20176.

*T* и *L* между магнитно-структурированным и неструктурированными вариантами исполнения характеризуется образец с концентрацией природного магнетита 100 масс.частей. Для других образцов такая разница пренебрежимо мала в тех условиях, в которых проводили измерения. Таким образом, существует оптимальная концентрация наполнителя, при которой происходит эффективное магнитное структурирование, которое будет оказывать влияние на функциональные микроволновые характеристики эластомерного КМ. Синтез образцов в магнитном поле приводит к пространственному перераспределению магнитного наполнителя в соответствии со структурой магнитного поля, что, в конечном счете, приводит к магнитной анизотропии материала.

Образцы с различной концентрацией наполнителя могут иметь различные пространственные и электрофизические параметры магнитной структуры, что ведет к необходимости гибкой адаптации условий эксперимента [6].

Табл. 1. Коэффициенты *T*, *R* и *L* образцов эластомерных КМ

| Содержание и вид магнетита | *H, Тл* | *h*, мм | *Power Balance* | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | *T* | *R* | *L* |
| Стенд без образца | - | 0 | 0.95 | 0.03 | 0.01 |
| Нет | 0 | 1.24 | 0.85 | 0.13 | 0.02 |
| Природный, 100 масс. частей | 0 | 1.28 | 0.46 | 0.37 | 0.17 |
| Природный, 100 масс. частей | 0.285 | 1.26 | 0.56 | 0.38 | 0.06 |
| Природный, 200 масс. частей | 0 | 1.27 | 0.37 | 0.52 | 0.10 |
| Природный, 200 масс. частей | 0.285 | 1.26 | 0.36 | 0.54 | 0.10 |
| Природный, 300 масс. частей | 0 | 1.30 | 0.29 | 0.52 | 0.19 |
| Природный, 300 масс. частей | 0.285 | 1.37 | 0.32 | 0.49 | 0.19 |
| Синтетический, 5 масс. частей | 0 | 1.18 | 0.86 | 0.13 | 0.01 |
| Синтетический, 5 масс. частей | 0.285 | 1.34 | 0.86 | 0.13 | 0.01 |

## 3. Заключение

Таким образом, в работе получены образцы эластомерных КМ, в которых матрицей является полихлоропрен (ПХП) серного регулирования, а наполнителем – магнетит, природный либо синтетический, с разной концентрацией. Исследованы характеристики ослабления и отражения микроволнового излучения в полосе частот 17.44…25.86 ГГц полученных образцов. Установлено, что концентрации наполнителя, его тип, а также предварительное структурирование наполнителя магнитным полем в процессе вулканизации/отверждения оказывают влияние на функциональные микроволновые характеристики эластомерного КМ.

### Список литературы


1. Jana P. B., Mallick A. K., De S. K. Electromagnetic interference shielding by carbon fibre-filled polychloroprene rubber composites // Composites. 1991. Vol. 22. Iss. 6. P. 451-455.
2. Kong I., Ahmad S. H. Magnetic and microwave absorbing properties of magnetite–thermoplastic natural rubber nanocomposites // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2010. V. 322. No.21. P. 3401-3409.
3. Soares B. G. Rubber nanocomposites with metal oxides as nanofillers. In Woodhead Publishing Series in Composites Science and Engineering: Progress in Rubber Nanocomposites. Editor(s): Sabu Thomas, Hanna J. Maria. Woodhead Publishing. 2017. Pages 285-318.
4. Хачатуров А. А., Потапов Е. Э., Колесов В. В., Фионов А. С., Бобров А. П., Смаль В. А., Прут Э. В., Шевченко В. Г., Тикунова И. В. Изучение электрофизических и акустических свойств полимерных композиционных материалов на основе СКЭПТ и шунгита // Каучук и резина. 2018. Т. 77. № 2. С. 96-101.
5. Khachaturov A. A., Fionov A. S., Kolesov V. V., Potapov E. E., Ilyin E.M. Functional elastomeric materials based on butadiene-stirene rubber and magnetite // Radioelektronika, Nanosistemy, Informacionnye Tehnologii. 2019. V. 11. No. 2. P. 189-198.
6. Kuznetsova I. E., Kolesov V. V., Fionov A. S., Kramarenko E. Yu., Stepanov G. V., Mikheev M. G., Verona E., Solodov I. Magnetoactive elastomers with controllable radio-absorbing properties // Materials Today Communications. V. 21. December 2019. 100610.

# Определение температурной зависимости материальных констант пьезокерамики методом широкополосной акустической спектроскопии[1]

[1] Теплых А.А., [1] Зайцев Б.Д., [1] Семёнов А.П., [1] Бородина И.А.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *В данной работе определены температурные зависимости материальных констант для одного конкретного образца пьезокерамики ЦТБС-3 отечественного производства методом широкополосной акустической спектроскопии. Дано описание экспериментальной методики, применяемого математического метода определения констант и получены два набора результатов, которые соответствуют двум конфигурациям электродов на поверхности образца. Полученные результаты находятся в хорошем согласии друг с другом, что подтверждает корректность использованного метода.*

## 1. Введение

Пьезокерамики на основе твердых растворов цирконата и титаната свинца с различными модифицирующими добавками широко используются для создания ультразвуковых преобразователей. Этот материал характеризуется относительно высоким разбросом значений материальных констант (до 10% для модулей упругости и до 20% для диэлектрической проницаемости [1]), что обусловлено технологией изготовления, а также их низкой температурной и временной стабильностью. Для определения полного набора материальных констант пьезоматериала в соответствии со стандартом IEEE [2] импедансным резонансным методом необходимо использование 5-7 образцов весьма различной формы. Поскольку степень поляризации при изготовлении каждого образца зависит от его формы, такие образцы неизбежно будут иметь различные материальные константы, поэтому применение данного метода для пьезокерамики затруднено. Необходимо использовать метод, который позволяет определить все материальные константы одновременно для одного образца пьезокерамики. Таким методом является широкополосная акустическая спектроскопия [3], которая ранее применялась нами для определения свойств пьезокерамики резонаторов из ЦТС-19 и ЦТБС-3. В данной работе мы применили этот метод для определения полных наборов материальных констант пьезокерамики ЦТБС-3 для образца в виде круглого диска при различной температуре в диапазоне 20 – 45 °С. Колебания в резонаторе возбуждались при помощи электродов на противоположных сторонах диска (резонатор с продольным полем), а также при помощи концентрических электродов на одной стороне диска (резонатор с радиальным полем). Полученные результаты хорошо согласуются друг с другом и позволили определить температурную зависимость для всех материальных констант исследуемой керамики.

## 2. Эксперимент и теория

Для эксперимента использовался пьезоэлектрический резонатор в форме диска из пьезокерамики ЦТБС-3 производства ООО Аврора-Элма, Волгоград, Россия. Диаметр диска составлял 22 мм, толщина 2 мм. Этот резонатор размещался в термостате, температура внутри которого изменялась от 20 до 45 °С с шагом 5°С. На каждом шаге проводилось измерение реальной и мнимой части электрического импеданса резонатора в частотном диапазоне 1 кГц – 2 МГц с шагом 10 Гц при помощи анализатора импеданса E4990a. Проведение каждого такого измерения занимало около 10 минут, в ходе всего измерения температура в камере термостата поддерживалась постоянной с точностью 0.1°С и контролировалась при помощи термопары, размещенной в непосредственной близости от держателя резонатора и подключенной к цифровому микровольтметру GDM-78251A. С данным резонатором было проведено две серии экспериментов. В ходе первой серии резонатор возбуждался при помощи алюминиевых электродов толщиной около 0.2 мкм, нанесенных на противоположные торцы резонатора. Затем эти электроды были удалены и на один торец того же пьезокерамического диска были нанесены два электрода: один электрод в форме круглого диска диаметром 8 мм, а второй в форме кольца с внутренним диаметром 10 мм и внешним диаметром 22 мм. Центры обоих электродов лежали на оси диска.

Таким образом для каждой конфигурации электродов были сняты 6 частотных зависимостей электрического импеданса резонатора при различных известных температурах (рис. 1).

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00602.

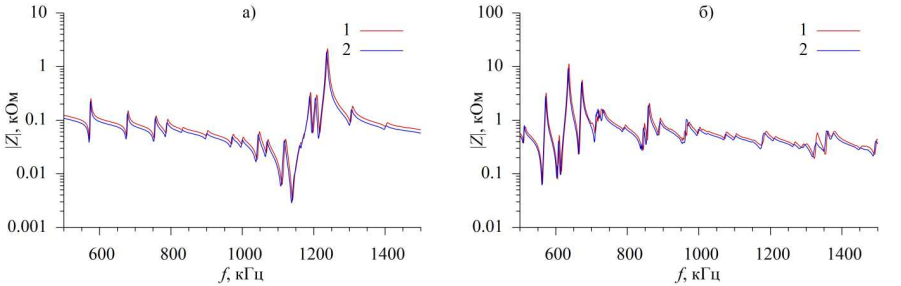



Рис.1. Фрагмент частотных зависимостей модуля электрического импеданса резонатора:
а) с продольным полем, б) с радиальным полем. Кривая 1 – температура 20°C, кривая 2 – температура 45°C.

На втором этапе работы были созданы две математические модели резонаторов, расположение электродов в которых соответствовало экспериментальным образцам. Модели были основаны на двумерном методе конечных элементов и позволяли уточнять значения всех заложенных параметров путем решения обратной задачи [3, 4]. Данная задача была решена для каждой из снятых экспериментальных кривых, что позволило определить наборы материальных констант пьезокерамики для данного образца при 6 различных температурах и двух конфигурациях электродов. Методом линейной регрессии были определены значения материальных констант при температуре 30°C и температурные коэффициенты при изменении температуры на 1°C, которые представлены в таблице 1.

Таблица 1. Температурные зависимости материальных констант образца ЦТБС-3

| Константа | Резонатор с продольным полем | | Резонатор с радиальным полем | |
|---|---|---|---|---|
| | Значение при t = 30°C | Изменение при Δt = 1°C | Значение при t = 30°C | Изменение при Δt = 1°C |
| $c_{11}$, $10^{10}$ Па | 15.16 | –0.0022 | 15.18 | –0.0023 |
| $c_{12}$, $10^{10}$ Па | 8.26 | –0.0041 | 8.28 | –0.0040 |
| $c_{13}$, $10^{10}$ Па | 8.38 | –0.0023 | 8.41 | –0.0024 |
| $c_{33}$, $10^{10}$ Па | 13.32 | 0.0005 | 13.34 | 0.0004 |
| $c_{44}$, $10^{10}$ Па | 2.78 | 0.0010 | 2.76 | 0.0011 |
| $e_{15}$, Кл/м$^2$ | 17.92 | 0.0804 | 17.73 | 0.0800 |
| $e_{31}$, Кл/м$^2$ | –6.52 | –0.0386 | –6.54 | –0.0380 |
| $e_{33}$, Кл/м$^2$ | 18.73 | 0.0302 | 18.70 | 0.0295 |
| $\varepsilon_{11}/\varepsilon_0$ | 2746 | 33.7 | 2690 | 32.5 |
| $\varepsilon_{33}/\varepsilon_0$ | 1207 | 4.4 | 1250 | 4.2 |

Плотность керамики была определена непосредственно, $\rho$= 7280 кг/м$^3$. Исходные значения остальных материальных констант были взяты из [1].

## 3. Заключение

В результате работы были определены два полных набора материальных констант пьезокерамики ЦТБС-3, соответствующие двум конфигурациям возбуждающих электродов, и их линейные температурные зависимости в диапазоне 20 - 45°C. Важно отметить, что данные наборы являются самосогласованными (т.е. относятся к одному конкретному образцу керамики). Два набора полученных результатов оказались весьма близки друг к другу. По нашей оценке, относительная погрешность не превышает 3%, однако эта величина требует дальнейшего уточнения путем повторения данного эксперимента для других образцов пьезокерамики.

## Список литературы

1. Пьезокерамические преобразователи. Методы измерения и расчет параметров. Справочник. Под редакцией С. И. Пугачева. Судостроение. Ленинград, 1984. –256 с.
2. IEEE. “Standard on Piezoelectricity 176-1987” IEEE Standard; IEEE: 1988; doi:10.1109/IEEESTD.1988.79638.
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 Golyshkin, 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

# Полимерные композиционные материалы на основе сегнетоэлектрика для аддитивной технологии создания тепловых сенсоров субтерагерцового диапазона

Бадьин А. В., Кулешов Г. Е., Шематило Т.Н., Москаленко В.Д.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050, Российская Федерация*
*thzlab@mail.tsu.ru*

***Аннотация:*** *Представлены результаты измерения коэффициента отражения композиционных материалов на основе акрилонитрилбутадиенстирола, эпоксидной смолы и титаната бария в частотном диапазоне 100-300 ГГц при температуре 31-97 °С. Установлено, что в диапазоне температур 31-80 °С наблюдается область наибольшего изменения электромагнитного отклика. Композит на основе титаната бария и акрилонитрилбутадиенстирола, полученный методом 3D печати послойным наплавлением, обладает большей крутизной температурной зависимости коэффициента отражения и перспективен для создания температурных микроволновых сенсоров.*

## 1. Введение

За последние десятилетие активное исследование электрофизических свойств материалов в крайневысокочастотном и субтерагерцовом (Суб-ТГц) диапазонах показало перспективность их применения для создания современных радиоэлектронных систем [1-3]. Однако вопрос создания материалов, чувствительных к внешним тепловым полям, пригодных для создания сенсоров в Суб-ТГц диапазоне, остается открытым. Частичное решение технологических ограничений в производстве можно достичь за счёт применения метода 3D печати послойным наплавлением функциональных материалов (нитей) на основе сегнетоэлектриков [4].

## 2. Теория

Для исследования температурных зависимостей были изготовлены образцы композитов на основе акрилонитрилбутадиенстирола (АБС) и сегнетоэлектрика ($BaTiO_3$), а также эпоксидной смолы (ЭС) и $BaTiO_3$ (Таблица 1).

Таблица 1. Описание образцов полимерных композитов на основе сегнетоэлектрика

| Образец | Матрица | Наполнитель | Толщина образца, мм |
|---|---|---|---|
| АБС/$BaTiO_3$ | 50 масс.% АБС | 50 масс. % $BaTiO_3$ | 1,91 |
| ЭС/$BaTiO_3$ | 60 масс. % ЭС | 40 масс. % $BaTiO_3$ | 2,28 |

Образец АБС/$BaTiO_3$ был напечатан на 3D принтере Prusa i3 соплом 1 мм из филамента, полученного по технологии химического смешения [5]. Изготовление образца ЭС/$BaTiO_3$ производилось методом механического смешения с дальнейшей полимеризацией 48 ч. Для измерения температурных зависимостей электромагнитного отклика была собрана установка на основе ТГц импульсного спектрометра Teravil T-Spec 1000 и системы прямого нагрева исследуемого образца (рис. 1).

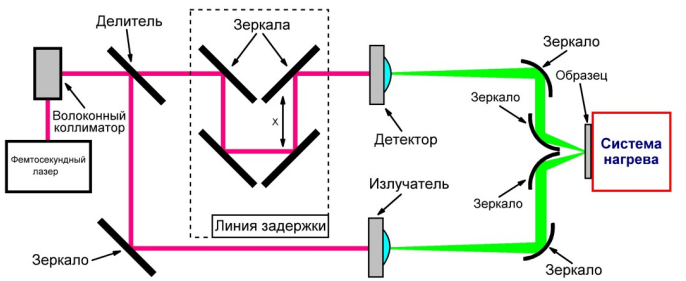
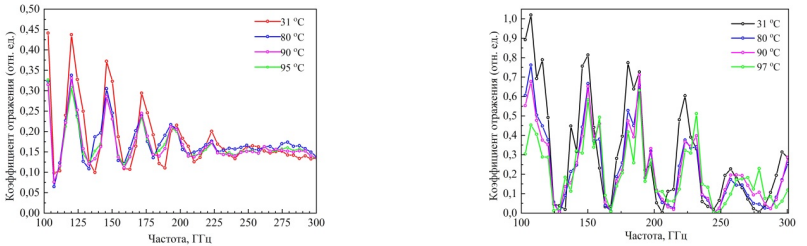


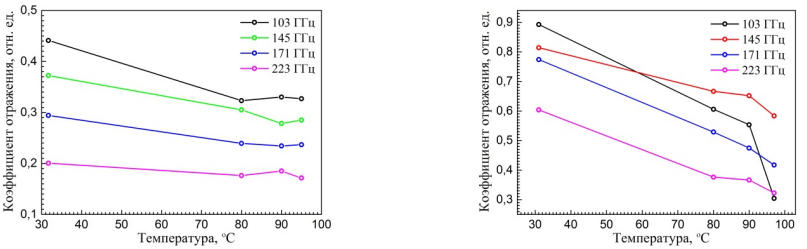

Рис. 1. Экспериментальная установка импульсной спектроскопии для исследования температурных зависимостей коэффициента отражения материалов в Суб-ТГц диапазоне

Контроль температуры осуществлялся двумя термопарами, расположенными непосредственно в исследуемом композите. На рис. 2 показаны результаты измерения частотных зависимостей коэффициента отражения образцов композитов в диапазоне частот 100-300 ГГц с разрешением 4 ГГц и температурные зависимости (рис. 3) полимерных композитов с сегнетоэлектриком, соответственно.




а) б)

Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента отражения для образцов композитов ЭС/$BaTiO_3$ (а) и АБС/$BaTiO_3$ (б)




а) б)

Рис. 3. Температурная зависимость коэффициента отражения в Суб-ТГц диапазоне для образцов композитов ЭС/$BaTiO_3$ (а) и АБС/$BaTiO_3$ (б)

Результаты, представленные на рис. 2 и 3, показывают, что композит на основе эпоксидной смолы и $BaTiO_3$ обладает ярко выраженной температурной зависимостью электромагнитного отклика в диапазоне частот 100-300 ГГц. Из графика (рис. 2а) видно, что с ростом температуры происходит уменьшение амплитуды объемных резонансов и небольшой фазовый сдвиг. Вероятно, это обусловлено значительным увеличением мнимой части диэлектрической проницаемости и небольшим увеличением действительной части с ростом температуры. При этом в диапазоне около 80 град происходит фазовый переход от тетрагональной симметрии кристалла к кубической. Наибольшая крутизна температурной зависимости коэффициента отражения наблюдается для образца АБС/$BaTiO_3$.

## 3. Заключение

Таким образом, в работе показана возможность управления электромагнитным откликом от композита на основе титанта бария при помощи температурного воздействия. Полученный результат будет полезен для разработки радиоэлектронной техники и температурных сенсоров Суб-ТГц диапазона с применением аддитивных технологий. Исследование выполнено при поддержке гранта № 22-29-20248 Российского Научного Фонда.

## Список литературы

1. Palka N. et al. Precise Determination of Thicknesses of Multilayer Polyethylene Composite Materials by Terahertz Time-Domain Spectroscopy // J. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves. 2015. Vol. 36, № 6. P. 578–596.
2. Li S. et al. A 0.1 THz low-loss 3D printed hollow waveguide // Optik (Stuttg). Elsevier, 2019. Vol. 176, № July 2018. P. 611–616.
3. Tian J. et al. Demonstration of terahertz ferroelectric metasurface using a simple and scalable fabrication method // Opt. Express. 2018. Vol. 26, № 21. P. 27917.
4. Shematilo T. N. et al. Dielectric properties of 3D-printing Ba containing ABS composites at THz frequency range // 45th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. (Buffalo, USA, Nov. 8-13, 2020). P. 1-2.

# Термообработка магнитных аморфных лент для магнитоэлектрических композитов [1]

[1] Ивашева Е.Е., [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*
*Viktor.Leontev@novsu.ru*

***Аннотация:*** *Исследованы многослойные магнитоэлектрические (МЭ) композиты, состоящие из магнитострикционно-пьезоэлектрических материалов. В качестве магнитострикционного материала выбрана аморфная металлическая лента марки АМАГ-225, и пьезоэлектрическая пластина ЦТС-19. Аморфная лента подвергалась термообработке в диапазоне от 200 до 500 °С. В результате на полученных МЭ композитах наблюдалось существенное изменение МЭ коэффициента по напряжению.*

## 1. Введение

Как известно, основой любых МЭ устройств, например, различных датчиков, гираторов, антенн, харвестеров и СВЧ устройств, является чувствительный элемент, т.е. МЭ композит и от его параметров в большей степени зависят характеристики МЭ устройств [1-6]. Основным параметром МЭ композита является МЭ коэффициент по напряжению. Следовательно, оптимизация МЭ коэффициента по напряжению композита представляет большой интерес для различных приложений. Основными преимуществами устройств, основанных на МЭ эффекте, являются высокая чувствительность и возможность работы при комнатной температуре. В данной работе исследуется возможность повышения МЭ свойств композита путем получения “нанокристаллической” структуры магнитострикционной фазы при помощи термообработки.

## 2. Основная часть

Исследование влияния перехода аморфной структуры в нанокристаллическое состояние при термообработке на величину МЭ коэффициента представляет большой практический интерес [7]. В данном исследовании в качестве магнитострикционной и пьезоэлектрической фаз МЭ композита были выбраны аморфный металлический сплав АМАГ-225 с размерами 30x10x0.02 мм, производства ПАО "Мстатор" (г. Боровичи, Россия) и ЦТС-19 (рис. 1), соответственно. Термообработка материала проводилась в специализированной муфельной печи KSL-1200X MTI Corp. Для устранения нежелательного влияния внешних магнитных воздействий, нагревательная поверхность должна быть не магнитной. Образцы нужных размеров были вырезаны заранее, т.к. в результате термообработки материал становится хрупким, и его механическая обработка усложняется. Пластины устанавливались в нагревательной области, после чего образцы нагревались в диапазоне от 100 °С до 500°С в течение 10 минут, далее

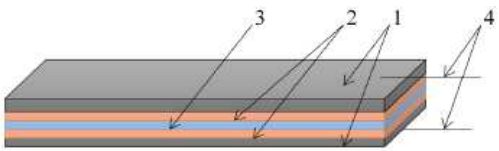



Рис. 1. Магнитоэлектрическая структура: 1) магнитострикционные пластины Метглас АМАГ-225; 2) клеевая прослойка; 3) пластина пьезокерамики ЦТС-19; 4) электроды

выдержка при заданной температуре - 60 минут, затем охлаждение до комнатной температуры.

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 22-29-00950.

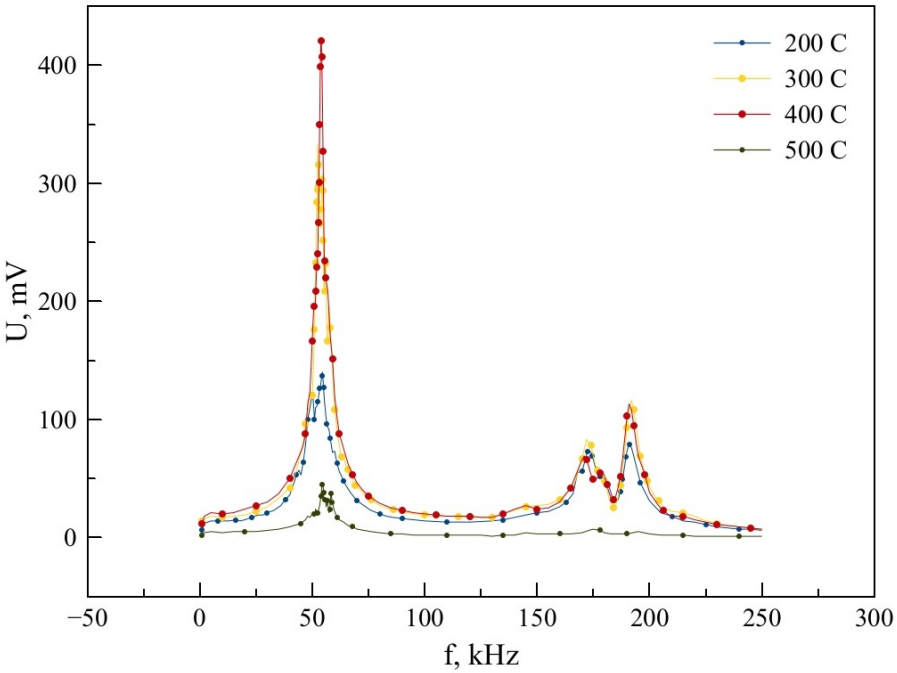



Рис. 2. Зависимость МЭ коэффициента по напряжению от частоты переменного магнитного поля

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что при использовании аморфной металлической ленты после термообработки в диапазоне 200°C -400°C значение выходного напряжение увеличивается. После термообработки при 500 °C наблюдается значительное ухудшение выходных характеристик, что, по-видимому, связано с уменьшением значения магнитострикции вследствие деградации материала.

## 3. Заключение

В данном докладе показана возможность увеличения МЭ коэффициента по напряжению композита на основе аморфного металлического сплава АМАГ-225 после его термообработки. Данный результат имеет практическую значимость для МЭ устройств (датчики тока, магнитометры и тд.).

В дальнейшем планируется выбрать оптимальный температурный режим термообработки и исследовать влияние внешнего магнитного поля на режим нанокристаллизации.

## Список литературы

1. Viehland D., Wuttig M., McCord J. , Quandt E. 2018 Magnetoelectric magnetic field sensors. MRS Bulletin, 3(11),834; doi:10.1557/mrs.2018.261.
2. Bichurin M.I, Petrov V.M., Petrov R.V., and Tatarenko A.S. Magnetoelectric Composites, Pan Stanford Publishing Pte. Ltd. Singapore, 2019, 280p.
3. Wang, Y.; Gray, D.; Berry, D.; Gao, J.; Li, M.; Li, J-F.; Viehland, D. An extremely low equivalent magnetic noise magnetoelectric sensor. Adv. Mater. 2011, 23, 4111.
4. Li M, Matyushov A, Dong C, Chen H, Lin H, Nan T, Qian Z, Rinaldi M, Lin Y and Sun N X 2017 Ultra-sensitive NEMS magnetoelectric sensor for picotesla DC magnetic field detection Appl. Phys. Lett. 110 143510.
5. J. Reermann, P. Durdaut, S. Salzer, T. Demming, A. Piorra, E. Quandt, N. Frey, M.Höft, G. Schmidt, Evaluation of Magnetoelectric Sensor Systems for Cardiological Applications, Measurement (2017), doi: 10.1016/j.measurement.2017.09.047.
6. Bichurin, M.; Petrov, R.; Leontiev, V.; Semenov, G.; Sokolov, O. Magnetoelectric Current Sensors. Sensors 2017, 17, 1271. https://doi.org/10.3390/s17061271.
7. Tingyu Deng et al 2021 Smart Mater. Struct. 30 085005.

# Исследование физических основ технологии изготовления перспективных ТГц устройств и сенсоров на основе магнитных жидкостей

Юрченко А.В.., Зятьков Д. О., Черепанов В. Н., Светличный В А., Юрченко В.И.

[1] *Томский государственный университет*
*г. Томск, , 634034, пр. Ленина 98 Российская Федерация*
*niipp@inbox.ru*

***Аннотация:*** *В докладе представлены микромеханические и магнито жидкостные структуры для ТГц диапазона. Представленные структуры основаны на разных физических принципах и имеют разнообразные наполнители и среды. В работе рассматривается технология создания данных структур, свойства и параметры полученных структур для ТГц диапазона.*

## 1. Введение

Магнитные жидкости (МЖ) привлекательны для создания ТГц элементов, благодаря высокой чувствительности к слабому внешнему магнитному полю. Магнитная жидкость представляет собой коллоидную суспензию, состоящую из магнитных частиц в жидком носителе. Последние публикации по исследованию магнитных жидкостей в ТГц-области показывают, что магнитные жидкости в ТГц-области имеют магнитооптический отклик в магнитном поле при комнатной температуре. Но в настоящее время не определены механизмы влияния на спектральные характеристики размера и конфигурации магнитных частиц, концентрации магнитной жидкости, нет данных о роли дальнего порядка при образовании кластеров в МЖ за счет межчастичного взаимодействия, которое проявляется в эксперименте.

## 2. Результаты

На основании проведенного анализа научной и патентной информации полупроводниковые переключатели субмиллиметрового диапазона длин волн с уровнем переключаемой мощности более 1 КВт в серийном производстве отсутствуют. Известные электромеханические переключатели работают до 140 ГГц с уровнем мощности менее 1 КВт. Основные известные технические решения по переключателям выполняются на основе p-i-n переключателей и матриц построенных на их основе. Предельные частоты переключения получены в диапазоне 70 ГГц с уровнем мощности до 100 Вт. Перспективные микроэлектромеханические переключатели (МЭМС переключатели) имеют параметры переключения единиц ватт в диапазоне до 40 ГГц. Хотя имеют практические нулевое потребление энергии, высокий уровень допустимой мощности и высокое пробивное напряжение при линейной вольт-амперной характеристике. При этом они обеспечивают на три порядка меньшее время переключения чем у электромеханических и сравнимое с p-i-n переключателями. Описаны действующие макеты переключателей в диапазоне 260 ГГц с быстродействием 1 нс управляемым полупроводниковым лазером с переключаемой мощностью до 1 Вт. Описаны эксперименты с перестраиваемы сверх размерным волноводом по оценкам позволяющим формировать СВЧ импульсы в 3 см диапазоне до 0,1 ГВт наносекундной длительности. Появились первые работы по созданию элементов управления терагерцовым излучением на основе магнитной жидкости.

Физических свойств магнитных жидкостей связаны с магнитодипольным взаимодействием частиц, которое может приводить к процессам агрегирования в таких системах. Частицы существуют главным образом в виде стержнеобразных элементов с длиной 10-100 микрона и эти микрокристаллы слипаются в агрегаты достаточно больших размеров, в которых находятся сотни и тысячи частиц. Притяжение соответствует минимуму энергии, поэтому частицы при случайных столкновениях образуют агрегаты, где их магнитные моменты взаимно ориентированы таким образом, что между ними возникает взаимное притяжение. Агрегаты ферромагнитных частиц окислов железа представляют такой объект, взаимодействие с которым магнитного поля и приводит к многочисленным эффектам, в том числе изменению ориентации агрегатов при изменение ориентации

магнитного поля. Для проявления этого эффекта необходимо сочетание нескольких факторов:состава и конфигурацию частиц и вязкость основы и можно выбирать технологические процессы, в которых устойчиво проявляются промышленно важные эффекты. Таким образом, в магнитной жидкости происходит объединение частиц, образуя цепочечные агрегаты В процессе прохождения ТГц излучения взаимодействие снижается из-за произвольной ориентации частиц различной формы, вследствие чего некоторые частицы оказываются развернутыми относительно оси поляризации излучения. В результате ориентации частиц в магнитном поле эффективность поглощения значительно повышается. Ориентация частиц в магнитном поле может быть достигнута, например, с помощью изменения ориентации магнитного поля

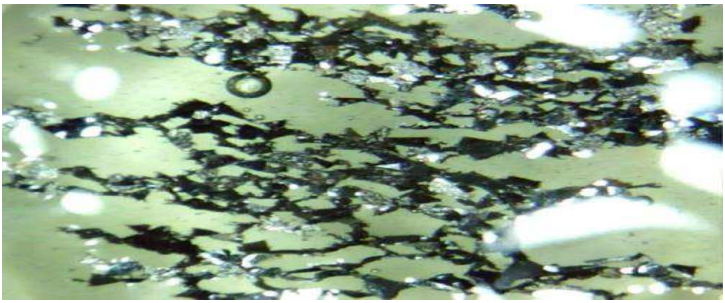


Рис. Цепочечные агрегаты.

## 3. Заключение

На основание вышеизложенного наиболее перспективным вариантом технического решения является сверх размерный волновод с микромеханическим переключателем выполненным на основе магнитножидкостных элементов. Для окончательного обоснования выбранного варианта конструкции будут проведены моделирование и расчеты

## Список литературы


1. Зятьков Д. О., Юрченко А. В., Балашов В. Б., Юрченко В. И., Мехтиев А. Д. Исследование емкостных чувствительных элементов датчиков магнитного поля // Вестник науки Сибири. 2015. – Вып. 15. – С. 161–167.
2. Зятьков Д. О., Юрченко А. В., Балашов В, Б., Юрченко В. И. Использование магнитных сред для емкостного чувствительного элемента датчика магнитного поля // Ползуновский Вестник. 2015. – Вып. 3. – С. 161–164.
3. Zyatkov D O, Yurchenko A V, Balashov V B, Yurchenko V I. The Capacitive Magnetic Field Sensor // Journal of Physics: Conference Series 671 (2016) 012065.
4. Зятьков Д. О., Козубова М. А., Юрченко А. В., Балашов В, Б., Юрченко В. И. Исследование влияния конфигурации и размера магнитных частиц на параметры датчика слабого магнитного поля // Техника радиосвязи. – 2016. – Вып. 2(29). – С. 92-100.
5. Карлова Г. Ф., Авдоченко Б. И., Дедкова О. А., Шандриков М. В., Юрченко В. И. Исследование возможности создания датчика слабых магнитных полей // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58. - № 8/2. – С. 129-131.
6. Козубова М. А., Балашов В. Б., Юрченко В. И. Исследование чувствительных элементов на основе полимерных микропленок с частицами аморфного сплава для создания датчиков магнитного поля // Изв. вузов. Физика. – 2015. – Т. 58. - № 8/2. – С. 132-134.
7. Trubachev A.A., Yurchenko V.I. Optimization of characteristics of Gunn oscillator // В сборнике: CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 2013. С. 108-109.
8. Юрченко В.И. Измерение параметров материалов и изделий в КВЧ-диапазоне длин волн // Контроль. Диагностика. 2012. № 3. С. 59-65.
9. Юрченко В.И., Люлякин А.П. Подбор архитектуры активных микрополосковых антенн для автодинных датчиков КВЧ-диапазона // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т. 55. № 9-2. С. 66-67.
10. Трубачев А.А., Юрченко В.И., Бортников И.Д., Юрченко А.В., Люлякин А.П. Малогабаритные патч-антенны трехсантиметрового диапазона длин волн для бесконтактного контроля параметров технологических процессов // Контроль. Диагностика. 2013. № 13. С. 237-241.

# Микроволновые электромагнитные свойства композиционных материалов на основе никель-цинкового феррита и возможности их применения в 3D печати

Кулешов Г. Е., Бадьин А. В., Шематило Т.Н., Москаленко В.Д.
*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация*
grigorij-kge@sibmail.com

***Аннотация:*** *В работе представлены результаты исследования электромагнитных свойств материалов на основе никель-цинкового феррита марки М400НН. Были изучены как сплошных образцы феррита, так и композиты с эпоксидной смолы и с акрилонитрилстиролакрилатом. Композиты содержали 50 мас.% порошкового феррита. Измерения проводились в СВЧ и КВЧ диапазонах. Приведены частотные зависимости комплексной диэлектрической проницаемости и рассчитан электромагнитный отклик от изготовленных материалов.*

## 1. Введение

В современном мире очень все более актуальной становится проблема контроля электромагнитного окружения для обеспечения электромагнитной совместимости и нормального функционирования высокочастотных радиоэлектронных устройств, защиты компьютерных систем обработки информации от несанкционированного доступа, а также снижения негативного воздействия электромагнитного излучения на биологические объекты. Одним из решений этой проблемы является экранирование электромагнитного излучения с помощью специальных радиопоглощающих материалов и конструкций [1].

Ферромагнитные материалы широко применяются во многих отраслях современной высокочастотной радиоэлектроники, в том числе и в качестве эффективных радиопоглощающих или экранирующих покрытий на СВЧ [2] и КВЧ [3]. Это обусловлено рядом их уникальных свойств (низкая электропроводность, высокие значения магнитной проницаемости и полей анизотропии).

В течение последних десятилетий начали активно внедряться изделия, полученные по аддитивным технологиям [4]. Также начинает активно развиваться изготовление составляющих для радиоэлектронного оборудования с применением аддитивных технологий. Это позволяет существенно удешевить и ускорить процесс производства компонент для радиоэлектронных устройств, что достигается за счет возможности создания 3D моделей в CAD-приложениях и последующей печати композитными филаментами объектов и структур требуемого объема и формы [5]. Поэтому целью данной работы является исследование микроволновых электромагнитных характеристик материалов на основе никель-цинкового феррита и возможностей их применения в 3D печати.

## 2. Материалы и измерительная техника

Объектом исследования являются материалы на основе стандартной никель-цинковой ферритовой керамики марки М400НН. Из нее непосредственно изготавливались экспериментальные образцы, а также она измельчалась в порошок с размерами частиц менее 100 мкм для приготовления композитов. В качестве связующего в композитах использовались эпоксидной смолы и пластик для 3D печати акрилонитрилстиролакрилат (АСА). Композиты содержали 50 мас.% ферритового материала.

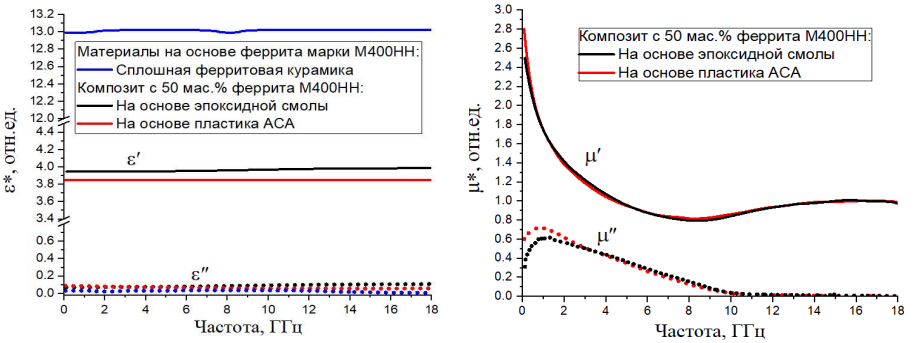
При изготовлении радиофиламента для 3D печати АСА растворялся в ацетоне и был смешан с ферритовым наполнителем. Далее при помощи экструдера филамента из полученной смеси были изготовлены нити из композиционного материала. Они использовались для печати экспериментальных образцов на 3D принтере.

СВЧ измерения проводились волноводным методом на векторном анализаторе цепей Р4М-18 «Микран» в коаксиальной ячейке. Измерения на КВЧ проводились в диапазоне частот 110–270 ГГц на импульсном спектрометре Teravil T-Spec 1000.

## 3. Результаты измерений и расчетов

Получены частотные зависимости комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости на СВЧ (рис. 1). Видно, что ε' при переходе от сплошного материала к композиту с 50 мас.% порошка феррита уменьшается в три раза, а мнимая часть возрастает в два раза. Причем ε* у композита с АСА меньше, чем у композита с эпоксидной смолой, а μ* у композита с АСА в области естественного

ферромагнитного резонанса (ЕФМР) чуть больше, чем у композита с эпоксидной смолой. Это может быть обусловлено более плотным порядком магнитных частиц в полимерном композите, полученном в процессе горячего экструдирования и 3D печати.




а) б)

Рис 1. Частотные зависимости комплексной диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости

Далее представлены результаты измерения в КВЧ диапазоне (рис. 2). Зависимости комплексной диэлектрической проницаемости характерные для СВЧ диапазона сохраняются и на КВЧ.

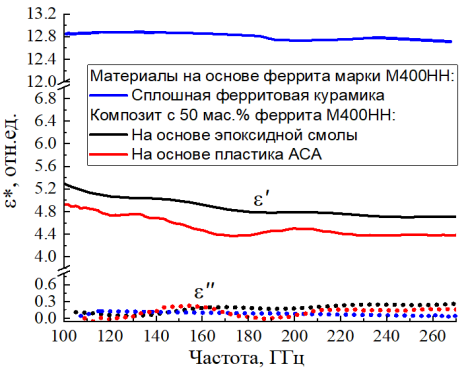



Рис 2. Частотные зависимости комплексной диэлектрической проницаемости

## 4. Заключение

Получены композиционные радиофиламенты для 3D печати на основе АСА пластика и никель-цинкового феррита. Они обладают чуть меньшей диэлектрической проницаемостью и чуть большей магнитной проницаемостью (в области ЕФМР) чем аналогичные композиты на основе эпоксидной смолы. Исследование выполнено при поддержке гранта № 22-29-20248 Российского Научного Фонда.

### Список литературы

1. Kaushal A., Singh V. Effect of filler loading on the shielding of electromagnetic interference of reduced graphene oxide reinforced polypropylene nanocomposites prepared via a twin-screw extruder // J. of Mat. Sci.: Materials in Electronics. 2020. V. 31. No. 24. P. 22162–22170.
2. Acharya S., Datar S. Wideband (8-18 GHz) microwave absorption dominated electromagnetic interference (EMI) shielding composite using copper aluminum ferrite and reduced graphene oxide in polymer matrix // J. of App. Phys. 2020. V. 128. No 104902.
3. Badin A.V., Dorozhkin K.V., Kuleshov G.E., Zhuravlev V.A., Suslyaev V.I., Dunaevskii G.E., Bilinskii K.V. Ferromagnetic resonance in hexagonal ferrite $BaFe_{12}O_{19}$ at the EHF frequency range // IRMMW-THz. 2018. No. 8510449.
4. Mishra S., Katti P., Kumar S., Bose S. Macroporous epoxy-carbon fiber structures with a sacrificial 3D printed polymeric mesh suppresses electromagnetic radiation // Chemical Engineering Journal. 2019. Vol. 357, P. 384–394.
5. Magisetty R., Shukla A., Kandasubramanian B. Terpolymer (ABS) cermet (Ni-NiFe2O4) hybrid nanocomposite engineered 3D-carbon fabric mat as a X-band electromagnetic interference shielding material // Mater. Lett. 2019. V. 238. P. 214–217.

# Формирование запрещенных зон в связанных магнонных кристаллах под действием спинового тока [1]

Лобанов Н. Д., Матвеев О. В., Морозова М. А.
*Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского*
*nl_17@mail.ru*

***Аннотация:*** *В данной работе исследуется влияние спинового тока на формирование запрещенных зон при распространении поверхностных магнитостатических волн в слоистой структуре, состоящей из двух магнонных кристаллов, разделенных слоем нормального металла в случаях с разными магнитными и геометрическими параметрами.*

## 1. Введение

Распространение спиновых волн в магнонных кристаллах (МК) – ферромагнитных плёнках с периодически меняющимися параметрами, активно исследуется в задачах современной магноники [1]. Как известно, при распространении магнитостатических волн в структуре, состоящей из двух связанных МК, разделенных диэлектрическим промежутком, имеет место формирование от одной до четырёх запрещенных зон в области первого брэгговского резонанса. Число и характеристики запрещенных зон зависят от магнитных и геометрических параметров структуры [2].

С другой стороны, в последние время интенсивно развивается спинтроника (или спин-волновая электроника) [3]. В устройствах спинтроники наряду с зарядом используется спин частиц, связанный с наличием у них собственного механического момента. Спиновый ток в нормальном металле (НМ), за счёт передачи спинового крутящего момента на интерфейсе ферромагнитная пленка/НМ может приводить к усилению, либо ослаблению магнитостатических волн в ферромагнитной пленке [4].

## 2. Теория

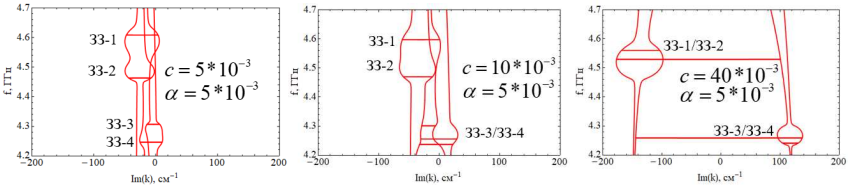
Целью настоящей работы является исследование влияния спинового тока на формирование запрещенных зон при распространении магнитостатических волн в слоистой структуре, состоящей из магнонных кристаллов (МК-1 и МК-2), разделенных слоем нормального металла (НМ) (например, платины). МК представляют собой ферромагнитные пленки на диэлектрических подложках с периодической системой канавок на поверхности с периодами $L_1$ и $L_2$. Структура помещена во внешнее магнитное поле, направленное касательно плоскости структуры, при этом вдоль МК распространяются поверхностные магнитостатические волны.

При приложении напряжения к слою НМ, вдоль слоя НМ течет электрический ток плотностью $J_C$. За счёт спинового эффекта Холла электроны с противоположным направлением спинов будут диффундировать в противоположных направлениях. В представленной структуре в направлении перпендикулярном току происходит разделение электронов с противоположным направлением спинов. Электроны с одним направлением спинов будут смещаться в сторону интерфейса НМ/МК-1 (что приведет к усилению магнитостатической волны в МК-1). Электроны с другим направлением спинов будут смещаться в сторону интерфейса НМ/МК-2 (что приведет к ослаблению волны в МК- 2) [5]. При изменении направления тока ситуация меняется на противоположную.

Исследовано влияние спинового тока на ширину, глубину, положение и количество запрещенных зон. Влияние спинового тока описывается параметром $c = \mathrm{sgn}(\bar{M}_0 \bar{p}) \dfrac{\tau_{sH} \gamma}{\mu_0 M_0 d}$, где $\tau_{sH} = \wp \dfrac{e\zeta J_C}{2\pi\sigma} \tanh \dfrac{D_{HM}}{2\zeta}$ - спиновый крутящий момент, $\wp$ - описывает свойства интерфейса МК|НМ, связанные с диффузией спинов, $\zeta$ - длина диффузии спинов в НМ, $\sigma$ - проводимость НМ, $e$ - заряд электрона, $M_0$ - намагниченность насыщения МК, $\bar{p}$ - направление спина, $D_{HM}$ - ширина НМ. Из

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 19-79-20121.

Рис. 1а видно, что в отсутствии спинового тока имеет место формирование 4 запрещенных зон (33-1, 33-2, 33-3 и 33-4). В области запрещенных зон на дисперсионных характеристиках имеет место увеличение Im(k), ответственной за затухание волны. Введение спинового тока в НМ приводит к слиянию 33-3 и 33-4, что показано на Рис. 1б. Из Рис. 1в видно, что при больших значениях параметра, зависящего от спинового тока, происходит также слияние 33-1 и 33-2. В результате при больших значениях спинового того наблюдаются две запрещенных зоны (33-1/33-2 и 33-3/33-4).




а) б) в)

Рис. 1 Зависимость частоты от Im(k) при $L_1 \neq L_2$ а) $c = 5*10^{-3}$ ; б) $c = 10*10^{-3}$ ;в) $c = 40*10^{-3}$ .

## 3. Заключение

Таким образом, действие спинового тока в исследуемой структуре создает условия для формирования четырёх, трёх и двух запрещенных зон в области первого брэгговского резонанса. Появляется возможность управляться характеристиками запрещенных зон в спектре магнитостатических волн в МК за счёт изменения величины и полярности спинового тока в нормальном металле. Таким образом, использование активной прослойки расширяет функциональные возможности устройств на базе магнонных кристаллов, которые могут использоваться в СВЧ-электронике в качестве перестраиваемых СВЧ-фильтров, фазовращателей, линий задержки.

### Список литературы

1. M. Krawczyk, D. Grundler Review and prospects of magnonic crystals and devices with reprogrammable band structure //Journal of physics: Condensed matter. 2014. Vol. 26. P. 123202.
2. M. A. Morozova, A. Y. Sharaevskaya, A. V. Sadovnikov, S. V. Grishin, D. V. Romanenko, E. N. Beginin, Y. P. Sharaevskii, S. A. Nikitov Band gap formation and control in coupled periodic ferromagnetic structures //Journal of Applied Physics. 2016. Vol. 120. P. 223901.
3. A. V. Chumak, V. I. Vasyuchka, A. A. Serga and B. Hillebrands Magnon spintronics // Nature Physics. 2015. Vol. 11. P. 453.
4. J. Xiao, G.E.W. Bauer Spin-wave excitation in magnetic insalators by spin-transfer torque // Phys. Rep. Lett. 2012. Vol. 108. P. 217204.
5. X. Wang, G. Guo, J. Berakdar Steering magnonic dynamics and permeability at exceptional points in a parity-time symmetric waveguide // Nat. Comm. 2020. Vol. 11. P. 5663.

# Исследование и разработка физических принципов создания магнитоэлектрических полевых транзисторов [1]

[1] Семенов Г.А., [1] Иванов С.Н., [1] Леонтьев В.С., [1] Бичурин М.И.

[1] *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого»,*

*Великий Новгород, ул.Б.Санкт-Петербургская, 41, 173021, Российская Федерация*

*Gennady.Semenov@novsu.ru*

***Аннотация:*** *Представлена работа по исследованию и разработке физических принципов создания магнитоэлектрических транзисторов.*

## 1. Введение

Как известно, полевые транзисторы это полупроводниковые приборы, принцип действия которых основан на управлении электрическим сопротивлением токопроводящего канала поперечным электрическим полем, создаваемым приложенным к затвору напряжением. В настоящее время полевые транзисторы находят всё более широкое применение в различных радиоустройствах, где с успехом заменяют биполярные. Их применение в радиопередающих устройствах позволяет увеличить частоту несущего сигнала, обеспечивая такие устройства высокой помехоустойчивостью.

Представляет большой практический интерес разработка магнитоэлектрических полевых транзисторов, которые, в принципе, обладают высокой чувствительностью к магнитному полю и могут быть использованы при разработке магниточувствительных устройств, таких как различные преобразователи и переключатели для построения на их основе устройств автоматики, систем безопасности, медицинского оборудования, автомобильной электроники, навигации, зондировании Земли и др.

Как показывают первые результаты, разработка физических принципов создания магнитоэлектрических (МЭ) полевых транзисторов представляет собой весьма актуальную задачу.

## 2. Теория

Учитывая положительные предыдущие исследования и наработки, рассмотрена конструкция МЭ полевого транзистора, состоящего из полупроводниковой подложки, области канала, истока, стока и затвора, в котором в качестве полупроводниковой подложки используется композиционная магнитострикционно-пьезополупроводниковая структура с градиентом намагниченности, работающая в области изгибных колебаний электромеханического резонанса.

С целью создания МЭ полевого транзистора предложено вместо полупроводниковой подложки использовать композиционную магнитострикционно-пьезополупроводниковую структуру с градиентом намагниченности на основе высокоомной пьезополупроводниковой подложки (например, GaAs, GaN, AlN, SiC и др.) и магнитострикционного слоя с градиентом намагниченности (например, метглас/никель), работающую в области изгибных колебаний, для управления сопротивлением проводящего канала.

Благодаря наличию в такой структуре МЭ эффекта, возможно резонансное увеличение магнитной чувствительности к магнитному полю в области электромеханического резонанса с использованием различных типов колебаний. При совпадении частот электромеханического и ферромагнитного резонансов в композиционной магнитострикционно-пьезополупроводниковой структуре возможно дополнительное увеличение чувствительности.

Наличие градиента намагниченности приводит к созданию внутреннего постоянного магнитного поля, что позволяет исключить из конструкции внешний постоянный магнит.

Композиционная магнитострикционно-пьезополупроводниковая структура с градиентом намагниченности образована высокоомной пьезополупроводниковой подложкой и магнитострикционным слоем с градиентом намагниченности.

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-07-00168.

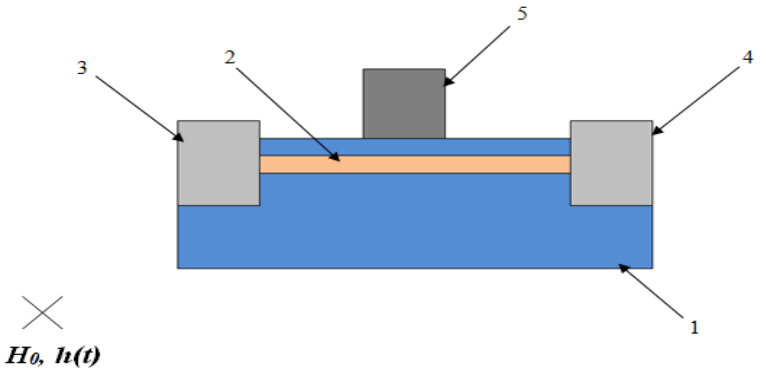



Рисунок 1. Магнитоэлектрический полевой транзистор.
1 - композиционная магнитострикционно-пьезополупроводниковая структура
с градиентом намагниченности; 2 - область проводящего канала; 3 – исток; 4 – сток; 5 - затвор.

Принцип действия предложенного МЭ полевого транзистора может быть описан следующим образом. За счет внутреннего магнитного поля $H_0$ магнитострикционный слой с градиентом намагниченности намагничивается до насыщения в направлении в соответствии с рисунком 1. 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 пьезополупроводниковой подложке. Модулированные механические деформации в высокоомной пьезополупроводниковой подложке приводят к возникновению ЭДС в результате пьезоэлектрического эффекта и к модуляции сопротивления проводящего канала пропорционально величине внешнего магнитного поля. Модуляция сопротивления проводящего канала приводит к изменению тока стока транзистора пропорционально величине внешнего магнитного поля. При совпадении частоты модулирующего магнитного поля с частотой изгибных колебаний электромеханического резонанса композитной магнитострикционно-пьезополупроводниковой структуры с градиентом намагниченности, образованной высокоомной пьезополупроводниковой подложкой и магнитострикционным слоем с градиентом намагниченности будет наблюдаться увеличение чувствительности к магнитному полю МЭ полевого транзистора за счет резонансного МЭ эффекта. Частота изгибных колебаний будет определяться размерами композитной магнитострикционно-пьезополупроводниковой структуры МЭ полевого транзистора.

## 3. Заключение

В докладе представлены теоретические исследования и разработаны физические принципы создания МЭ полевых транзисторов.

Предлагаемая конструкция позволяет реализовать основные теоретические наработки в магнитоэлектронике в конкретное изделие для разрабатываемых устройств радиоэлектроники с высокими эксплуатационными характеристиками .

### Список литературы

1. 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).
2. Бичурин М. И., Петров В. М., Семенов Г. А. Пат. 2363074 (РФ). Магнитоэлектрический материал для компонентов радиоэлектронных приборов от 27.07.2009.
3. Иванов С.Н., Семенов Г.А., Леонтьев В.С., Петров Д.А., Бичурин М.И. Пат. 209743 (РФ). Магнитоэлектрический полевой транзистор от 22.03.2022 г.

# Использование таммовских резонансов в СВЧ фотонных кристаллах для измерения параметров полупроводниковых слоев [1]

[1] Скрипаль А.В., [1] Пономарев Д.В., [1] Комаров А.А., [1] Шаронов В.Е.

[1] *Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского г. Саратов, 410012, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Фотонные таммовские резонансы в Х-диапазоне частот использованы для измерения удельной электропроводности сильнолегированных полупроводниковых слоёв. Для достижения высокой чувствительности таммовского резонанса к изменению удельной электропроводности сильнолегированного слоя была предложено перестраивать частоту таммовского резонанса в зависимости от толщины и проводимости тестируемых проводящих слоёв. Измерение частоты плазменного резонанса в инфракрасном диапазоне позволило дополнительно определить концентрацию и подвижность свободных носителей заряда в сильнолегированном слое полупроводниковой GaAs структуры.*

## 1. Введение

Одним из подходов, обеспечивающих проведение измерений высокопроводящих слоёв в СВЧ-диапазоне на примере измерения удельной электропроводности металлических нанослоёв, является использование поверхностных состояний в фотонных кристаллах [1]. Поскольку при контакте фотонного кристалла с металлическим нанослоем ярко выраженный таммовский резонанс наблюдается лишь при определённых значениях толщин и удельных электропроводностях нанослоя, то это ограничивает диапазоны их измерения. В настоящей работе мы развиваем подход, направленный на решение проблемы контроля тонких высокопроводящих слоёв с высокой электропроводностью, использующихся в разнообразных областях микроволновой технологии. Это важно как при диагностике проводящих графеновых структур с толщинами в несколько нанометров, так и сильнолегированных полупроводниковых слоев с толщинами от десятка нанометров до единиц микрометров. Для достижения этой цели предлагается в зависимости от толщины и удельной электропроводности измеряемых проводящих слоёв производить перестройку частоты таммовского резонанса в фотонном кристалле.

## 2. Компьютерное моделирование характеристик таммовского резонанса

В диапазоне частот 7–13 ГГц моделировались характеристики СВЧ фотонного кристалла на основе прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением в виде периодически чередующихся слоев керамики $Al_2O_3$ (нечетные слои, толщина 0,5 мм) и тефлона (четные слои, толщина 18,0 мм). Фотонный кристалл состоял из 11 слоев, толщина последнего слоя варьировалась.

С внешней стороны фотонного кристалла размещалась полупроводниковая структура, которая состояла из трех слоев арсенида галлия GaAs: высоколегированного эпитаксиального $n^+$-слоя, переходного *n*-слоя и полуизолирующей подложки. Полупроводниковая структура была размещена таким образом, чтобы высоколегированный эпитаксиальный $n^+$-слой непосредственно примыкал к его внешнему диэлектрическому слою. При этом рассматривалось два случая: *1*–толщина $d_L$ внешнего слоя фотонного кристалла, примыкающего к $n$ + -слою полупроводниковой структуры GaAs, составляла 0,5 мм, *2*–толщина $d_L$ = 1,0 мм.

Расчет частотных зависимостей коэффициентов отражения $S_{11}(\omega)$ и пропускания $S_{21}(\omega)$ электромагнитной волны проводился по методу матрицы передачи слоистой структуры при учете распространения в волноводе только волны основного типа $H_{10}$ [2].

Как следует из результатов расчета при толщине $d_L$ слоя фотонного кристалла, граничащего с $n^+$-слоем полупроводниковой GaAs структуры, равного 1.0 мм на частотах $f_{Tamm1}$=7.432 ГГц и $f_{Tamm2}$=12.262 ГГц возникают таммовские резонансы. При изменении удельной электропроводности $n^+$-слоя в диапазоне значений от $0.8\cdot10^5$ $Ом^{-1}м^{-1}$ и до $1.6\cdot10^5$ $Ом^{-1}м^{-1}$ изменение коэффициента отражения на частоте таммовского резонанса $f_{Tamm2}$ превышает 20,0 дБ.

На основе результатов компьютерного моделирования сделан вывод, что выбором толщины слоя керамики $Al_2O_3$ фотонного кристалла, граничащего с $n^+$-слоем полупроводниковой структуры, может быть реализована перестройка частоты таммовского резонанса в СВЧ фотонном кристалле.

[1] Работа выполнена при поддержке при поддержке Минобрнауки России в рамках госзадания (проект № FSRR-2020-0005)

При этом перестройка частоты таммовского резонанса, обеспечивающая высокую чувствительность таммовского резонанса к изменению удельной электропроводности сильнолегированного слоя, определяется величиной удельной электропроводности этого слоя.

## 3. Измерение электропроводности сильнолегированного слоя GaAs структуры

Для экспериментального наблюдения таммовских состояний использовалась эпитаксиальная полупроводниковая структура из арсенида галлия (GaAs), состоящая из трех слоев: высоколегированного эпитаксиального $n^+$-слоя толщиной $d$=1.8 мкм, $n$-слоя толщиной 11.4 мкм и подложки толщиной 473.8 мкм. Исследуемая полупроводниковая структура размещалась после фотонного кристалла, непосредственно примыкая к его последнему диэлектрическому слою высоколегированным эпитаксиальным слоем.

Результаты измерений частотных зависимостей коэффициентов отражения и прохождения СВЧ-излучения для фотонного кристалла с эпитаксиальной полупроводниковой структурой для двух разных толщин слоя фотонного кристалла, граничащего с $n^+$-слоем полупроводниковой GaAs структуры, выполненные с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-X Network Analyzer N5242A в диапазоне частот 7 – 13 ГГц, представлены на рис. 1.

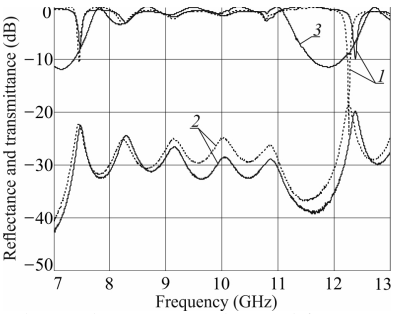



Рис. 1. АЧХ коэффициента отражения (кривые *1*) и прохождения (кривые *2*) фотонных кристаллов с GaAs структурой для двух разных толщин $d_L$: сплошные кривые– $d_L$=0,494 мм; пунктирные кривые– $d_L$=0,973 мм. АЧХ коэффициента прохождения фотонного кристалла без полупроводниковой структуры (кривая 3).

С использованием результатов измерений АЧХ коэффициентов прохождения и отражения на частоте таммовского резонанса $f_{\text{Tamm2}}$=12.396 ГГц при толщине $d_L$=0,973 мм слоя фотонного кристалла, граничащего с $n^+$-слоем полупроводниковой GaAs структуры, на основе решения обратной задачи [1] было определено значение удельной электропроводности $\sigma_{n+}$ высоколегированного эпитаксиального слоя арсенида галлия (GaAs) толщиной 1.8 мкм, которое составило $0.843 \cdot 10^5$ См/м.

Из результатов измерений спектра отражения в ИК-диапазоне на частоте плазменного резонанса была определена концентрация свободных носителей заряда в высоколегированном слое GaAs $n^+ = 3.9 \cdot 10^{24} \text{м}^{-3}$ [3]. Это позволило определить подвижность $\mu$ носителей заряда в исследуемом высоколегированном $n^+$-слое GaAs: $\mu$=0.134 м$^2$/ В·с.

## 3. Заключение

Развит подход, направленный на решение проблемы контроля тонких проводящих слоёв с высокой электропроводностью, использующихся в разнообразных областях микроволновой технологии в качестве поглотителей электромагнитного излучения, болометрических измерителей мощности миллиметрового и субтерагерцового диапазонов, электромагнитных экранов, элементов электроники и фотоники с большими площадями.

### Список литературы

1. Skripal A. V., Ponomarev D. V. and Komarov A. A. Tamm Resonances in the Structure 1-D Microwave Photonic Crystal/Conducting Nanometer Layer // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2020. Vol. 68. Issue: 12. P. 5115—5122.
2. Усанов Д. А., Мещанов В. П., Скрипаль А. В., Попова Н. Ф., Пономарев Д. В., Мерданов М. К. Согласованные нагрузки сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн на СВЧ фотонных кристаллах // Журнал технической физики. 2017. Т. 87, вып. 2. С. 216—220.
3. Seeger K. Semiconductor Physics: An Introduction. Springer-Verlag, 2013. 478 P.

# Материал, поглощающий электромагнитное излучение на высоких частотах [1]

[1] Дорожкин К.В, [2] Матыскин К.Е., [2] Денисенко А.В., [1] Сусляев В.И.

[1] *Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050, Российская Федерация*
*susl@mail.tsu.ru*
[2] *ООО «МК–Электрон»*
*г. Томская обл., г. Северск, дорога Автодорога, д. 2/3, стр. 91, офис 308 Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Предлагается новый композиционный электропроводящий материал, состоящий из резиновой силиконовой смеси и электропроводящего мелкодисперсного порошка меди, который эффективно взаимодействует с высокочастотным электромагнитным излучением. Приведены измеренные спектры электромагнитного отклика от образца толщиной 1 мм в диапазоне частот 115-250 ГГц.*

## 1. Введение

Материалы для снижения напряженности электромагнитного излучения (ЭМИ), воздействующего на объекты различной природы, востребованы в различных отраслях: радиотехники, медико-биологических исследованиях, в системах борьбы с терроризмом и обеспечения безопасности и др.[1-5]. Экраны из сплошных металлов в настоящее время находят ограниченное применение, в первую очередь, из-за большого веса. Снижения веса можно достичь применением композиционных материалов из проводящих полимеров [6], либо использовать диэлектрические полимерные матрицы с проводящими частицами в виде активной фазы. При этом можно реализовать два варианта: 1. концентрация выше порога перколяции – экран, отражающий ЭМИ подобно металлическому, но с меньшим весом; 2. ниже порога протекания – экран, неотражающий, в котором электромагнитная энергия преобразуется в тепловую. Композиционные экраны обладают гибкостью, эластичностью, относительно недороги и технологичны [6]. В данной работе описывается такой материал и приводятся спектры электромагнитного отклика от образца толщиной 1 мм.

## 2. Материал

В фирме ООО «МК-Электрон», которая специализируется на решении задач электромагнитной совместимости в широком диапазоне частот, в результате поисковой работы разработан композиционный материала на основе электропроводящего мелкодисперсного порошка меди, покрытого серебром марки ПМИ-12 (ТУ 24.44.21-001-32946049-2018), которым наполняется матрица из резиновой силиконовой смеси ИРП-1401 (ТУ 38.103372-77). Смешивание производилось на холодных вальцах с коэффициентом фрикции 1:1,15. В качестве вспомогательного вещества, облегчающего введение металлического порошка в матрицу использовано силиконовое масло марки ПМС-100. Количество электропроводящего порошка в смеси варьируется в широких пределах, при этом постоянно контролируется электропроводимость Далее, электропроводящая силиконовая смесь загружается в резиновый вулканизационный пресс с усилием смыкания 100 кг/см$^2$ и вулканизируется. Время вулканизации – 10 минут, температура вулканизации - 190°С. После извлечения лист кондиционируют при комнатной температуре 24 часа. При концентрации порошка 85 массовых процента композит становится проводящим, а его плотность равна 4,06 г/см$^3$.

## 3. Измерение электромагнитных характеристик

Измерение электромагнитного отклика (коэффициентов отражения, прохождения и поглощения) производилось методом сводного пространства в Центре коллективного пользования « Центр радиоизмерений ТГУ» [7] на спектрометре терагерцового диапазона СТД-21 [8]. Для измерения изготавливался плоскопараллельный образец толщиной 1 мм. Образец располагался таким образом, чтобы направление зондирующего сигнала было перпендикулярно поверхности образца. В этом случае можно использовать плосковолновое приближение для расчета спектров комплексных значений диэлектрической проницаемости.

[1] Работа выполнена при поддержке проекта, повышающего конкурентоспособность ТГУ № НУ 2.4.4.22 ЛМУ

На рисунке 1 приведены спектры электромагнитного отклика образца разработанного композита. Результаты показывают, что 1 мм слой разработанного композита уровень напряженность ЭМИ, прошедшего через образец в исследуемом диапазоне частот, на низкочастотном участке изменяется уменьшается более, чем в 10, а на высокочастотном участке это уменьшение близко к 1000 раз.

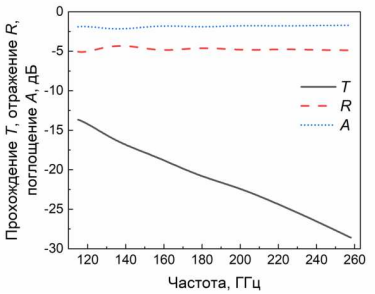



Рис. 1. Спектры составляющих электромагнитного отклика от образца разработанного композита

На рисунке 2 приведены спектры диэлектрической проницаемости разработанного материала, рассчитанные из измеренных значений спектров электромагнитного отклика образца. Видно, что в данном участке частот действительная составляющая диэлектрической проницаемости материала испытывает слабую частотную дисперсию, а мнимая составляющая имеет большое значение, нехарактерное для большинства материалов.

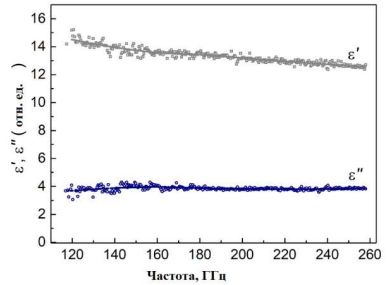



Рис. 2. Спектры комплексных значений диэлектрической проницаемостей разработанного материала

## 3. Заключение

Показано, что композиционный материал, изготовленный из электропроводящего мелкодисперсного порошка меди, покрытого серебром в резиновой силиконовой матрице, обладает таким экранирующими свойствами, что экран из плоского образца этого материала толщиной 1мм снижает уровень ЭМИ, падающий на защищаемый объект от 10 до 1000 раз в зависимости от частоты.

Материал обладает гибкостью и пластичностью, которая регулируется температурой. Это качество может быть использовано для создания филамента для 3D печати, что позволяет применить аддитивную технологию для изготовление сложных конструкций экранов из рассмотренного материала.

## Список литературы


1. Micheli D., Morles R. B., Marchetti M., Moglie F., and Primiani Mariani V., Broadband electromagnetic characterization of carbon foam to metal contact. //Carbon. 2014. 68. P.149 – 156.
2. Chasnyk V.I. High absorption of the microwave energy in a system with strongly elongated molybdenum grains in aluminum nitride matrix at frequences of 9,5 - 10,5 GHz // J. Super. Mat. 2012.. 34. 1. P. 71–73.
3. Vineeta Shukla Review of electromagnetic interference shielding materials fabricated by iron ingredients //Open Access Article. Published on 01 April 2019. Downloaded on 5/14/2021 10:34:10 AM. https:// DOI: 10.1039/c9na00108e.
4. Yermolov P. P., Yermolov A. P., Vorobyov V. A. A. S. Popov's Experiments on the Black Sea Fleet in 1899 and 1901 (using the materials of Russian State Naval Archive) // Proc. of 2nd Region 8 IEEE Conference on the History of Telecommunications. (Madrid, Spain, Nov. 3–5, 2010). P. 135–140.
5. Liying Zhang, Shuguang Bi, and Ming Liu Lightweight Electromagnetic Interference Shielding Materials and Their Mechanisms //Intech Open, 2018, – 20 p., DOI:10.5772/intechopen.82270
6. Letellier M., Macutkevic J., Paddubskaya A., Klochkov A., Kuzhir P., Banys J., Fierro V., Celzard A.Microwave Dielectric Properties of Tannin-Based Carbon Foams //Ferroelectrics. 2015. 479. P. 119–126.
7. Томский региональный центр коллективного пользования (ТРЦКП). Электронный ресурс. URL:/ http://ckp.tsu.ru/about/, Дата обращения 20.05.2022 г.
8. Сусляев В.И., Дунаевский Г.Е., Емельянов Е.В., Кулешов Г.Е.Комплекс методов и средств радиоволновой диагностики фундаментальных характеристик гетерогенных материалов и сред гигагерцового и терагерцового диапазонов // Известия вузов. Физика. 2011 Т. 54. № 9/2. С. 138 – 146.

# Мощный высоковольтный идеальный полупроводниковый ключ

Максименко Ю.Н.

*ХК ПАО «Новосибирский электровакуумный завод – Союз»*
*Красный проспект, 220, Новосибирск, 630082, Российская Федерация*
*violamaksimenko@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Предлагаются новые конструкции транзисторов и тиристоров со статической индукцией, выполненных с использованием объединения Trench технологии и технологии самосовмещения истока и затвора. Кристалл такого транзистора с рабочим током 20 А и рабочим напряжением 500 В будет иметь сопротивление канала 0,01 мОм и работать на частоте выше 10 мГц. Тиристор с такой конструкцией на рабочие напряжения несколько кВ будет работать на частоте 1мГц и иметь напряжение насыщения на токе 100 А не более 1 В.*

В 80-е годы в ОКБ при НЭВЗ была разработана технология, позволяющая создавать высоковольтные транзисторы со статической индукцией (СИТ) с планарным затвором [1-4], что привело к созданию целой серии таких приборов с нормально открытым каналом (СИТ) и нормально закрытым каналом (БСИТ).

В начале 90-ых был разработан СИТ с развитой металлизацией затвора КП926 с максимальным рабочим напряжением 450 В и ток 16,5 А, который мог работать, как в полевом, так и биполярном режимах. Затем был разработан БСИТ КТ9154 на те же токи и напряжения.

По сравнению с биполярными транзисторами (БТ), СИТ-ы имеют всегда меньшее сопротивление в открытом состоянии, так как у СИТ-а плотность тока в канале выше из-за отсутствия базы. В СИТ-е модуляция канала не основными носителями происходит из затвора и при выключении они вытягиваются в затвор полем (у БТ они долго рекомбинируют в базе), поэтому его быстродействие гораздо выше, чем у БТ. У транзистора КТ854, аналога КП926, максимальная рабочая частота 20 кГц, а КП926 способен работать на частоте до 1 мГц. У КП926 коэффициент усиления по току так же выше, чем у КТ854, особенно при уменьшении рабочего тока.

Полевой МОП транзистор, близкий к КП926-му по рабочему напряжению и максимальному току, является транзистор КП707. Из-за тонкого подзатворного диэлектрика, входная емкость КП707 высокая, поэтому по быстродействию КП926 не уступает КП707-му, не смотря на то, что у КП707 перенос тока монополярный. Сопротивление канала в открытом состоянии транзистора КП707 более 1 Ом, а у КП926 и КТ9154 – 0,022 Ом. Можно сказать, что в начале 90-х появился новый класс ключевых приборов – транзисторы со статической индукцией, которые значительно превосходили по основным параметрам БТ и МОП транзисторы.

К сожалению, у них был серьезный недостаток – они имели высокую себестоимость из-за низкого процента выхода годных по кристаллу, поэтому в начале 2000-х, с появлением IGBT 5 и 6 поколений, последние вытеснили СИТ-ы, несмотря на то, что по быстродействию и сопротивлению в открытом состоянии они проигрывали им.

Сегодня, с учетом технологического прогресса в микроэлектроники и доработкой технологической схемы, себестоимость КП926 стала соизмерима с биполярными транзисторами, что ниже, чем себестоимость IGBT. Поэтому, следует ожидать, что в ближайшее время будет возрождение СИТ и БСИТ.

В работе [5] представлена новая конструкция кристалла КП926 у которой, за счет исключения паразитных областей затвора, уменьшена эффективная емкость на порядок. Соответственно, повысится быстродействие и транзистор будет способен работать на частотах до 10 мГц. Эту доработку можно распространить на всю серию СИТ и БСИТ. Создание таких транзисторов и переведя их в современный корпус, доведя сопротивление канала до 2-3 мОм, приведет к вытеснению вездесущие IGBT.

Доработанный КП926 не проигрывает полевым транзисторам на GaN по быстродействию и выигрывает по сопротивлению канала в открытом состоянии. По сравнению с полевыми транзисторами на SiC транзистор КП926 доработанный выигрывает и по быстродействию и по сопротивлению канала в открытом состоянии.

Все транзисторы, разработанные на GaN, имеют горизонтальную структуру кристалла, поэтому транзистор на большие токи имеет большую площадь кристалла и, соответственно, большую входную емкость, которая ограничивает его быстродействие.

Транзисторы выполненные на SiC имеют вертикальную структуру кристалла, но они всегда будут проигрывать по быстродействию транзисторам на Si, так как у SiC подвижность электронов почти в два раза меньше, чем у Si. Кроме того, SiC представляет собой очень прочный материал, сопоставимый по этому параметру с алмазом, его сложно обрабатывать. Так же SiC сложно очищать от примесей. Поэтому цена транзисторов на SiC всегда будет выше, чем на Si.

Сегодняшний технологический уровень микроэлектроники позволяет создавать СИТ и БСИТ с высокими ключевыми параметрами. В работе [6] приведена технологическая схема формирования кристалла БСИТ с использованием новых технологических приемов, которые широко применяются в современной микроэлектроники с электрофизическими параметрами эпитаксиальной структуры как у транзистора КТ9154. Она объединяет Trench технологию и технологию самосовмещения истока и затвора [1].

Такая технологическая схема позволяет формировать кристалл с шагом структуры 6 мкм (у КТ9154 – 16 мкм), что приведет к снижению эффективной емкости еще более, чем 2 раза. Это уже идеальный ключ! Но если в этой конструкции $n^+$ исток заменить на гетероинжекционный, что приведет к созданию в канале плотность основных носителей более, чем на 2 порядка, позволит работать транзистору только в полевом режиме и иметь при этом сопротивление канала кристалла порядка 0,01 мОм. Сопротивление транзистора будет определяться только корпусированием.

Такая конструкция позволяет использовать подзатворный окисел с высоким значением диэлектрической проницаемости, так как нет необходимости закачки неосновных носителей в канал. Это еще снизит входную емкость и свести мощность управления прибора к минимуму. Транзисторы с такой конструкцией будут идеальным ключом в диапазоне рабочих напряжений 50 – 1500 В. При более высоких рабочих напряжениях целесообразно данную конструкцию переводить в тиристорный режим, заменив подложку $n^+$ типа подложку $p^+$ типа.

## Список литературы


1. Способ изготовления полевых транзисторов с управляющим p-n переходом и вертикальным каналом: авт. свидетельство 1215546 СССР: МКИ HOI 21/18 / Максименко Ю.Н., Корнилова С.Н., Жуковский Н.М. (СССР). № 3052227; заявл. 22.06.82; зарег. в Госреестре изобр. СССР 01.11.85.
2. Способ изготовления полевого транзистора: заявка на изобретение от 29.01.86 № 4013934/25 / Максименко Ю.Н., Корнилова С.Н., Спиридонов А.Н. Решение о выдаче авторского свидетельства от 22.07.66.
3. Способ изготовления полупроводниковых приборов со статической индукцией: авт. свидетельство 1272920 СССР: МКИ HOI 21/30 / Коренев Е.В., Кучеренко К.В., Максименко Ю.Н. (СССР). № 38586/21; заявл. 20.02.85; зарег. в Госреестре изобр. СССР 22.06.86.
4. Полевой транзистор: авт. свидетельство 893097 СССР: МКИ HOI 29/78 / Максименко Ю.Н., Антонов М.И., Путинцев С.В. (СССР). № 2964141; заявл. 23.06.80; зарег. в Госреестре изобр. СССР 21.08.81.
5. Максименко Ю.Н. Транзистор со статической индукцией КП926 с повышенным быстродействием / Ю.Н. Максименко // Электронная техника. – Сер.2 Полупроводниковые приборы. – 2022. – № 3.
6. Максименко, Ю.Н. Мощные полупроводниковые приборы со статической индукцией : монография / Ю.Н. Максименко. – Новосибирск : PVN, 2022. – 214 с.

# Применение структур SOI с высокоомными слоями в кремниевых RFIC [1]

[1] Попов В. П., [1, 2] Руденко К. В.

[1] *Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО РАН*
*г. Новосибирск, 630090, Проспект академика Лаврентьева 13, Российская Федерация*
*popov@isp.nsc.ru*
[2] *Физико-технологический Институт им. К.А. Валиева РАН*
*г. Москва, 117218, Нахимовский проспект д.36 к.1, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Предложен новый подход к созданию радиочастотных подложек низкоомного кремния для радиочастотных интегральных схем (RFIC), основанный на формировании термостабильных высокоомных (HR) слоев с ловушками (TR) после имплантации молекулярных ионов $CO^+$ и отжига. Результаты моделирования на CPW линиях показали, что формирование TR слоя под областью копланарных CPW линий на стандартных кремниевых пластинах обеспечивает трехкратное увеличение эффективного сопротивления подложки $\rho_{eff}$ по сравнению с HR Si пластинами при сравнимой величине второй гармоники выходного сигнала.*

## 1. Введение

Текущие КМОП-технологические нормы обеспечивают сверхвысокие (до 400 ГГц) граничные частоты кремниевых FDSOI MOSFET-транзисторов в аналоговом режиме, предлагая экономически эффективный путь массового производства интегральных схем (ИС) радиочастотного и миллиметрового диапазонов (RFIC) [1]. Элементы схем, которые ведут себя нелинейно, нежелательны в таких ИС, поскольку они вносят искажение в форму выходного сигнала. В частотной области это соответствует размытию спектральной полосы и генерации гармоник. Линейность схемы и потери в СВЧ-диапазоне зависят не только от конструкции её элементов. Они также критически связаны со свойствами подложки интегральной схемы, особенно в случае подложек кремний-на-изоляторе (SOI), наиболее пригодных для изготовления СВЧ-транзисторов с полностью обедненным каналом.

Для минимизации потерь в подложке и снижения нелинейных искажений сигнала требуется её высокое эффективное удельное сопротивление ($\rho_{eff}$). Удельное сопротивление полупроводников зависит от локального электрического поля. Из-за него, а также объемных зарядов на дефектах, в полупроводнике вблизи границы раздела скрытый оксид (BOX) / Si-substrate индуцируется слой, подобный каналу МДП транзистора с высокой проводимостью, локально снижающий удельное сопротивление под приборным слоем Si до $10^6$ раз. Эффект паразитной поверхностной проводимости (PSC), снижающий $\rho_{eff}$ в 10-$10^4$ раз до значений всего 1 Ом·см, делает использование высокоомных (HR) кремниевых пластин для RFIC неэффективным, особенно в технологии кремния-на-изоляторе [1, 2]. Эффект PSC удалось устранить путем включения тонкого слоя поликремния, богатого ловушками (TR), под слоем BOX [3]. TR слой закрепляет уровень Ферми вблизи середины запрещенной зоны кремния на гетерогранице в состоянии с высоким сопротивлением. Он обеспечивает значения $\rho_{eff}$ более 1 кОм·см, и сегодня распространен в индустрии RFIC на подложках TR-HR SOI с улучшенной интеграцией цифровых и аналоговых сигналов (RFESI) [4, 5].

Целью настоящей работы являлись разработка методов управления концентрацией и временем жизни носителей заряда в граничных слоях кремниевых RFIC подложек путём ионной имплантации электрически неактивных примесей в пластины низкоомного кремния Cz-Si (100), а также сравнение радиочастотных свойств стандартных st-Si, HR и TR Si и SOI подложек для RFIC интегральных схем.

## 2. Результаты и выводы

TR слои создавались облучением пластин (001) Si n- и p-типа с удельной проводимостью 0.5-20 Ом·см на имплантере IBS-200 ионами $CO^+$ и $N_2^+$ с энергией E = 90 и 200 кэВ флюенсами Ф = (5-25)x$10^{15}$ $см^{-2}$ до сращивания (бондинга) и переноса Si-слоя вместе с $SiO_2$ слоем методом Smart Cut© при формировании SOI структур [1]. По данным XTEM внедрение ионов $CO^+$ (E = 90 кэВ Ф = 1x$10^{16}$ $см^{-2}$) в подложку Si через слой 40 нм $SiO_2$ приводило к формированию заглубленного на 120 нм аморфного слоя толщиной 80 нм. При увеличении флюенса до Ф = 3x$10^{16}$ $см^{-2}$ аморфный слой достигает гетерограницы с оксидом кремния. При рекристаллизации этого слоя формируются преципитаты

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 22-29-01063.

карбида и оксида кремния, срывающие эпитаксиальный рост. Результатом отжига при $1100^0$C является термостабильный поликристаллический TR слой толщиной 200 или 400 нм для ионов $CO^+$ с энергией E = 200 кэВ [6, 7]. Помимо ловушек заряда, подобные слои содержат геттерирующие бор и фосфор преципитаты SiOx и SiC, снижающие концентрацию свободных носителей заряда на 1-2 порядка после высокотемпературных (>1100°C) термообработок. В SOI структурах TR слой расположен под слоем BOX в низкоомной подложке.

Электрофизические свойства мезаструктур на Si и SOI подложках определялись на основе C-V и I-V измерений. I-V измерения в геометрии Ван-дер-Пау проводились после удаления слоев приборного кремния и BOX в структурах SOI на подложках (100) n- и p- кремния с $t_{Si}$ = 470 мкм и TR слоями, а также на обратной стороне кремниевых пластин. Данные C-V демонстрируют минимальную емкость из-за образования области пространственного заряда (ОПЗ) глубоко за TR слоем. Структуры SOI, изготовленные на Si подложках с TR слоями [6, 7], также демонстрируют свойства, подобные TR-HR SOI структурам на высокоомном кремнии с поликремниевым подслоем, что обеспечивает функционирование RFIC в MW и mmWave диапазонах [1, 8, 9]. Недостатками последних являются меньшая термостабильность и заметный примесный фон поликремния [9].

В предложенном нами способе формирования TR слоев использован эффект образования наноразмерных широкозонных, относительно кремния и диэлектрика BOX включений (квантовых антиточек) вместо термически нестабильных радиационных дефектов или рекристаллизующихся, при высокотемпературных операциях изготовления транзисторов, HR-TR poly-Si слоев. Кристаллические антиточки SiC и аморфные $SiO_2$ формируют вокруг себя изгибы запрещенной зоны кремния, аналогичные изолирующему слою в p-n переходе, и гарантируют отсутствие подвижных носителей заряда при их определенной концентрации в кремнии. Пригодность метода для применения в RFIC была подтверждена исследованием параметров TR слоев, содержащих наноразмерные преципитаты карбида (SiC) и диоксида кремния ($SiO_2$) в низкоомном (~1 Ом·см) кремнии Чохральского (Cz-Si) при имплантации молекулярных ионов $CO^+$. Сформированный высокоомный слой с ловушками толщиной ~ 2 мкм сохранялся в подложках Si в процессах изготовления логических ячеек и оптоэлектронных фазовращателей на high-k сегнетоэлектриках [6, 7, 10]. Подвижность носителей заряда в приборном слое кремния на SOI подложках вне TR области практически не отличалась от таковой в исходных структурах. Пригодность TR слоев для RFIC была подтверждена расчетами, структурными и электрофизическими измерениями. Применение предложенного способа формирования TR слоев в стандартных пластинах низкоомного кремния Cz-Si до 300 мм позволит повысить экономическую эффективность производства RFIC по современным проектным нормам и снизить их себестоимость.

**Список литературы**


1. M. Rack and J.-P. Raskin. SOI technologies for RF and millimeter wave applications. // ECS Trans., vol. 92, no. 4, pp. 79–94, 2019, doi: 10.1149/09204.0079ecst
2. Y. Wu, S. Gamble, B. M. Armstrong, V. F. Fusco, and J. A. C. Stewart. SiO2 interface layer effects on microwave loss of high-resistivity CPW line. /// IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 9, no. 1, pp. 10–12, 1999, doi: 10.1109/75.752108.
3. H. S. Gamble, B. M. Armstrong, S. J. N. Mitchell, Y. Wu, V. F. Fusco, J. A. C. Stewart. Low-loss CPW lines on surface stabilized high resistivity silicon. // IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 9, no. 10, pp. 395-397, 1999.
4. C. Didier and E. Desbonnets. RF-SOI Wafer Characterization. Soitec, Bernin, France. Mar. 2016 // [Online]. Available: https://www.soitec.com/en/medias/all-white-papers
5. F. Allibert, L. Y. Morandini C. Veytizou, M. Rack, L. Niessen and J. P. Raskin. Engineering SOI substrates for RF to mm-wave frontends. // Microw. J., vol. 63, no. 10, p. 72, 2020,
6. V. P. Popov, S. M. Tarkov, F. V. Tikhonenko, V. A. Antonov, I. E. Tyschenko, S. G. Simakin, K. V. Rudenko. Thermally robust high-resistance layers on low-resistance silicon synthesized by molecular CO+ ion implantation. // Phys. Stat. Sol. A, vol. 218, no. 23, pp. 2100109 (1-7), 2021.
7. V. P. Popov, F. V. Tikhonenko, V. A. Antonov, A.K.Gutakovskii, V.I.Vdovin, S. G. Simakin, K. V. Rudenko. Blister suppression in the CO molecule implanted SOI substrates with ultrathin buried oxides. // Materials Today Commun. Vol. 28 10249, 2021.
8. M. Rack et al., RF modeling of trap-rich passivated semiconductor substrates: Part I—Static and dynamic physics of carriers and traps, // IEEE Trans. Electron Devices, vol. 68, no. 9, pp. 4598–4605, 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3096777.
9. M. Rack et al., RF modeling of trap-rich passivated semiconductor substrates: Part II— Modeling of Semiconductor Substrates for RF Applications: Part II—Parameter Impact on Harmonic Distortion, // IEEE Trans. Electron Devices, vol. 68, no. 9, pp. 4606–4613, 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3096781.
10. V. Popov, V. Antonov, F. Tikhonenko, S. Tarkov, A. Gutakovskii, I. Tyschenko; Miakonkikh, A.; Lomov, A.; Rogozhin, A.; Rudenko, K., Robust Semiconductor-on-Ferroelectric Structures with Hafnia-Zirconia-Alumina UTBOX Stacks Compatible with the CMOS Technology. // Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 54, no. 22, 225101, 2021.

# Моделирование вертикальных гетероструктур на основе 2D материалов

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 моделирование гетероструктур с вертикальным транспортом на основе двухразмерных материалов с помощью предложенной модели. Исследовано влияние положения границ раздела «сшивки» на вольт-амперные характеристики моделируемых структур.*

## 1. Введение

В последнее время большой интерес исследователей вызывают гетероструктуры на основе так называемых 2D материалов, т.е. материалов толщиной в один или несколько атомных слоев. Двухразмерные материалы, такие как графен, гексагональный нитрид бора, сульфид молибдена и др., обладают уникальными свойствами, которые являются перспективными для создания наноэлектронных устройств [1]. Для прогнозирования характеристик вертикальных гетероструктур на основе двумерных материалов необходима разработка экономичных и адекватных моделей.

## 2. Модель и результаты

В работе предложена самосогласованная модель вертикальных гетероструктур на основе 2D-материалов, основанная на решении уравнений Шредингера и Пуассона [2,3]. Для реализации модели с учетом свойств двумерных материалов было адаптировано разработанное ранее программное обеспечение, предназначенное для моделирования резонансно-туннельных структур на основе углеродных наноматериалов [4]. В исследуемых гетероструктурах диэлектрическая проницаемость материалов, ширина потенциальных барьеров и квантовых ям зависят от количества слоев [1]. Были проведены расчеты характеристик гетероструктур с вертикальным транспортом на основе материальной системы графен/hBN при различных положениях границ раздела «сшивки» решения уравнений Шредингера и Пуассона. Показано, что расширение границ раздела «сшивки» за пределы активной области, включающей потенциальные барьеры и квантовые ямы, приводит к незначительному увеличению пикового тока и уменьшению пикового напряжения.

## 3. Заключение

В результате проведенных исследований установлено влияние изменения границ активной области гетероструктуры на рассчитываемые электрические характеристики приборов.

Программа, реализующая модель вертикальных гетероструктур на основе двумерных материалов, включена в систему моделирования наноэлектронных устройств NANODEV [5].

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Материаловедение, новые материалы и технологии" Республики Беларусь.

### Список литературы

1. Laturia A., Van de Put M. L., Vandenberghe W. G. Dielectric properties of hexagonal boron nitride and transition metal dichalcogenides: from monolayer to bulk // 2D Materials and applications. 2018. Vol. 4. N 28. P. 1-6. https://doi.org/10.1038/s41699-020-00163-3.
2. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken, Germany, 2016. 444 с.
3. Abramov I. I., Labunov V. A., Kalameitsava N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I.Y. Simulation of various nanoelectronic devices based on 2D materials // Proc. of SPIE. 2022. Vol. 12157. P. 121570U-1-9.
4. 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.
5. Abramov I. I., Baranoff A. L., Goncharenko I. A., Kolomejtseva N. V., Bely Y. L., Shcherbakova I. Y. A nanoelectronic device simulation software system NANODEV: New opportunities // Proc. of SPIE. 2010. V. 7521. P. 75211E1-1–11.

# Слабое проявление эффекта поля в структурах металл-диэлектрик-полупроводник с сегнетоэлектрическим изолирующим слоем $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$[1]

Белорусов Д.А., Гольдман Е.И., Чучева Г.В.

*Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук.*

*gvc@ms.ire.rssi.ru*

***Аннотация:*** *Определена причина слабого проявления эффекта поля в структурах металл-сегнетоэлектрик-кремний (МСЭП) с изолирующим слоем $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ (BST). В пароэлектрическом состоянии измерены вольт-фарадные характеристики (ВФХ) МСЭП и металл-сегнетоэлектрик-металл (МСЭМ) структур, определено значение ёмкости flat-band и получена зависимость падения напряжения на Si от внешнего напряжения. Выявлено, что практически всё внешнее поле экранируется зарядами в переходном слое между BST и Si.*

Развитие существующих систем записи и хранения информации, выполненных по кремниевой технологии, столкнулось с проблемой масштабирования. Толщины диэлектрических слоёв в таких структурах достигают значения нескольких ангстрем, что сопоставимо с атомарными размерами кристаллических решёток. В связи с этим для таких структур свойственны большие значения токов утечки, пагубно влияющих как на долговечность, так и на энергопотребление. Для решения данной проблемы производится поиск материалов, способных заменить традиционный окисел кремния. Эти материалы должны обладать высоким значением диэлектрической проницаемости, малым значением диэлектрических потерь и совместимостью с существующей кремниевой технологией. Одним из перспективных материалов, обладающим этими уникальными свойствами, является $BaSrTiO_3$. Исследование транзисторных структур с BST плёнками началось около 30 лет назад [1], но до настоящего времени нет литературных данных о создании рабочих транзисторных структур с сегнетоэлектрическими плёнками [2]. В ранее опубликованной работе [3] было выяснено, что одной из возможных причин слабого проявления эффекта поля является практически полное экранирование поляризации BST слоя зарядами электронных ловушек на границе раздела с полупроводником. В данной работе эти выводы подтверждены результатами на плёнках BST с другими толщинами. В едином технологическом цикле были изготовлены два типа структур с сегнетоэлектрическим слоем $Ba_{0.8}Sr_{0.2}TiO_3$ толщиной 120 нм: первый тип Ni/BST/Si, второй тип Ni/BST/Pt/Si (МСЭМ). В качестве подложки для МСЭП структуры использовался Si n-типа $N_d=2x10^{14}$ см$^{-3}$, а для структуры МСЭМ - подложка Si с подслоем Pt. Площадь электродов из никеля составила $2.7x10^{-4}$ см$^2$. Процесс формирования структур, описание установок для формирования и исследования структур указаны в [4,5]. Исследование импеданса проводилось при частоте 1 MHz. В сегнетоэлектрическом состоянии выражение для зависимости ёмкости сегнетоэлектрической плёнки от приложенного напряжения должно опираться на трехмерное усреднение доменной поляризации по пространству. Для сведения проблемы распределения поляризации к одномерной необходимо, чтобы образец находился в параэлектрическом состоянии [6]. Для твёрдых многокомпонентных растворов свойственно размытие фазового перехода, при этом оно также зависит от толщины плёнки [7], поэтому в данной работе измерения проводились при температуре $T=121^0$C, что существенно выше температуры фазового перехода BST, которая составляет 60-80$^0$C [8]. Полученные результаты для обеих структур представлены на рисунках 1 и 2. ВФХ структур металл/диэлектрик/полупроводник (МДП), где в качестве диэлектрика выступает $SiO_2$, внешне схожи с ВФХ МСЭП объектов, но различаются по разнице величины емкостей верхнего и нижнего плато. Для МДП структур верхнее плато связано с обогащением полупроводника и практически совпадает с емкостью окисла, а нижнее плато соответствует обеднению полупроводника с пиннингом уровня Ферми за счет генерации неосновных носителей заряда, и разница между верхним и нижним плато составляет несколько порядков; для МСЭП структур эта разница незначительна и составляет всего несколько десятков пикофарад, в то время как разница максимального и минимального значений емкости для МСЭМ структур (рис. 2) существенна и составляет сотни пикофарад. Это объясняется практически полным экранированием внешнего поля зарядами в переходном слое между BST и Si. Падение внешнего напряжения на полупроводник мало, высокочастотная емкость структуры МСЭП определяется кремнием, а изгиб зон в нём отклоняется от

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания и при поддержке РФФИ, грант № 19-29-03042мк.

состояния плоских зон всего на несколько $kT/q$ во всём наблюдаемом диапазоне смещений, где $k$ – константа Больцмана, $T$ - абсолютная температура, $q$ - элементарный заряд. Присущая высокой концентрации неупорядоченных ловушек буферного слоя U - образная энергетическая плотность локализованных состояний с минимумом в окрестности плоских зон кремния обусловливает резкое замедление повышения при обогащении и уменьшения при обеднении падения внешнего напряжения на полупроводнике. В свою очередь, это замедление приводит: во-первых, к образованию никак не связанных с сильным обогащением или инверсией поверхности полупроводника, двух плато полевых зависимостей высокочастотных характеристик импеданса структур МСЭП [9]. Измеренная максимальная ёмкость структуры МСЭП соответствует ёмкости, граничащей с BST заряженной областью кремния. Табулируя эту ёмкость в функции от изгиба зон полупроводника с использованием формул классической статистики [10], была получена зависимость падения напряжения на полупроводнике от внешнего напряжения (рис. 3).

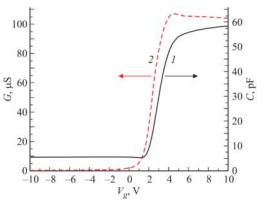



Рис.1. Высокочастотные полевые характеристики структуры Ni-$Ba_{08}Sr_{02}TiO_3$-Si с толщиной сегнетоэлектрика 120 nm, измеренных при $T$=121$^0$C. Кривые: 1 – емкость, 2 – проводимость

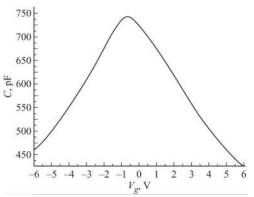



Рис.2. Высокочастотная вольт-фарадная характеристика Ni-$Ba_{08}Sr_{02}TiO_3$-Pt с толщиной сегнетоэлектрика 120 nm, измеренных при $T$=121$^0$C.

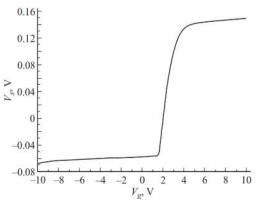



Рис.3. Зависимость изгиба зон $Vs$ в кремнии от внешнего напряжения $Vg$ в структуре Ni-$Ba_{08}Sr_{02}TiO_3$-Si

Из полученных данных было вычислено значение ёмкости flat-band, которое составило 9.17 пФ. Из рисунка 3 следует, что по модулю изгиб зон в кремнии многократно меньше приложенного напряжения. Малое отношение изгиба зон к приложенному напряжению объясняет появление плато при измерении ВФХ (рис. 1). Соответственно, предположение о слабом проявлении эффекта поля в МСЭП структурах с BST толщиной 330 нм [3] подтверждается и на более тонких слоях BST, что обусловлено перезарядкой поверхностных электронных ловушек на ГР, и именно эти локализованные состояния обеспечивают практически полное экранирование поляризации сегнетоэлектрического слоя. Оценочное значение концентрации ловушек не менее $10^{14}$ см$^{-2}$, которые перезаряжаются и при обеднении, и при обогащении полупроводника [11]. Проблема деактивации электронных ловушек в переходном слое может быть решена пассивацией оборванных связей, например, водородом, благодаря чему станет возможно формирование транзистора на базе МСЭП структуры.

## Список литературы

1. Kawano H., Morii K., Nakayama Y. Effects of crystallization on structural and dielectric properties of thin amorphous films of (1−x)$BaTiO_3$-x $SrTiO_3$ (x=0–0.5, 1.0) // J.Appl.Phys. 1993. Vol. 73. No 10. P. 5141.
2. Park J.Y., Yang K., Lee D.H., Kim S.H., Lee Y., Sekhar Reddy P.R., Jones J.L., Park. M.H. A Perspective on Semiconductor Devices Based on Fluorite-Structured Ferroelectrics from the Materials-Device Integration Perspective // J.Appl.Phys. 2020. Vol. 128. No 14. P. 240904 (1-24).
3. Goldman E.I., Chucheva G.V., Belorusov D.A. On the form of high-frequency voltage-capacitance characteristics of metal-insulator-semiconductor structures with a ferroelectric insulating layer $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$. // Ceram. Int. 2021. Vol. 47. No. 15. P. 21248-21252.
4. Иванов М.С., Афанасьев М.С. Особенности формирования тонких сегнетоэлектрических пленок $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ на различных подложках методом высокочастотного распыления // ФТТ. 2009. Т. 51. №7. С. 1259-1262.
5. Киселев Д.А., Афанасьев М.С., Левашов С.А., Чучева Г.В. Кинетика роста индуцированных доменов в сегнетоэлектрических тонких пленках $Ba_{0.8}Sr_{0.2}TiO_3$ // ФТТ. 2015. Т. 57. №6. С. 1134-1137
6. Гольдман Е.И., Нарышкина В.Г., Чучева Г.В. Исследования электрофизических свойств сегнетоэлектрических пленок $Ba_{0.8}Sr_{0.2}TiO_3$ в параэлектрическом состоянии. // ФТТ. 2020. Т. 62. №8. С. 1226-1231.
7. Смоленский Г.А., Боков В.А., Исупов В.А. и др. Сегнетоэлектрики и антисегнетоэлектрики. Ленинград: Наука, 1971. 476с.
8. Acosta M., Novak N., Rojas V., Patel S., Vaish R., Koruza J., Rossetti G.A., Robel J. BaTiO3-based piezoelectrics: Fundamentals, current status, and perspectives. // Appl. Phys. Rev. 2017. No. 4. P. 041305.
9. Белорусов Д.А., Гольдман Е.И., Чучева Г.В. Влияние сильного статического электрического поля и нагрева на характеристики высокочастотного импеданса структур металл-сегнетоэлектрик-полупроводник. // ФТТ. 2022. Т. 64. №5. С.556-559.
10. Sze S.M., Kwok K. Ng. Physics of Semiconductor Devices. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2007. 832p.
11. Гриценко В.А. Структура границ раздела кремний/оксид и нитрид/оксид. // УФН. 2009. Т. 52. №9. С.921-930.

# Цифровые потенциальные барьеры в обращенных гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием

[1] Карпов С.Н., [1] Богданов С.А., [1] Пашковский А.Б., [1] Терешкин Е.В.

[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

В настоящее время технический прогресс, проявляющийся в цифровизации промышленности и социума, неразрывно связан с передачей огромного количества информации. Такие технологии, как искусственный интеллект, big data, нейросетевая обработка требуют увеличения, как и рабочих частот каналов связи, так и их пропускной способности, или, иными словами, требуется новый стандарт связи. Предполагаемый стандарт 6G должен работать в диапазоне частот 300 ГГц. Современные мощные полупроводниковые приборы, работающие в терагерцовом диапазоне, спроектированы на основе нитрида галлия [1-4]. Однако, ввиду особенностей материала, продвижение в частотный диапазон выше 100 ГГц для таких приборов затруднено [5]. Для продвижения выше используют гетеростукутры на основе InGaAs [6], которые позволяют создавать транзисторы с большим коэффициентом усиления, но мощность таких транзисторов невелика. Также применяют технологию донорно-акцепторного легирования [7].

Наибольший интерес представляют обращенные Ihemt – гетероструктуры с донорно-акцепторным легированием. Подход, при котором легирование структуры производится только со стороны подложки, позволяет максимально приблизить канал к затвору, что приведет к увеличнию крутизны трназистора. Таким образом, имеется интерес оценить возможности улучшения характеристик полевых транзисторов на основе обращенных гетероструктур с донорно-акцепторным легированием, а также сравнить их с традиционными гетероструктурами на основе GaAs и InGaAs.

## 2. Теория

Использование донорно-акцепторного легирования позволяет создавать в гетероструктурах резкие p-i-n потенциальные барьеры, увеличивающих локализацию электронов в области канала, а, следовательно, и повышающих дрейфовую скорость электронов. Помимо p-i-n барьеров, локализация электронов в канале также зависит от разрывов зон на гетерограницах и их эффективности (резкости и высоты). Однако, вместо однородных материалов как в спейсере между каналом и n+ 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 трех – шести монослоёв узкозонного материала (GaAs) – цифровых барьеров.

В работе исследовались три типа гетероструктур – обычная обращенная Ihemt структура, обращенная гетероструктура с донорно акцепторным легированием (DA-Ihemt) и обращенная структура с донорно-акцепторным легированием и дополнительными цифровыми барьерами с феноменологическими временами релаксации электронов по импульсу и энергии. Доля алюминия подбиралась таким образом, чтобы усредненное значение по всему спейсеру во всех трех структурах было одинаковым. Зонные диаграммы представлены на рисунке 1.

Поперечный пространственный перенос электронов описывался на основе самосогласованном решении системы уравнений Шредингера-Пуассона, а транспорт электронов в направлении параллельном поверхности структуры – системой гидродинамических уравнений [8]:

$$m^*(\varepsilon) = m_1^*(\varepsilon)\ p_1 + m_2^*(\varepsilon)\ p_2 \tag{1}$$

$$\frac{\partial\left(m^*(\varepsilon)V\right)}{\partial t} = q\left(E - \frac{m^*(\varepsilon)V\left(m_1^*(\varepsilon)V_{s1}(\varepsilon)E_{s2}(\varepsilon)p_2 + m_2^*(\varepsilon)V_{s2}(\varepsilon)E_{s1}(\varepsilon)p_1\right)}{m_1^*(\varepsilon)V_{s1}(\varepsilon)m_2^*(\varepsilon)V_{s2}(\varepsilon)}\right) \tag{2}$$

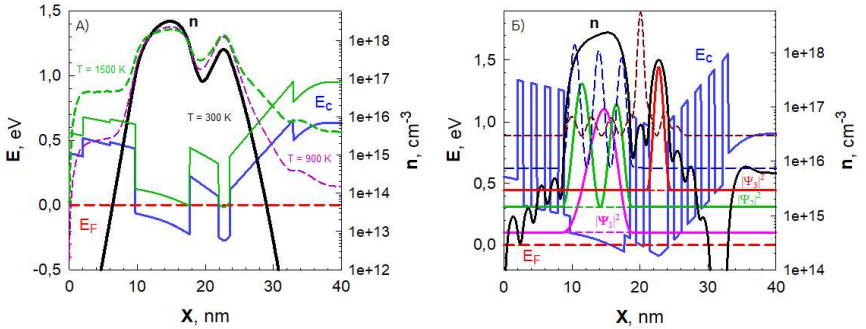



Рис. 1. Зонные диаграммы и профиль концентраций носителей заряда в обращенных структурах.
А) - структура с усредненным спейсером; Б) – структура с дополнительными цифровыми барьерами

$$V_s(E) = \frac{m_1^*(E)V_{s1}(E)m_2^*(E)V_{s2}(E)}{\left(m_1^*(E)p_1 + m_2^*(E)p_2\right)\left(m_1^*(E)V_{s1}(E)p_2 + m_2^*(E)V_{s2}(E)p_1\right)} \quad (3)$$

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = q\left(EV - V_s(\varepsilon)\left(E_{s1}(\varepsilon)p_1 + E_{s2}(\varepsilon)p_2\right)\right) \quad (4)$$

Здесь *q, V, m*, ε = 3kT/2* – заряд, скорость, усредненная эффективная масса и энергия электронов соответственно, *E*– напряженность электрического поля, $V_{si}(\varepsilon)$, $E_{si}(\varepsilon)$ – статические значения дрейфовой скорости электронов и напряженности электрического поля, соответствующие некоторой задаваемой энергии ε, получаемые из расчетов методом Монте-Карло статических характеристик материалов, $p_1$ и $p_2$ вероятности нахождения электронов в узкозонном слое канала и в более широкозонных слоях, обрамляющих канал, соответственно.

## 3. Результаты расчётов

Результаты расчётов приведены на рисунке 2. Видно, что введение «цифровых» барьеров в донорно-акцепторную гетероструктуру повысили дрейфовую скорость электроном на 35 процентов. Также стоит отметить еще один эффект, связанный с введением цифровых барьеров. В системе из чередующихся потенциальных барьеров типа сверхрешетки возникают локализованные состояния, что приводит к дополнительному росту дрейфовой скорости электронов.

Полученные результаты показывают, что применение цифровых барьеров в обращенных структурах с донорно-акцепторным легированием позволяет улучшить их характеристики. Это позволит увеличить коэффициент усиления в полевых транзисторах на основе этих гетероструктур до двух раз при сохранении удельной мощности, а также позволит конкурировать этим транзисторам с GaN транзисторами и транзисторами на основе InGaAs.

## Список литературы

1. H. Wang, F. Wang, S. Li, T.Y. Huang, A.S. Ahmed,N.S. Mannem, J. Lee, E. Garay, D. Munzer, C. Snyder, S. Lee, H.T. Nguyen, M.E.D. Smith. Power amplifiers performance survey 2000-present [Online]. Available: https://gems.ece.gatech.edu/PA_survey.html
2. B. Romanczyk, S.Wienecke, M. Guidry, H. Li, E. Ahmadi, X. Zheng, S. Keller, 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 Transactions Electron Devices. – 2018. – Vol. 65. – No. 1. – PP. 45 – 50.
3. Nidhi, S. Dasgupta, S. Keller, J. S. Speck, and U. K. Mishra. N-Polar GaN/AlN MIS-HEMT With $f_{max}$ of 204 GHz for Ka-Band Applications // IEEE Electron Device Letters. – 2011. – Vol. 32. – No. 12 – PP. 1683 – 1685.
4. Y. Tang, K. Shinohara, D. Regan, A. Corrion, D. Brown, J. Wong, A. Schmitz, H. Fung, S. Kim, M. Micovic. Ultrahigh-Speed GaN High-Electron-Mobility Transistors With $f_t/f_{max}$ of 454/444 GHz // IEEE Electron Device Letters. – 2015. – Vol. 36. – No. 6. – PP. 549 – 551.
5. V. Camarchia, R. Quaglia, A. Piacibello, D.P. Nguyen, H. Wang, A. Pham. A review of technologies and design techniques of millimeter-wave power amplifiers // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2020. – Vol. 68. – No. 7. – PP. 2957 – 2983.
6. X. Mei, W. Yoshida, M. Lange, J. Lee, J. Zhou, P. Liu, K. Leong, A. Zamora, J. Padilla, S. Sarkozy, R. Lai, W.R. Deal. First demonstration of amplification at 1 THz usung a 25-nm InP high electron mobility transistor process // IEEE Electron Device Letters. – 2015. – Vol. 36. – No. 4. – PP. 229 – 327.

7. 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.
8. А.Б. Пашковский, А.С. Богданов, В.М. Лукашин, С.И. Новиков. Нелокальная динамика электронов в транзисторных гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Микроэлектроника. – 2020. – Т.49. – № 3. – С. 210 – 225.

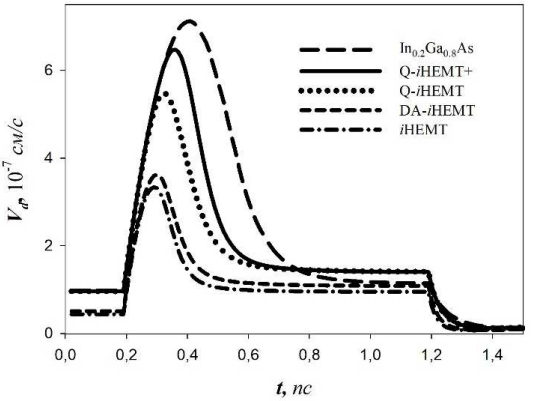



Рис. 2. Зависимость дрейфовой скорости электронов от времени. Электрическое поле при ($t$ =0 – 0,2 пс и 1,2 – 1,5 пс) $E$ =1 кВ/см, при ($t$ =0,2– 1,2) пс) $E$ =20 кВ/см, *i*HEMT – обращённая структура, DA-*i*HEMT – обращённая структура с донорно-акцепторным легированием, Q-*i*HEMT – обращённая структура с донорно-акцепторным легированием и цифровыми барьерами, Q-*i*HEMT+ – расчёт с учетом локализации состояний в сверхрешётке

# Метод расчета квантовой емкости в модели полевых транзисторов на двухслойном графене

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:*** *Предложен метод расчета квантовой емкости в модели полевых транзисторов на двухслойном графене. С помощью разработанной модели проведены расчеты открытия запрещенной зоны в канале двухзатворного полевого транзистора, а также квантовой емкости в зависимости от приложенных смещений.*

## 1. Введение

В работах [1,2] внимание было уделено запрещенной зоне в графене и структурах на его основе. Наилучшим способом открытия запрещенной зоны является приложение вертикального смещения к двухслойному графену. Благодаря этому в полевых графеновых транзисторах получен режим насыщения на выходных характеристиках. Это объясняется тем, что под действием внешнего вертикального электрического поля открывается малая настраиваемая запрещенная зона в двухслойном графене. Наличие настраиваемой запрещенной зоны позволит получить большую гибкость в конструкции и оптимизации полевых транзисторов на графене [2].

В данной работе с использованием квантовой диффузионно-дрейфовой модели [3] проведен расчет энергии запрещенной зоны и зависящей от нее квантовой емкости двухслойного графена.

## 2. Модель и результаты

В двухзатворном полевом транзисторе на двухслойном графене кремниевая подложка и диэлектрик выполняют функцию нижнего затвора. Слой диэлектрика располагается сверху графенового канала, формируя верхний затвор в дополнение к нижнему. В качестве диэлектриков используются $SiO_2$, $Al_2O_3$, $HfO_2$, h-BN и др. Под действием смещений, прикладываемых к верхнему и нижнему затворам, возникает вертикальное поле, которое открывает запрещенную зону в двухслойном графене. Метод расчета открытия запрещенной зоны в двухслойном графене описан в работе [2]. Так как в рассматриваемых полевых транзисторах на двухслойном графене толщина нижнего диэлектрика намного превышает толщину нижнего, то влиянием подложки можно пренебречь [4].

В работе предложен метод расчета квантовой емкости в полевых графеновых транзисторах на двухслойном графене. В квантовой диффузионно-дрейфовой модели [3] полевой транзистор представляется в виде электрической схемы, на основе которой согласно законам Кирхгофа записываются уравнения для нахождения электростатического потенциала. На электрической схеме двухслойный графен, который используется в качестве токопроводящего канала транзистора, представляется в виде квантовой емкости. Было получено уравнение для электростатического потенциала в канале, имеющее существенное отличие от аналогичного уравнения для полевых транзисторов на однослойном графене вследствие отличий в квантовой емкости [3,5]. Рассмотрено три случая для нахождения коэффициента $\alpha$ квантовой емкости в зависимости от приложенных смещений, а, следовательно, и от ширины запрещенной зоны. Первый случай предусматривает электронную проводимость канала, второй – дырочную проводимость, в третьем – предполагается, что носителями заряда являются как электроны, так и дырки. Коэффициент $\alpha$ зависит от ширины запрещенной зоны и находится итерационно путем решения системы уравнений, приведенной в [3].

Расчеты проведены для двухзатворного полевого графенового транзистора с длиной канала равной 4 мкм [6] при температуре 300 К. Верхним подзатворным диэлектриком является $Al_2O_3$ толщиной 8 нм, нижним подзатворным диэлектриком – $SiO_2$ толщиной 90 нм. Эффективная масса носителей заряда в двухслойном графене задавалась равной $0{,}0311m_0$, другие параметры для расчетов приведены в [6]. Квантовая емкость двухслойного графена без учета коэффициента $\alpha$ равна $2{,}08\cdot10^{-2}$ Кл/В. Коэффициент $\alpha$ изменяется в диапазоне от нуля до единицы. На рисунке 1 показан график зависимости квантовой емкости с учетом коэффициента $\alpha$ от приложенного смещения между стоком и истоком при фиксированном напряжении на нижнем затворе равном –60 В и при различных напряжениях на верхнем затворе. Кривая 1 соответствует напряжению –1,5 В при котором открытие за-

прещенной зоны в графене равно 161 мэВ, кривая 2 – напряжению –1 В, при котором открытие запрещенной зоны в графене равно 186 мэВ.

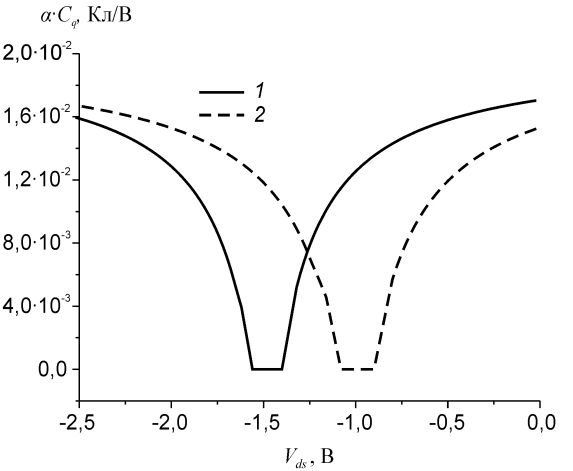



Рис. 1. График зависимости квантовой емкости с учетом коэффициента α от приложенного смещения между стоком и истоком Vds при фиксированных напряжениях на нижнем затворе равном –60 В, при различных напряжениях на верхнем затворе: 1) Vtg= –1,5 В; 2) Vtg= –1,0 В

## 3. Заключение

Разработан метод расчета квантовой емкости в двухзатворном полевом транзисторе на двухслойном графене. Модель позволяет определить энергию запрещенной зоны в двухслойном графене и рассчитать величину квантовой емкости в приборе в зависимости от приложенных смещений к верхнему и нижнему затвору транзистора. Квантовая диффузионно-дрейфовая модель полевого транзистора на двухслойном графене включена в систему моделирования наноэлектронных устройств NANODEV [7], разрабатываемую в БГУИР с 1995 года.

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Конвергенция" Республики Беларусь.

### Список литературы

1. Kanayama K., Nagashio K. Gap state analysis in electric field-induced band gap for bilayer graphene // Scientific reports. 2015. V.5. P.15789.
2. Zhang Y., Tang T.-T., Girit C., Hao Z., Martin M. C., Zettl A., Crommie M. F., Shen Y.R., Wang F. Direct observation of a widely tunable bandgap in bilayer graphene // Nature. 2009. V. 459. P. 820–823.
3. Abramov I. I., Labunov V. A., Kalameitsava N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I.Y. Quantum drift-diffusion models for dual-gate field-effect transistors based on mono- and bilayer graphene // Proc. of SPIE. 2022. V. 12157. P. 121570X-1–6.
4. Feijooo P.C., Pasadas F., Bonmann M., Asad M., Yang X., Generalov A., Vorobiev A., Banszerus L., Stampfer C., Otto M., Newmaier D., Stake J., Jimenez D. Does carrier velocity saturation help to enhance $f_{max}$ in graphene field-effect transistors? // Nanoscale Adv. 2020. V. 2. P. 4179–4186.
5. 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.
6. Szafranek B. N., Fiori G., Schall D., Neumaier D., Kurz H. Current saturation and voltage gain in bilayer graphene field effect transisrors // Nano Lett. 2012. V. 12, N 3. P. 1324–1328.
7. Abramov I. I., Baranoff A. L., Goncharenko I. A., Kolomejtseva N. V., Bely Y. L., Shcherbakova I. Y. A nanoelectronic device simulation software system NANODEV: New opportunities // Proc. of SPIE. 2010. V. 7521. P. 75211E1-1–11.

# Моделирование характекристик РТД на основе GaN/AlGaN с вертикальным транспортом

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Щербакова И. Ю.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*
*ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*
*nanodev@bsuir.edu.by*

***Аннотация:*** *В работе представлены результаты моделирования вольт-амперных характеристик (ВАХ) резонансно-туннельных диодов (РТД) на основе GaN/AlGaN с вертикальным транспортом с использованием предложенной численной комбинированной модели. Модель основана на численном решении уравнений Шредингера и Пуассона в активной области прибора. Рассмотрены случаи барьеров AlGaN различной толщины и различных ширин GaN квантовой ямы.*

## 1. Введение

Нитриды третьей группы считаются одними из самых перспективных материалов для микроэлектронной промышленности. Нитрид галлия, в частности, используется для изготовления оптических приборов в видимой коротковолновой и УФ-области. Гетероструктуры GaN/AlGaN перспективны для высокомощных и высокочастотных усилителей. Благодаря большому разрыву зоны проводимости (1,75 эВ между AlN и GaN) и высокой энергии LO-фононов (92 мэВ для GaN), нитриды третьей группы подходят для квантовых каскадных лазеров, которые могут работать при комнатной температуре в терагерцовом диапазоне частот. Следовательно, перед исследователями стоит задача разработки адекватных численных моделей, подходящих для расчета ВАХ указанных приборов.

## 2. Теория

В докладе рассмотрены электрические характеристики гетероструктуры, которая представляет собой активную область квантовой ямы из нелегированного GaN, ограниченную барьерами AlGaN. Наноразмерная активная область прибора отделена от легированных контактных слоев $n^+$-GaN спейсерными слоями из нелегированного GaN. Для расчета электрических характеристик указанных приборов была разработана комбинированная физико-математическая модель, позволяющая описывать работу РТД с вертикальным транспортом, основанная на моделях [1-3].

Модель основана на сочетании полуклассического и квантовомеханического подходов [4, 5] для учета влияния протяженных приконтактных (пассивных) областей. В модели для нахождения самосогласованного потенциала решается система уравнений Шредингера (в активной области) и Пуассона (для всего прибора). Затем решается уравнение Шредингера. В результате решения находятся волновые функции, а затем коэффициент прохождения и плотность тока. Проведены расчеты плотности тока прибора для случаев барьеров различной толщины и квантовых ям различной ширины. В докладе приводятся соответствующие результаты.

## 3. Заключение

В работе представлены результаты моделирования ВАХ РТД на основе GaN/AlGaN с вертикальным транспортом. Проведено исследование влияния различных факторов на характеристики РТД. Полученные результаты показывают, что ВАХ чувствительна как к изменению размеров барьеров, так и ширины квантовой ямы. Предложенную модель можно использовать для подбора оптимальной структуры РТД с вертикальным транспортом.

### 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, № 6. 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 наноэлектроники. Часть I. Основные положения // Нано-и микросистемная техника. 2006. №8. С. 34–37.
5. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.

# Форма изолирующего потенциала, создаваемого сверхтонкими слоями окисла кремния[1]

Гольдман Е.И., Чучева Г.В., Шушарин И.А.

*Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук*
*141190 Фрязино, Московская область, Российская Федерация*
*gvc@ms.ire.rssi.ru*

***Аннотация:*** *Проведена модернизация развитого ранее метода восстановления рельефа изолирующего потенциала, создаваемого сверхтонким слоем окисла кремния, из полевых зависимостей туннельного тока. Рассчитаны параметры трапецеидального модельного потенциала, обеспечивающие максимально близкую к экспериментальной зависимость производной логарифма тока по напряжению. Изменён подход к запуску процедуры последовательных итераций потенциала – вместо обнуления в нулевом приближении значений координаты первой точки поворота использованы функции, вычисляемые из модельной формы. Модернизированный алгоритм применён к экспериментальным полевым зависимостям тока в структурах $n^+$-Si−$SiO_2$−n-Si с толщиной окисла 3.7 нм, обладающих ярко выраженной асимметрией туннельных вольтамперных характеристик по отношению к полярности внешнего напряжения. Восстановленный из экспериментальных данных эффективный потенциальный барьер всегда существенно тоньше изолирующего слоя, его максимум смещён к контакту с поликристаллическим материалом, а эффективная масса туннелирующего электрона в разы больше типичного для толстого окисла кремния значения.*

Проведено усовершенствование ранее разработанного метода восстановления рельефа изолирующего потенциала, создаваемого сверхтонким слоем окисла кремния в структуре металл-окисел-полупроводник (МОП) по туннельным вольтамперным характеристикам. Рассчитаны параметры трапецеидального модельного потенциала,

$$U_{mod}(z)=U_*\begin{cases}0,\ 0<z<a_l-b_l\\ \dfrac{z-a_l}{b_l}+1,\ a_l-b_l<z<a_l\\ 1,\ a_l<z<h-a_r\\ -\dfrac{z-(h-a_r)}{b_r}+1,\ h-a_r<z<h-(a_r-b_r)\\ 0,\ h-(a_r-b_r)<z<h\end{cases}$$

обеспечивающие наиболее близкую к экспериментальным зависимостям производную логарифма тока от напряжения. Здесь $U_*$ эффективная высота барьера, $z$ – координата по нормали к слою, $a_l, b_l, a_r, b_r$ - параметры потенциала размерности длины, $h$ – толщина слоя $SiO_2$.Такая форма зависимости $U_{mod}(z)$ учитывает и оба переходных слоя, и их возможное несимметричное расположение внутри слоя изолятора. В качестве «истинного» рельефа будем считать зависимость потенциала $U_в$ окисле от $z$ при напряжении на изоляторе $V$=0. Потенциал в окисле можно записать в виде $U(z)+qV(z/h)$, где $q$-элементарный заряд. В сверхтонких изолирующих слоях между локализованными состояниями в изоляторе и зонами проводимости в $n^+$-Si и в n-Si имеет место интенсивный туннельный обмен электронами. В результате, при увеличении напряжения $V$ существенно изменяется только зарядовое состояние электронных ловушек, сконцентрированных непосредственно у границы раздела (ГР) Si-$SiO_2$. Поэтому можно считать, что распределение внешнего поля по изолятору имеет вид $qV(z/h)$ [1]. На профиль потенциала в барьерном слое влияют силы изображения, переходные слои на двух границах раздела между полупроводниками и окислом и встроенные в $SiO_2$ заряды. Переходные слои между n-Si и $SiO_2$, а также между поликристаллическим кремнием и окислом занимают не менее 35% объема сверхтонкого диэлектрика [2]; и, чем тоньше изолятор, тем выше доля объема, занимаемая переходными слоями. По экспериментальным данным [3], у образцов с $h$ = 37 Å при одинаковых по модулю напряжениях электрический ток при обогащении полупроводника был на порядок выше,

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания и при поддержке РФФИ, грант № 19-29-03042мк.

чем при обеднении. Модернизированный метод был применен к Si-МОП-структурам Al- $n^+$-Si-$SiO_2$-n-Si с оптической толщиной окисла кремния 3.7 нм и площадью полевого электрода $1.6*10^{-3}см^2$. Были использованы результаты синхронных измерений туннельных вольт амперных характеристик и вольт фарадных характеристик на частотах 0.5 и 1 МГц [3]. Одновременная фиксация тока и емкости на двух частотах позволила определить падение внешнего напряжения $V$ на изолирующем слое.

В работе [1] была выражена комбинация значений координат точек поворота при каждом напряжении в виде интегрального функционала от полевой зависимости логарифма туннельного тока и построена процедура последовательных приближений, позволяющая из этих комбинаций восстановить функцию $U(z)$. В настоящей работе, по сравнению с [1], был изменен старт указанной процедуры: в нулевом приближении координаты точек поворота не считались равными нулю, а вычислялись по значениям параметров модельного потенциала. Такой подход позволил исключить расходимости последовательных приближений и уменьшить необходимое число итераций. Наилучшая сходимость оказалась в случае $m$=1.2$m_0$, где $m$ – эффективная масса туннелирующего электрона, $m_0$ – масса свободного электрона. Соответствующие этому случаю кривые $U(z)$ и $U_{mod}(z)$ показаны на рис. 1.

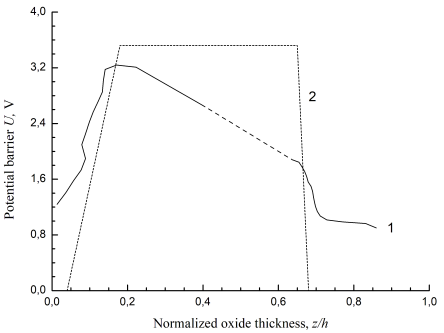



Рис. 1. Реальный и модельный рельефы потенциала в сверхтонком изолирующем слое:
*1* – реальный потенциал, *2* – модельный потенциал

По сравнению с результатами работы [1] приведенный на рис.1 потенциальный рельеф в окисле имеет максимум, существенно сдвинутый в сторону ГР $n^+$-Si-$SiO_2$, и более пологий спад потенциала в сторону ГР $SiO_2$-n-Si. Полученные данные о форме изолирующего потенциального барьера, создаваемого окислом кремния, могут быть использованы в расчетах самых различных наноэлектронных устройств.

## Список литературы

1. Гольдман Е.И., Ждан А.Г., Кухарская Н.Ф., Черняев М.В. Восстановление профиля потенциала в изолирующем слое по вольт-амперным характеристикам туннельных МДП диодов // ФТП. 2008. Т. 42. №1. С. 94-100.
2. Baraban A.P., Bulavinov V.V., Konorov P.P. Electronics of layers on silicon. Leningrad: State University, 1988. 304p.
3. Гольдман Е.И., Левашов С.А., Чучева Г.В. Особенности характеристик устойчивых к полевым повреждениям структур кремний-сверхтонкий окисел-поликремний // ФТП. 2019. Т. 53. №4. С. 481-484.

# Реализация метода моментов для расчета поглощения и отражения электромагнитных волн в наноструктурах[1]

Семенихин И. А.

*Физико-технологический институт 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:*** *Предлагается усовершенствованная реализация метода моментов для расчета поглощения и отражения электромагнитных волн в двумерных наноструктурах. Предлагаемый подход основан на разбиении структуры на области с постоянными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости и расчете отображения Дирихле-Неймана этих областей, с помощью разработанного нами варианта интегрального метода. После чего рассчитывается матрица отображения Дирихле-Неймана или же матрица рассеяния всей наноструктуры. Метод сочетает в себе высокую точность присущую методу моментов и универсальность метода конечных элементов. В качестве примеров будет приведено решение уравнений Максвелла для двумерных дифракционных решеток.*

## 1. Реферат

Метод моментов, который в иностранной литературе также называют методом интеграла по границе (boundary integral method) или просто интегральным методом был предложен в качестве метода решения задач вычислительной электродинамики в 1960-х годах в работах Ричмонда [1] и Харрингтона [2]. В 1980-х дифференциальные методы, позволяющие решать задачи со сложной геометрией, несколько потеснили интегральный метод. Тем не менее, с начала 1990-х в связи с появлением быстрых численных алгоритмов интегральные методы снова стали популярны. Основной плюс интегральных методов – намного меньшее количество неизвестных и, в конечном счете, размер решаемой системы линейных уравнений, поскольку в отличие до методов дифференциальных, интегрирование здесь идет только по поверхности расчетной области. Кроме того, метод моментов к настоящему времени вобрал в себя многие наработки, пришедшие первоначально из дифференциальных методов, в том числе, например, использование отображения Дирихле – Неймана (ОДН) для соединения разнородных областей.

В случае однородной области с постоянными диэлектрической $\varepsilon$ и магнитной $\mu$ проницаемостями решение уравнений Максвелла внутри области должно кроме $\varepsilon$ и $\mu$, характеризующих материал области, включать в себя только условия на границе. Это решение может быть записано в виде интеграла по границе области с соответствующей функцией Грина. Если структура состоит из нескольких подобных областей произвольной формы, таким же образом можно записать операторы ОДН каждой из этих областей [3]. Это позволяет легко рассчитывать электромагнитные поля в областях сложной формы, состоящих из различных материалов, так же как это делается в методе конечных и спектральных элементов. Кроме того при таком подходе все эти методы можно легко скомбинировать, так что часть структуры может рассчитываться подходящим дифференциальным методом, а другая часть интегральным. В нашей работе предложена реализация метода моментов с применением ОДН для расчета поглощения и отражения электромагнитных волн в двумерных наноструктурах. На примерах показано использование комбинации из нескольких методов в расчетах структур состоящих из различных материалов. Разработанный интегральный метод применялся нами в работе [4] для получения эталонных значений и проверки точности исследуемых там дифференциальных методов.

### Список литературы

1. Richmond G. H. Digital computer solution of the rigorous equations for scattering problems // Proc. IEEE. 1965. Vol. 53. No. 8. P. 796–804.
2. Harrington R.F. Field Computation by Moment Methods. Wiley-IEEE Press, Reprint edition, 1993, 240 p.
3. Wu Y., Lu Y.Y. Analyzing diffraction gratings by a boundary integral equation Neumann-to-Dirichlet map method// J. Opt. Soc. Am. A. 2009. Vol. 26. No. 11. P. 2444–2451.
4. Semenikhin. I.A. Improving accuracy of the numerical solution of Maxwell's equations by processing edge singularities of the electromagnetic field// J. of Comp. Phys. 2021. V. 441. P. 110440.

[1] Работа выполнена в рамках Государственного задания ФТИАН им. К.А. Валиева РАН Минобрнауки РФ по теме № FFNN-2022-0016.

# Изотермы сжатия плавающих слоев и надмолекулярная организация тонкопленочных материалов ряда производных N,N'-диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты[1]

[1]Никитин К. С., [1]Поленов Ю. В., [2,3,4]Казак А. В., [1]Егорова Е. В.

*[1]Ивановский государственный химико-технологический университет*
*г. Иваново, 153000, Шереметевский проспект, 7, Российская Федерация*
*nikitin_kost@mail.ru*
*[2]НИИ Наноматериалов, Ивановский государственный университет*
*г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация*
*[3]Московский государственный областной университет*
*г. Мытищи, 141014, ул. Веры Волошиной, 24, Российская Федерация*
*[4]ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН*
*г. Москва, 119333, Ленинский пр., 59, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *С использованием технологии Ленгмюра-Шеффера получены тонкие пленки на основе N,N'-ди(4-хлорфенил)-, N,N'-ди(3,5-диметилфенил) и N,N'- ди(бензимидазол)диимидов 1,1'-бинафтил-4,4',8,8'-дикарбоновой кислоты на кварцевой подложке. Анализ изотерм сжатия плавающих слоев исследуемых соединений позволил сделать вывод о face-on расположении молекул на границе раздела фаз воздух/вода. Методом электронной спектроскопии поглощения установлено, что пленки, образованные на основе производного с диметилфенильным заместителем, состоят из агрегатов H-типа, в то же время в двух других наблюдаются агрегаты как H-, так и J-типа.*

## 1. Введение

Тонкопленочные материалы представляют интерес для практического использования в микроэлектронике, оптическом приборостроении и преобразователях солнечной энергии. В последние годы для получения тонких пленок, состоящих из органических соединений, широкое распространение получила технология Ленгмюра-Шеффера, позволяющая варьировать толщину пленок и их структуру. Последняя в немалой степени зависит от химического состава используемых веществ, поэтому поиск новых соединений для указанных целей является важнейшей задачей. В работах [1-2] нами была показана возможность образования пленок Ленгмюра-Шеффера (ЛШ-пленки) на основе N,N'-ди(4-хлорфенил)- (*bis(Cl-Ph)Cub*) и N,N'-ди(3,5-диметилфенил)-диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты (*bis(3,5-$(CH_3)_2$Ph)Cub,* которые ранее использовались в качестве красителей под общим названием «кубогены» для текстильных материалов. Однако не было уделено достаточного внимания надмолекулярной организации пленок и плавающих слоев, из которых происходит их формирование на твердотельной подложке.

## 2. Объекты и методы исследования

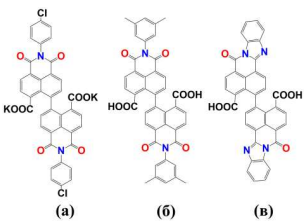



Рис. 1. Структурные формулы *bis(Cl-Ph)Cub* (а), *bis(3,5-$(CH_3)_2$Ph)Cub* (б) и *bis(BZI)Cub* (в).

В качестве объектов исследования были выбраны кубогены с различными по своей природе заместителями при атомах азота (рис. 1). Все красители синтезированы и очищены в ФГУП «ГНЦ «НИОПИК» (г. Москва). Пленки красителей на кварцевых подложках формировали по методике, описанной в работах [3-5]. Плавающие слои получали из раствора исследуемых соединений в тетрагидрофуране (C = $1.12 \cdot 10^{-2}$ мас. %) на ленгмюровской ванне фирмы «NT-MDT» (Зеленоград, Россия). Для получения слоев раствор исследуемых соединений наносили на поверхность бидистиллированной воды при температуре 20 ± 1°C. Слои сжимали со скоростью 55 $см^2$/мин через 15 мин после нанесения раствора. Предварительно перед переносом 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 молекул с использованием метода PM3 в программе

[1] Работа поддержана программой Минобрнауки РФ в рамках государственного задания Ивановскому государственному университету для выполнения научно-исследовательских работ № FZZM-2020-0006 и частично выполнена при финансовой поддержке РФФИ (гранты № 20-07-00181а и 20-47-370002р_а_Ивановская область).

HyperChem 8.0. Площадь, занимаемую одной молекулой на поверхности воды, оценивали на основании представленной *face-on* геометрической модели, то есть при планарном расположении молекул относительно плоскости воды. Расчетные значения составляли: для *bis(Cl-Ph)Cub* 1.44 нм$^2$, *bis(3,5-(CH$_3$)$_2$Ph)Cub* 1.09 нм$^2$ и для *bis(BZI)Cub* 1.06 нм$^2$. При нанесении раствора начальная степень покрытия поверхности молекулами составляла $c_{face}$ = 69 %, которая рассчитывалась по методике, описанной в работе [6]. При $c_{face}$ = 100 % барьеры в ванне останавливали и осуществляли последовательный перенос 100 плавающих слоев на кварцевую подложку методом горизонтального лифта.

## 3. Полученные результаты

Анализ полученных изотерм сжатия плавающих слоев красителей (рис. 2) показал, что при исходной степени покрытия поверхности, равной 69%, образуются стабильные плавающие слои. Точками на изотермах указаны условия, при которых были получены ЛШ-пленки. Для каждого из красителей площадь на молекулу в слое лежит в диапазоне 2.17-2.20 нм$^2$ в точке переноса. Данное значение при сравнении с расчетным значением площади, занимаемой молекулой, указывает на *face-on* расположение молекул на границе раздела фаз воздух/вода.

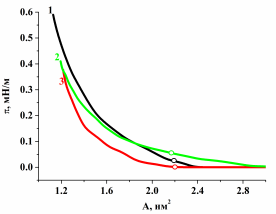



Рис. 2. Изотермы сжатия плавающих слоев *bis(BZI)Cub* (1), *bis(Cl-Ph)Cub* (2) *и bis(3,5-(CH$_3$)$_2$Ph)Cub* (3). Точками указаны условия переноса.

Сравнение электронных спектров поглощения, снятых для растворов кубогенов и ЛШ-пленок, нанесенных на кварцевую подложку, позволили определить тип агрегатов, которые входят в структуру пленок. При образовании агрегатов J-типа происходит смещение максимума поглощения в красную область спектра, а при образовании агрегатов H-типа – в синюю область спектра. Так, для кубогена *bis(Cl-Ph)Cub* максимум поглощения для раствора при 373 нм смещается в пленке до 470 нм (агрегаты J-типа), а максимум при 222 нм – до 199 нм (агрегаты H-типа). Для кубогена *bis(BZI)Cub* в растворе наблюдались две полосы поглощения при 226 нм и 430 нм, а в ЛШ-пленке четыре – 228 нм, 298 нм, 440 нм и 524 нм. Данные полосы поглощения указывают на образование H- и J-агрегатов. Для кубогена *bis(3,5-(CH$_3$)$_2$Ph)Cub* в растворе наблюдается две полосы поглощения при 351 нм и 385 нм, а в ЛШ-пленке – полоса поглощения при 201 нм, что может свидетельствовать о наличии только H-агрегатов.

## 4. Заключение

Впервые получены изотермы сжатия плавающих слоев кубогенов на водной субфазе, анализ которых указывает на *face-on* расположение молекул на границе раздела фаз воздух/вода при небольших поверхностных давлениях. Перенос монослоев на кварцевую подложку способом горизонтального лифта приводит к образованию тонких пленок, надмолекулярная структура которых зависит от природы заместителя при атомах азота в молекулах кубогенов. Для *bis(BZI)Cub* и *bis(Cl-Ph)Cub* наблюдается образование H- и J-агрегатов. Для *bis(3,5-(CH$_3$)$_2$Ph)Cub* наблюдается образование только H-агрегатов, что можно объяснить сильным взаимодействием между донорными метильными группами у фенильного кольца, в отличие от двух других исследованных кубогенов, где заместители обладают акцепторными свойствами.

## Список литературы


1. Nikitin K. S., Polenov Y. V., Egorova E. V., Kazak A. V., Usol'tseva N. V. Interaction of N,N'-di(4-chlorophenyl)diimide 1,1'-binaphtyl-4,4',5,5',8,8'-hexacarboxylic acid with yhiourea dioxide in solution and thin film // Crystallography Reports. 2020. V. 65. N 5. P. 779–785. DOI: 10.1134/S1063774520050156.
2. Никитин К. С., Поленов Ю. В., Казак А. В., Егорова Е. В. Надмолекулярная организация и оптические свойства пленок Ленгмюра-Шеффера N,N'-ди(3,5-диметилфенил)диимида 1,1'-бинафтил-4,4',5,5',8,8'-гексакарбоновой кислоты // Жидкие кристаллы и их практическое использование. 2021. Т. 21. № 3. С. 76–83. DOI: 10.18083/LCAppl.2021.3.76.
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.
6. Kazak A. V., Marchenkova M. A., Smirnova A. I., Seregin A. Yu., Rogachev A. V., Klechkovskaya V. V., Arkharova N. A., Warias J. E., Murphy B. M., Tereschenko E. Yu., Usol'tseva N. V., Kovalchuk M. V. Floating layers and thin films of mesogenic mix-substituted phthalocyanine holmium complex // *Thin Solid Films*. 2020. V. 704. P. 137952. DOI: 10.1016/j.tsf.2020.137952.

# Светочувствительные покрытия на основе фракций пурпурных бактерий[1]

[1] Горбачев И.А., [1] Колесов В.В., [2]Каленов С.В.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
*г. Москва, 125009, Российская Федерация*
[2] *Российский химико-технологический университет имени Д.И. Менделеева*
*г. Москва, 125047, Российская Федерация*
*Iliyagor36@gmail.com*

***Аннотация:*** *В работе созданы и исследованы светочувствительные покрытия на основе мембраны с иммобилизованными клетками пурпурных бактерий. Полученные покрытия были использованы при изготовлении фотоэлектрической ячейки. Электрические свойства созданных ячеек были исследованы методами циклической вольтамперометрии при различных условиях освещения. Продемонстрировано наличие чувствительности у полученной структуры к свету с различной длиной волны. Эффективность воздействия света коррелирует со спектром поглощения использованных бактериальных клеток.*

## 1. Введение

В последнее время в биоэлектронике активно исследуется возможность применения биополимеров для генерации электрической энергии. Значительный интерес представляют белки, основная функция которых связана с трансформацией энергии света в химическую в различных фотосинтетических биологических системах. Наиболее перспективным кандидатом среди них является светозависимый протонный насос- бактериородопсин (БР) из галофильного микроорганизма Halobacterium salinarum. Белок функционирует как светоуправляемый протонный насос, который обеспечивает образование электрохимического градиента протонов на поверхности мембраны клетки. Результаты исследований пурпурных мембран галобактерий указывают на перспективность их использования в области биоэлектроники для конструирования функциональных элементов альтернативной энергетики, конструкций элементов фоточувствительных нанобиоустройств и сверхчувствительных биосенсоров [1,2,3]. Особый интерес вызывает разработка гибридных биофотоэлектронных устройств, в которых фотохромные белки образуют электростатически связанный комплекс с нульмерными объектами- квантовыми точками, что позволяет повысить эффективность переноса энергии, а также изменять спектральные свойства этих устройств. Эти структуры возможно формировать и с помощью технологии Ленгмюра-Блоджетт.

Таким образом, целью данной работы было создание и исследование свойств светочувствительного покрытия на основе пурпурных мембран клеток галобактерий Halobacterium salinarum.

## 2. Изготовление ячейки

Для создания фотоячейки использовалась технология 3D-печати, для чего на 3D-фотополимерном принтере Anycubic Photon-X из фотополимерной смолы Anycubic были сделаны сборные ячейки, фотография которой приведена на рисунке 1а. Формирование пленки пурпурных мембран клеток галобактерий (ПМКГБ) производилось по следующей методике. Концентрат ПМКГБ растворяли в дистиллированной воде до концентрации 30 мг/мл. Полученные растворы с помощью дозатора наносили на полупроницаемую мембрану. В процессе фильтрации на мембране оставался слой, содержащий пурпурные мембраны клеток галобактерий.

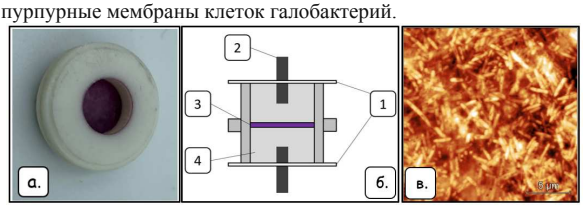



Рисунок 1 – фотография изготовленной фотоэлектрической ячейки с бактериальными клетками (а), ее схема (б) и АСМ изображение поверхности мембраны с бактериальными клетками (в)

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России, государственное задание ИРЭ им. Котельникова РАН и при поддержке РФФИ, грант № 20-57-18012.

На рисунке 1б приведена схема ячейки с помещенной внутрь мембраной с иммобилизованными ПМКГБ. В качестве электродов использовались графитовые стержни с диаметром 2мм (2), помещенные в прозрачные крышки (1), накрывающие ячейку. Для обеспечения электрического контакта между мембраной (3) и электродом использовали проводящий гель (4).

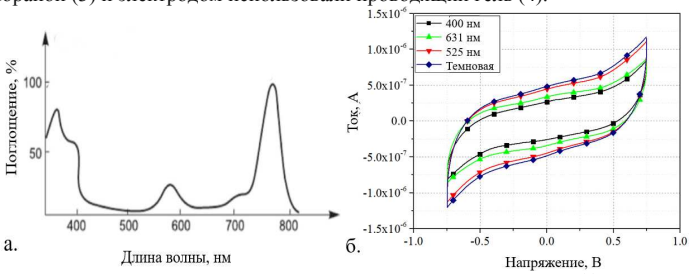



Рисунок 2 – спектр поглощения мембраны с иммобилизованными бактериальными клетками (а) [4], циклические ВАХ, полученные при исследовании мембраны с иммобилизованными бактериальными клетками, проводящем геле (б)

Измерения циклических вольтамперных характеристик проводились на потенциостате Р-40Х, подключенный к измерительной ячейке по двухэлектродной схеме. В режиме циклической развертки измерялся ток в ячейке при подаче потенциала в диапазоне от -0.75 В до 0.75 В со скоростью изменения потенциала 20 мВ/с. Освещение образца происходило при помощи лазерных диодов с длинами волн 400, 525 и 631 нм. Для подвода излучения использовался световод, вывод которого располагался на расстоянии 5 см от крышки ячейки. На рисунке 2б приведены циклические ВАХ, полученные при различных условиях освещения. Освещение светом с длинами волн 525, 631 и 400 нм приводит к изменению сопротивления геля. Наибольшее влияние при этом оказывает освещение светом с длиной волны 400 нм. Так, сопротивление на прямом участке ВАХ уменьшается с 0.65 МОм до 0.6 МОм. При этом освещении светом с длиной волны 631 нм и 525 нм приводит к изменению сопротивления прямого участка ВАХ до 0.67 и 0.79 МОм, соответственно. Для обратной ветви ВАХ сопротивление в отсутствии освещения составляет величину 0.61 МОм. Воздействие света с длинами волн 525, 400 и 631 нм приводит к изменению сопротивления до 0.66, 0.49 и 0.52 МОм, соответственно. При наличии освещения ток в измерительной ячейке увеличивается за счет реакции фотосинтеза в пурпурных мембранах, причем наибольший прирост наблюдается в ультрафиолетовой области спектра. Указанное изменение сопротивления прямых и обратных участков ВАХ объясняется корреляцией между полосами поглощения пленки бактериальных клеток (рисунок 2а) и положением пиков излучения используемых источников света.

## 3. Заключение

Таким образом, в работе были созданы фотоячейки на основе светочувствительного покрытия, содержащего пурпурные мембраны клеток галобактерий Halobacterium salinarum. Методом атомно-силовой микроскопии была изучена морфология полученных покрытий. Была изучена светочувствительность созданных ячеек к световому излучению различной длины волны. Продемонстрирована корреляция между величиной изменения сопротивления ячейки под действием света и коэффициентом поглощения света пурпурными мембранами клеток галобактерий. Полученные покрытия могут быть использованы в различных фотоэлектронных устройствах, моделирующих природную организацию ориентированных светочувствительных мембран сетчатки глаза, в фотосенсорах и в фотоэлектрических преобразователях солнечной энергии.

## Список литературы

1. Santhoshi Kiran K.S., Preethi V., Kumar S. A brief review of organic solar cells and materials involved in its fabrication // Materials Today: Proceedings. 2022. Vol. 56. P. 3826–3829.
2. Alarif I.M.. Advanced selection materials in solar cell efficiency and their properties - A comprehensive review // Materials Today: Proceedings. 2021. https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.03.427
3. Orona-Navar A., Aguilar-Hernandez I., Nigam K.D.P., Cerdan-Pasar A., Ornelas-Soto N. Alternative sources of natural pigments for dye-sensitized solar cells: Algae, cyanobacteria, bacteria, archaea and fungi // Journal of Biotechnology. 2021. Vol. 332. P. 29–53.
4. Бигдай Е.В., Вихров С.П., Гривенная Н.В., Редькин В.М., Самойлов В.О., Чигирев Б.И. Биофизика для инженеров. Том 1. Биоэнергетика, биомембранология и биологическая электродинамика. Саратов : Вузовское образование, 2019. 491 с.

# Удельная проводимость нанометровых проводящих пленок[1]

[1] Старостенко В.В., [1]Зуев С.А., [1]Мазинов А.С., [1]Фитаев И.Ш.

[1] *Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского*
*г. Симферополь, просп. Ак. Вернадского, 4, 295007, Российская Федерация*
*mazinovas@cfuv.ru*

***Аннотация:*** *В работе представлены результаты исследования влияния эквивалентной удельной проводимости нанометровых проводящих пленок на преобразование энергии электромагнитного излучения в радиодиапазоне в тепловую энергию. Приведены зависимости, показывающие связь удельной проводимости (толщины пленки) с максимальным поглощением энергии ЭМП.*

## 1. Введение

При нанесении проводящей пленки на подложку происходит переход свойств металлодиэлектрической структуры (МДС) от диэлектрика к проводящей поверхности по отношению к воздействию электромагнитного поля (ЭМП). Шероховатость подложки и неоднородность распределения проводящих участков (рассеивающие центры, наночастицы и т.д.) приводят к неоднозначному определению толщины пленки толщиной в единицы нм и понятию удельной проводимости. При толщинах проводящей пленки в единицы нм целесообразно говорить об эквивалентной проводимости. Коэффициенты отражения, прохождения и поглощения по мощности (оптические коэффициенты) однозначно связаны со структурой пленки и, в сою очередь, связаны с толщиной пленки и удельной проводимостью. Численное моделирование прохождения ЭМП через МДС с использованием представлений различного уровня погружения в структуру, включая распределения наночастиц на подложке, показывает, что переход МДС от диэлектрика к проводящей поверхности хорошо описывается моделью с однородной пленкой и однородными границами.

Целью работы является исследование влияния эквивалентной удельной проводимости (толщины пленки) на поглощение электромагнитной волны.

## 2. Теория

Как правило, авторы экспериментальных исследований оптических коэффициентов при воздействии ЭМП на проводящие пленки используют теоретические расчеты моделей с однородными пленками и границами. С такими приближениями наиболее используемые модель Френеля-Эйри [1] с неявными граничными условиями и модель с явным использованием граничных условий при сшиве полей на границах пленки [2]. В радиодиапазоне модель Френеля-Эйри не работает, поэтому для расчетов использовались соотношения с явными граничными условиями. Используемые расчетные соотношения имели следующий вид:

$$t \approx 1/(1 + Z_0/2Z_x) \quad r \approx -t \cdot (Z_0/2Z_x); A = 1 - R - T = (\frac{Z_0}{Z_x})/(1 + Z_0/2Z_x)^2, \quad (1)$$

где $r$ и $t$ – коэффициенты отражения и прохождения по полю, R и T – коэффициенты отражения по мощности, A – коэффициент поглощения по мощности; $Z_0$ = 377 Ом, $Z_x$ = 1/σd– аналог волнового сопротивления пленки толщиной d, σ – эквивалентная проводимость.

## 3. Удельной проводимость и поглощение проводящих пленок

Одним из критериев правильности расчетов по модели (1) являлись экспериментальные данные, в соответствие с которыми у пленок из золота максимальное поглощение с A=0,5 имело место при толщине пленки в 5 нм [3-6]. На рис.1 приведены зависимости удельной проводимости и поглощения в зависимости от толщины пленок.

Максимальное преобразование энергии ЭМП в тепловую энергию реализуется при $\sigma \approx 10^6$ См/м. Максимальное поглощение (50%) возможно при различных толщинах пленки по достижению значений $\sigma = 10^6$ См/м (рис.1).

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 22-22-20126.

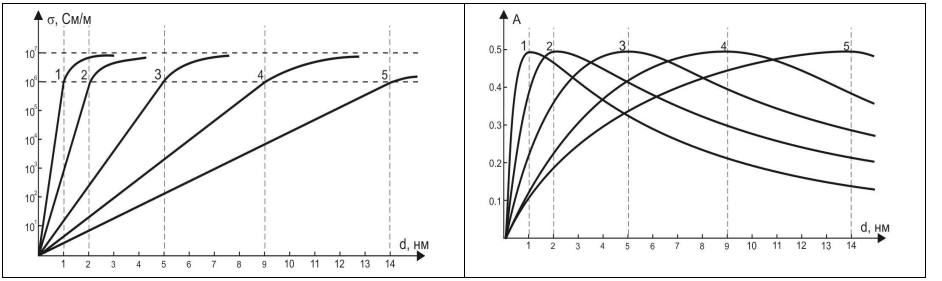



Рис. 1. Зависимости σ = σ(d) и A = A(d)

## 4. Заключение

Проведенные расчеты показывают, что поглощение в 50% можно достичь изменяя зависимость σ = σ(d) до значений с σ = $10^6$ См/м, пересечение кривой σ = σ(d) определяет максимальное поглощение пленкой энергии ЭМП. Скорость спадания поглощения после максимального поглощения определяется скоростью перехода σ(d) от значений σ = $10^6$ См/м к значениям σ ≥ $10^7$ См/м.

## Список литературы


1. Сивухин, Д.В. Общий курс физики. В 5 т. Том IV. Оптика. Сивухин Д.В. 3-е изд., стереот. — М.: ФИЗМАТЛИТ; Изд-во МФТИ, 2005. - 792 с.
2. W. Woltersdorff, Z. Phys. 91, 230–252 (1934).
3. Sucheng Li, Jie Luo, Shahzad Anwar, Shuo Li, Weixin Lu, Zhi Hong Hang, Yun Lai, Bo Hou, Mingrong Shen, and Chinhua Wang. (2014). Broadband Perfect Absorption of Ultrathin Conductive Films with Coherent Illumination: Super Performance of Electromagnetic Absorption. Physical Review B. 91. 220301(R) – Published 11 June 2015. https://doi.org/10.1103/PhysRevB.91.220301.
4. Пронин С. М., Вдовин В. А., Андреев В. Г. Исследование оптических коэффициентов нанометровых плёнок меди и золота в СВЧ диапазоне // Учёные записки физического факультета МГУ. 2016. Вып. 5. 165411.
5. I. Sh. Fitaev, V. B. Orlenson, Y. V. Romanets and A. S. Mazinov. Surface topologies of thin aluminum films and absorbing properties of metal dielectric structures in the microwave range // 29th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2019). ITM WebConf. Volume 30. P. 6. 2019.
6. H. Bosman, Y. Y. Lau, R. M. Gilgenbach. Microwave absorption on a thin film. AppliedPhysicsLetters. 2003. V. 82, № 9, P. 1353-1355., DOI:10.1063/1.1556969

# Исследование продольной акустической волны в суспензии «глицерин – микрочастицы синтетического алмаза» [1]

[1] Зайцев Б.Д., [1]Семёнов А.П., [1]Теплых А.А., [1]Бородина И.А.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал*
*г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация*
*zai-boris@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Разработана методика определения скорости и затухания упругой волны в вязких жидкостях и суспензиях на их основе. Полученные аналитические выражения позволили по измеренной зависимости параметра $S_{12}$ от зазора между преобразователями, заполненного исследуемой суспензией, определить длину волны и затухание продольной акустической волны в суспензии. По известным значениям длины волны и затухания были найдены скорость волны и продольная вязкость суспензии. Исследовалась смесь глицерина с алмазными частицами с размерами 1 – 2 мкм. Было установлено, что скорость волны практически не менялась при изменении объемной доли частиц от 0 до 2.6%. При этом продольная вязкость суспензии существенно возрастала с ростом объемной доли частиц.*

## 1. Введение

Суспензии представляют собой широкий класс материалов, играющих важную роль в науке и технике [1, 2]. В составе суспензии можно выделить жидкую несущую вязкую среду и включения с разной концентрацией и с разными размерами от 10 нм до 100 мкм. Взаимодействие всех компонент суспензии (механическое, тепловое, электрическое и т.д) определяют ее свойства. Особый интерес представляет механическое взаимодействие компонент с жидкой средой и его влияние на распространение упругих волн [1, 2]. К настоящему времени появился целый ряд работ [2 – 4], посвященных созданию математических моделей, описывающих параметры акустических волн при распространении в различных суспензиях. Данная работ посвящена экспериментальному исследованию скорости и затухания продольной акустической волны, распространяющейся в двухфазной системе «глицерин – частицы синтетического алмаза» от концентрации частиц. Размер частиц в среднем составлял 1 – 2 мкм, а объемная их доля менялась от 0 до 2.6%. Анализ полученных значений скорости и затухания упругой волны позволил построить зависимости скорости волны и вязкости суспензии от концентрации частиц в суспензии.

## 2. Методика эксперимента и полученные результаты

Для измерения скорости и затухания акустической волны было разработано специальное устройство, состоящее из двух преобразователей (1 и 2) продольной акустической волны с частотой ~1 МГц (рис.1а). Эти преобразователи, расположенные внутри цилиндрических корпусов диаметром 32 мм, помещались в цилиндрическую стеклянную трубу 3 с внутренним диаметром 37 мм (рис. 1а). Положение излучающего преобразователя 1 было фиксированным, а второй приемный преобразователь 2 с помощью прецизионного устройства мог перемещаться в пределах 0 – 6 мм с точностью 5 мкм. Зазор между трубой 3 и преобразователями 1 и 2 был заполнен резиновыми уплотнениями. Преобразователи подключались к измерителю S – параметров E5071C в режиме измерения параметра $S_{12}$. Зазор между преобразователями заполнялась исследуемой суспензией 4 через верхний штуцер.

В качестве исследуемой суспензии использовалась смесь глицерина с алмазным абразивным порошком АСМ 2/1 с размером частиц ~1 – 2 мкм. Для создания однородной смеси в глицерин объемом 40 мл добавлялось определенное количества порошка и смесь перемешивалась магнитной мешалкой в течение 5 часов. Исследовались смеси со следующими значениями объемной доли частиц $\beta$: 0, 0.325%, 0.65%, 1.3% и 2.6%.

Зазор между преобразователями плотно заполнялся исследуемой суспензией 4 по методике, исключающей появление воздушных пузырей. Затем зазор между преобразователями изменялся с шагом 20 мкм, и на каждом шаге измерялись магнитуда и фаза параметра $S_{12}$ на частоте $f \approx 1$ МГц. В результате была получена зависимость $S_{12}$ от зазора между преобразователями, которая представляла собой плавно убывающую периодическую функцию с периодом, равным половине длины волны ($\lambda/2$) в суспензии. Эта зависимость позволила определить скорость $V$ и затухание $\alpha$ волны в суспензии. Эти

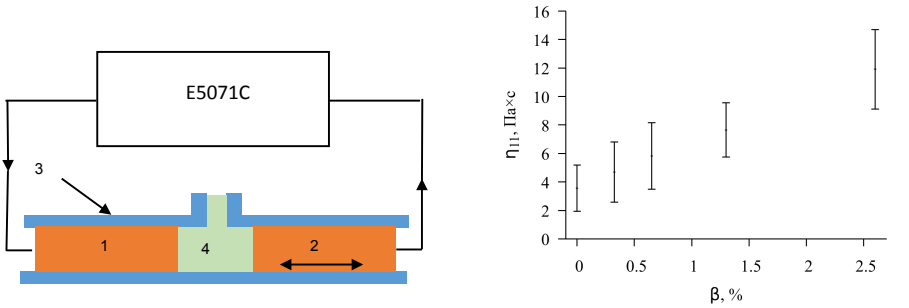
[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 21-49-00062.

величины в предположении $2\pi f\eta_{11}/c_{11}<<1$ ($\eta_{11}$ – продольная вязкость, $c_{11}$ – продольный модуль упругости суспензии) позволили определить $\eta_{11}$ по формуле:

$$\eta_{11} = \frac{2\alpha V^3 \rho}{4\pi^2 f^2}, \quad (1)$$

где $\rho$ – измеренная плотность суспензии.

В результате было установлено следующее. Скорость суспензии в пределах погрешности эксперимента оставалась неизменной в пределах 1850 – 1970 м/с. Что касается продольной вязкости, то была построена зависимость этой величины от объемной доли частиц в суспензии $\beta$, которая представлена на рис. 1б. Видно, что с ростом объемной доли частиц от 0 до 2.6% вязкость монотонно увеличивается от 3.5 до 12 Па×с. Наблюдаемый разброс величины вязкости в пределах 25% связан, по-видимому, с возможным нарушением параллельности излучающих плоскостей излучателей при перемещении подвижного приемного электроакустического преобразователя.




а) б)

Рис. 1. (а) - Схема экспериментальной установки для определения скорости и затухания упругой волны в суспензии: 1 – неподвижный возбуждающий электроакустический преобразователь, 2 – подвижный приемный электроакустический преобразователь, 3 – стеклянная труба с вертикальным штуцером, 4 – исследуемая суспензия; (б) - Зависимость продольной вязкости $\eta_{11}$ от концентрации алмазных частиц $\beta$ в суспензии.

Было также теоретически оценены зависимости скорости и затухания продольной акустической волны от объемной доли алмазных частиц в глицерине по методике, предложенной в [2]. Теория предсказала, что с ростом концентрации частиц при неизменном их размере скорость акустической волны незначительно увеличивается вплоть до объемной концентрации 1%. При этом затухание волны и вязкость суспензии существенно увеличиваются. Сравнение теории с экспериментом показало их удовлетворительное соответствие.

## 3. Заключение

В результате проведенной работы была разработана методика определения скорости и затухания упругой волны в вязких жидкостях и суспензиях на их основе. Полученные аналитические выражения позволили по измеренной зависимости параметра $S_{12}$ от зазора между преобразователями, заполненного исследуемой суспензией, определить скорость и затухание продольной волны в суспензии и ее продольную вязкость. Скорость продольной волны в смеси глицерина и алмазного порошка с размерами частиц 1 – 2 мкм, измеренные по разработанной методике, оказались в удовлетворительном соответствии с теоретическим анализом. Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Научного Фонда (грант №. №21-49-00062).

## Список литературы

1. Бобровницкий Ю.И., Томилина Т.М. Поглощение звука и метаматериалы. Акустический журнал. 2018. Том 64. № 5. С. 517–525.
2. Майер А.Е., Погорелко В.В., Яловец А.П. Упругие волны в суспензиях. Акустический журнал. 2011. Том 57. № 2. С. 153–160.
3. Лебедев-Степанов П.В., Руденко О.В. О затухании звука в жидкости, содержащей взвешенные частицы микро- и нанометровых размеров. Акустический журнал. 2009. Том 55. №6. С. 706–7 11.
4. Лебедев-Степанов П.В., Руденко О.В. Поглощение звука раствором наночастиц. Акустический журнал.2009. Том 55. №3. С. 326–330.

# Оптические свойства пленок Ленгмюра — Шеффера 2,3,9,10,16,17,23,24-окта-(3-(этилтио)фенил)фталоцианината лютеция ацетата [1]

[1]Никитин К. С., [2,3,4]Казак А. В., [1]Чикалов И. С.

*[1]Ивановский государственный химико-технологический университет*
*г. Иваново, 153000, Шереметевский проспект, 7, Российская Федерация*
*nikitin_kost@mail.ru*
*[2]НИИ Наноматериалов, Ивановский государственный университет*
*г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация*
*[3]Московский государственный областной университет*
*г. Мытищи, 141014, ул. Веры Волошиной, 24, Российская Федерация*
*[4]ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН*
*г. Москва, 119333, Ленинский пр., 59, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *С использованием технологии Ленгмюра-Шеффера впервые получены тонкие пленки Ленгмюра-Шеффера на основе 2,3,9,10,16,17,23,24-окта-(3-(этилтио)фенил)фталоцианината лютеция ацетата. Анализ изотерм сжатия плавающих слоев исследуемого соединения позволил сделать вывод о face-on расположении молекул на границе раздела фаз воздух/вода. Методом электронной спектроскопии поглощения установлено, что пленки Ленгмюра-Шеффера 2,3,9,10,16,17,23,24-окта-(3-(этилтио)фенил)фталоцианината лютеция ацетата состоят из агрегатов J-типа.*

## 1. Введение

Контролируемая агрегация фталоцианинов является важным вопросом в получении тонкопленочных материалов с различными оптическими свойствами. Одним из таких способов, позволяющих контролировать получаемую структуру в тонких пленках – технология Ленгмюра-Блоджетт. В последнее время весьма сильно возрос интерес к тонкопленочным материалам на основе органических соединений различных классов, полученным методами Ленгмюра-Блоджетта и Ленгмюра-Шеффера [1], в связи с возможностью создания материалов для устройств нового поколения с улучшенными характеристиками. Данная технология применяется для получения тонкопленочных органических материалов (в том числе, на основе порфиринов и фталоцианинов) с заданной структурой слоев и толщиной в нанометровом диапазоне [2-3]. Метод Ленгмюра-Шеффера (ЛШ) является очень привлекательным методом получения ультратонких пленок на границе раздела фаз воздух/вода. Это позволяет получить плавающих слой с контролем ориентации, плотности и состояния упаковки молекул [3]. Поверхность раздела фаз воздух/вода может не только обеспечивать контроль молекулярной ориентации, но и вызывать нарушение симметрии в некоторых системах. Поэтому целью данной работы было исследование оптических свойств пленок Ленгмюра-Шеффера 2,3,9,10,16,17,23,24-окта-(3-(этилтио)фенил)фталоцианината лютеция ацетата.

## 2. Объекты и методы исследования

В качестве объектов исследования был выбран замещенный фталоционин 2,3,9,10,16,17,23,24-окта-(3-(этилтио)фенил)фталоцианинат лютеция ацетат (ArPcLuOAc) (рис. 1). Пленки красителя на стеклянных подложках формировали по методике, описанной в работах [3-5].

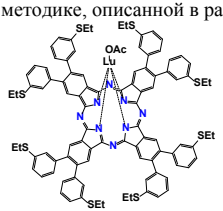
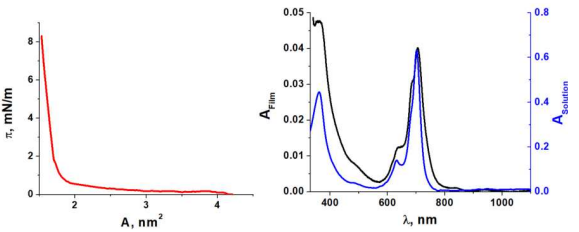



Рис. 1. Структурная формула Ar*PcLuOAc*.

[1] Работа поддержана программой Минобрнауки РФ в рамках государственного задания Ивановскому государственному университету для выполнения научно-исследовательских работ № FZZM-2020-0006 и частично выполнена при финансовой поддержке РФФИ (гранты № 20-07-00181а и 20-47-370002р_а_Ивановская область).

Плавающие слои ArPcLuOAc получали из раствора в хлороформе ($C = 0.7 \cdot 10^{-3}$ мас. %) на ленгмюровской ванне фирмы «NT-MDT» (Зеленоград, Россия). Для получения слоев раствор исследуемого соединения наносили на поверхность бидистиллированной воды при температуре 20 ± 1°C. Слой сжимали со скоростью 55 $см^2$/мин через 15 мин после нанесения раствора. Предварительно перед нанесением слоев стеклянные подложки тщательно очищали, промывая последовательно концентрированной серной кислотой, дистиллированной водой и хлороформом. Для расчета начальной степени покрытия поверхности воды молекулами исследуемого соединения строили модель молекулы с использованием метода PM3 в программе HyperChem 8.0. Площадь, занимаемую одной молекулой на поверхности воды ($A_{proj(face)}$), оценивали на основании представленной *face-on* геометрической модели, то есть при планарном расположении молекул относительно плоскости воды. Расчетные значение $A_{proj(face)}$ составляло 4.99 $нм^2$. При нанесении раствора начальная степень покрытия поверхности молекулами составляла $c_{face}$ = 69 %, которая рассчитывалась по методике, описанной в работе [6]. При $c_{face}$ = 100 % барьеры в ванне останавливали и осуществляли последовательный перенос плавающих слоев на стеклянную подложку методом горизонтального лифта.

## 3. Полученные результаты




(а) (б)

Рис. 2. (а) - Изотерма плавающего слоя ArPcLuOAc, (б) - ЭСП раствора (синяя линия) и ЛШ-пленки (черная линия) ArPcLuOAc (40 слоев).

Впервые нами получена изотерма сжатия плавающего слоя ArPcLuOAc (Рис. 2(а)) на границе раздела фаз воздух/вода при начальной степени покрытия поверхности 69%. ЭСП ЛШ-пленки (Рис. 2(б)), по сравнению со спектром раствора в хлороформе, показал образование агрегатов J-типа. Данный факт подтверждает уширение Q-полосы и полосы Cape и небольшое батохромное смещение основной полосы поглощения на 3 нм. При переносе 40 плавающих слое при текущей степени покрытия поверхности 100% наблюдается слабое поглощение света (оптическая плотность не превышает 0.05).

## 4. Заключение

Впервые получены изотермы сжатия плавающих слоев ArPcLuOAc на границе раздела фаз воздух/вода. Перенос плавающего слоя на стеклянную подложку способом горизонтального лифта приводит к образованию стабильных тонких пленок. ЭСП показали, что в ЛШ-пленке ArPcLuOAc образуются агрегаты J-типа.

## Список литературы


1. Kazak A. V., Marchenkova M. A., Khorkov K. S., Kochuev D. A., Rogachev A. V., Kholodkov I. V., Usol'tseva N. V., Savelyev M. S., Tolbin A. Yu. Ultrathin Langmuir–Schaefer films of slipped-cofacial J-type phthalocyanine dimer: Supramolecular organization, UV/Vis/NIR study and nonlinear absorbance of femtosecond laser radiation // Applied Surface Science. 2021. V. 545. P. 148993. DOI: 10.1016/j.apsusc.2021.148993.
2. Kazak A. V., Usol'tseva N. V., Smirnova A. I., Dyakova Yu. A., Marchenkova M. A., Nabatov B. V., Tereschenko E. Yu., Kholodkov I. V. Optical properties and supramolecular organization of mix-substituted phthalocyanine holmium complex in Langmuir-Schaefer films // Macroheterocycles. 2015. V. 8. N 3. P. 284-289, DOI: 10.6060/mhc150972k.
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 A3B-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.
6. Kazak A. V., Marchenkova M. A., Smirnova A. I., Seregin A. Yu., Rogachev A. V., Klechkovskaya V. V., Arkharova N. A., Warias J. E., Murphy B. M., Tereschenko E. Yu., Usol'tseva N. V., Kovalchuk M. V. Floating layers and thin films of mesogenic mix-substituted phthalocyanine holmium complex // *Thin Solid Films*. 2020. V. 704. P. 137952. DOI: 10.1016/j.tsf.2020.137952.

# Исследование спектральных и проводящих свойств тонких пленок сульфида серебра

Мазинов А. С., Гурченко В. С.

*Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского*
*просп. Ак. Вернадского, 4, Симферополь, 295007, Россия*
*mazinovas@cfuv.ru*

***Аннотация:*** *В работе приведены результаты исследования проводящих и спектральных свойств тонких пленок сульфида серебра включающих наностержни Au. Описан синтез, методика получения тонких пленок, а также проведен анализ поверхности пленочных структур. Показано, что тонкие пленки сульфида серебра в системе Al-$Ag_2S$-ITO имеют выпрямляющие световые вольт-амперные характеристики. Облучение пленочных структур широкополосным излучением видимого диапазона позволило получить увеличение проводимости в 20 раз.*

## 1. Введение

В последние годы полупроводниковым тонким пленкам халькогенидов уделяется большое внимание из-за их новых структурных, электрических и оптических свойств, реализованных посредством включения проводящих и полупроводниковых наноматериалов в структуру полимера [1-3]. Благодаря своим химическим и электрофизическим характеристикам, таким как высокий коэффициент поглощения и излучения электромагнитной энергии, сульфид серебра ($Ag_2S$) используется в различных приложениях электроники и оптоэлектроники, сенсорных системах, ИК-детекторах [4,5]. Изменение структурных особенностей $Ag_2S$ вызвало большой интерес из-за возможности создания новых тонкопленочных систем, с исключительными электрическими и оптическими свойствами [6].

## 2. Микроскопия поверхности и спектры пропускания тонких пленок

В настоящей работе представлены результаты исследования электрических и спектральных свойств $Ag_2S$. Синтез исследуемого материала осуществлялся по аналогичной методике [7]. Формирование тонких пленок из исходного водного раствора сульфида серебра осуществлялось методом полива, на оптически прозрачные диэлектрические и проводящие подложки [8]. Оценка морфологии поверхности тонких пленок сульфида серебра осуществлялась при помощи микроинтерферометра Мии-4М (рис.1a). Исследование спектров пропускания пленок осуществлялось с использованием фотометра КФК-3, в диапазоне длин волн от 315 до 990 нм (рис.1b). Прослеживается плавное увеличение коэффициента пропускания до 48% с максимумом при 760 нм.

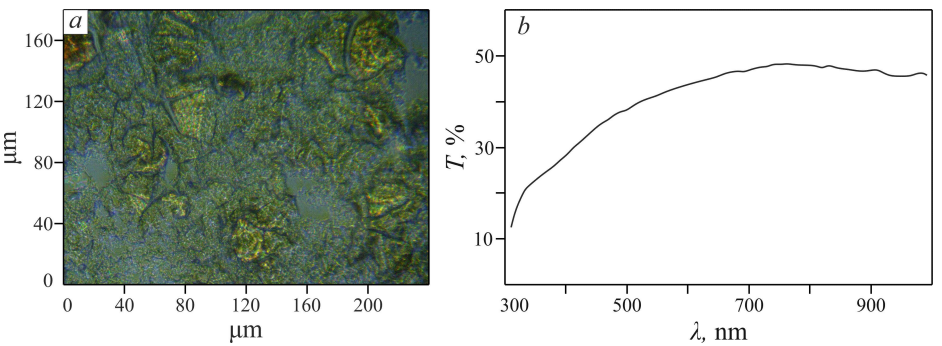



Рис. 1 Микрометрия поверхности (a) и оптические спектры пропускания (b) тонких пленок сульфида серебра

Взаимодействие электромагнитного излучения с $Ag_2S$ в диапазоне пространственных частот 650−4000 $см^{-1}$ исследовалось на ИК-фурье-спектрометре Agilent Cary 630 (рис.2a). При исследовании спектральных зависимостей поглощения в ИК-диапазоне отметим значительное количество пиков, соответствующих данному классу веществ.

## 3. Проводящие свойства пленок

Проводящие свойства исследуемых структур измерялись при помощи анализатора полупроводников Keysight B1500A, с использованием экранирующей камеры. В качестве источника излучения использовалась интегрированная в камеру светодиодная матрица. Общая приходящая мощность на образец составила ~ 200 мВт. Исследование проводящих свойств, в том числе фотопроводимости, осуществлялось посредством анализа вольт-амперных характеристик (ВАХ). Измерения проводились в диапазоне напряжений от -1 до 1 В (рис.2а).

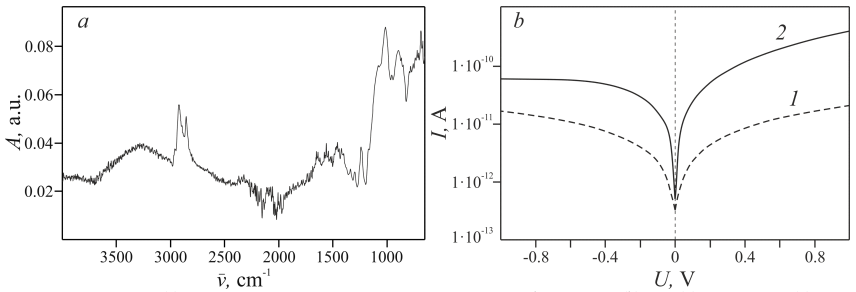



Рис. 2 ИК-спектроскопия (а) и вольтамперные характеристики структуры Al-Ag2S-ITO (b), где (1) темновые и (2) световые характеристики

Общий вид зависимостей тока от напряжения – нелинейный, ВАХ проявляет экспоненциальный характер (рис.2b). Как правило, данный факт указывает на механизм проводимости по типу эмиссии Шоттки [9]. Значения темновых характеристик в прямом направлении по току равны $2 \cdot 10^{-11}$ А, обратные токи – $1.7 \cdot 10^{-11}$ А. В свою очередь важной особенностью сульфида серебра в системе Al-$Ag_2S$-ITO является наличие светочувствительности, при облучении такой структуры электромагнитной волной оптического диапазона. В частности, значение тока при облучении в прямой ветви ВАХ достигает $4 \cdot 10^{-10}$ А, в обратной ветви – $7 \cdot 10^{-11}$ А.

## 4. Заключение

Фотоэлектрические характеристики системы Al-$Ag_2S$-ITO показали увеличение прямых токов в 20 раз, при облучении такой структуры электромагнитной волной оптического диапазона. Вид вольт-амперной характеристики позволяет говорить о наличии потенциального барьера на границе раздела $Ag_2S$-Al. Алюминий на границе раздела с сульфидом серебра образует выпрямляющий контакт из-за более низкой работы выхода, тогда как работа выхода ITO сравнима с $Ag_2S$.

### Список литературы


1. Alharthi S. S., Alzahrani A., Razvi M. A. N., Badawi A., Althobaiti M. G. Spectroscopic and Electrical Properties of Ag2S/PVA Nanocomposite Films for Visible‐Light Optoelectronic Devices // Journal of Inorganic and Organometallic Polymers and Materials. 2020. Vol. 30. P. 3878–3885.
2. Chand S., Sharma E., Sharma P. Phase change induced quantization in NIR emitting Ag2S nanocrystals: Structural and optical response for solar energy applications // Journal of Alloys and Compounds. 2019. Vol. 770. P. 1173–1180.
3. Gao H., Wang F., Wang S., Wang X., Yi Z., Yang H. Photocatalytic activity tuning in a novel Ag2S/CQDs/CuBi2O4 composite: Synthesis and photocatalytic mechanism // Materials Research Bulletin. 2019. Vol. 115. P. 140–149.
4. Smirnov M. S., Ovchinnikov O. V. IR luminescence mechanism in colloidal Ag2S quantum dots // Journal of Luminescence. 2020. Vol. 227. P. 117526.
5. Ruiz D., del Rosal B., Acebron M., Palencia C., Sun C., Cabanillas-Gonzalez J., Lopez-Haro M., Hungria A. B., Jaque D., Juarez B. H. Ag/Ag2S Nanocrystals for High Sensitivity Near-Infrared Luminescence Nanothermometry // Adv. Funct. Mater. 2016. Vol. 27. P. 1604629.
6. Feng J., Li X., Shi Z., Zheng C., Li X., Leng D., Wang Y., Liu J., Zhu L. 2D Ductile Transition Metal Chalcogenides (TMCs): Novel High-Performance Ag2S Nanosheets for Ultrafast Photonics // Adv. Optical Mater. 2019. P. 1901762.
7. Grevtseva I. G., Ovchinnikov O. V., Smirnov M. S., Perepelitsa A. S., Chevychelova T. A., Derepko V. N., Osadchenkocd A. V., Selyukov A. S. The structural and luminescence properties of plexcitonic structures based on Ag2S/l-Cys quantum dots and Au nanorods // RSC Advancesthis. 2022. Vol. 12. No. 11. P. 6525–6532.
8. Tyutyunik A. S., Gurchenko V. S., Mazinov A. S. Investigation of temperature dependences of current-voltage characteristics of hybrid organic materials based on zinc complexes // Applied Physics. 2021. No. 5. P. 81–87.
9. Matsumura M., Jinde Y., Akai T., Kimura T. Analysis of Current-Voltage Characteristics of Organic Electroluminescent Devices on the Basis of Schottky Emission Mechanism // Jpn. J. Appl. Phys. 1996. Vol. 35. P. 5735–5739.

# Исследование влияния частоты внешних механических воздействий на величину пьезоэлектрического отклика допированных азотом углеродных нанотрубок

Соболева О.И.[1], Полывянова М.Р. [1], Ильина М. В.[2*]

[1]*Южный федеральный университет, Научно-исследовательская лаборатория технологии функциональных наноматериалов*
*ул. Шевченко, 2, корп. Е, Таганрог, 347922, Россия*
[2]*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 исследования влияния частоты внешних механических воздействий на величину пьезоэлектрического отклика допированных азотом углеродных нанотрубок (УНТ). Установлено, что величина пьезоэлектрического отклика и его чувствительность к частоте воздействия зависит от геометрических параметров УНТ. При этом УНТ демонстрируют пьезоэлектрический отклик величиной до ±15 нА в широком диапазоне частот (от 0,1 Гц до 300 кГц). Полученные результаты показывают возможность использовать допированные азотом УНТ в качестве основы для создания пьезоэлектрических наногенераторов, способных преобразовывать механическую энергию окружающей среды и движения тела человека, в том числе в области низких частот.*

## 1. Введение

В последнее время развитие технологий сформировало необходимость создания источников питания для носимых устройств [1]. Одним из перспективных источников энергии для таких устройств можно назвать пьезоэлектрический наногенератор, преобразующий механическую энергию окружающей среды или движения тела человека в электрический ток [1]. Помимо известных пьезоэлектрических материалов, все большое внимание стало уделяться углеродным наностуктурам, проявляющим аномальные пьезоэлектрические свойства, в том числе в результате допирования азотом [2-4]. Одной из важных характеристик материала наногенератора является диапазон частот механических воздействий, в котором может наблюдаться эффективное преобразование энергии. Целью данной работы является исследование влияния частоты внешней вибрации на величину тока, генерируемого допированными азотом углеродными нанотрубками.

## 2. Подходы и методы исследования

В качестве образцов исследования использовались массивы УНТ, выращенные методом плазмохимического осаждения из газовой фазы. Образец 1 был сформирован на подслое Mo толщиной 100 нм при температуре роста 645 ℃. Образец 2 был сформирован на подслое TiN толщиной 100 нм при температуре роста 645℃. Средние диаметр и высота УНТ образца 1 составили 94.6±27.5 нм и 6.6±0.8 мкм, образца 2 - 35.8±1.3 нм и 12.9±0.5 мкм, соответственно. Химический анализ образцов методом рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии показал, что концентрация азота в образце 1 составила около 11 % с относительным содержанием пиррольного азота около 39%, а в образце 2 около 4 %, из которых 17% приходилось на пиррольный азот [3]. Исследования пьезоэлектрического отклика, представляющего собой ток, генерируемый в процессе деформации УНТ, проводились в контактном режиме атомно силовой микроскопии (АСМ). Подслои Mo и TiN выступали в роли нижнего электрода, а в качестве верхнего использовался АСМ зонд марки NSG10 с проводящим покрытием TiN. Зонд АСМ подводился в контакт к вершине УНТ с силой прижима 820 нН. Формирование внешних воздействий в области высоких частот (0,9 – 300 кГц) осуществлялось путем раскачки зонда с амплитудой 80 нм на заданной частоте, в области низких частот (0,1 – 1 Гц) путем вибрации пьезоэлектрического сканера, на котором был закреплен образец, при приложении переменного напряжения с амплитудой 0,5 В и заданной частотой. Генерируемый в процессе деформации УНТ ток детектировался встроенным в АСМ осциллографом. Полученные результаты представлены на Рис. 1.

## 3. Результаты исследования

Анализ результатов показал, что УНТ образца 1 при приложении статической силы 820 нН генерирует ток величиной -10 нА, что связано с преобладанием деформации сжатия нанотрубки в результате ее прижима зондом АСМ. При приложении вибрации частотой от 0,1 до 1 Гц амплитуда

генерируемого тока составила в среднем ±10 нА (Рис. 1а). При увеличении частоты внешнего воздействия до 0,9 кГц ток принимал только положительные значения до 12 нА, что связано с совпадением частоты прикладываемого воздействия с резонансной частотой колебаний УНТ (Рис. 1в). При изменении частоты от 20 до 150 кГц величина тока составила в среднем -7 нА из-за изменения превалирующего типа деформации с растяжения на сжатие. При дальнейшем увеличении частоты величина тока увеличилась до 15 нА при 300 кГц (Рис. 1б).

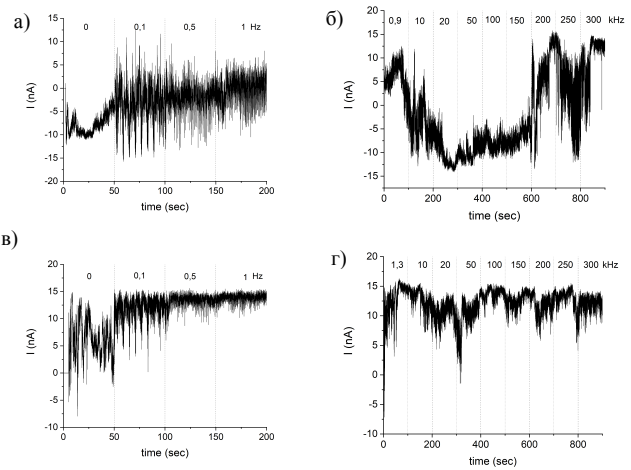



Рис. 1. Зависимость величины генерируемого тока от частоты внешнего воздействия для УНТ в области низких и высоких частот: а), б) – образец 1; в), г) – образец 2.

Для образца 2 при приложении статической силы (Рис. 1в) величина тока изменялась от 15 до -2,5 нА и. В диапазоне частот от 0,1 до 1 Гц ток у образца 2 не изменялся и составлял около 14 нА. В диапазоне частот от 1,3 до 300 кГц величина тока составляла около 12,5 нА с колебаниями ± 2,5 нА (Рис. 1г). Отличие в величине тока, генерируемого УНТ образцов 1 и 2, обусловлено разными геометрическими параметрами нанотрубок и, как следствие, разной величиной и типом деформации, формируемой при одинаковом внешнем механическом воздействии. Более короткие УНТ образца 1 показывают большую чувствительность к изменению частоты внешнего воздействия.

## 4. Заключение

Таким образом, в данной работе представлены результаты исследования зависимости величины тока, генерируемого в процессе деформации УНТ, от частоты внешнего механического воздействия. Установлено, что УНТ способны генерировать ток в широком диапазоне частот, включая диапазон низких частот, что позволяет использовать их в качестве основы для создания пьезоэлектрических наногенераторов, способных преобразовывать энергию движения человека и окружающей среды. Показано, что величина генерируемого тока и его чувствительность к частоте воздействия зависит от геометрических параметров УНТ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (проект № 20-79-00284) и Министерства науки и высшего образования Российской Федерации; государственное задание в области научной деятельности № FENW-2022-0001.

### Список литературы

1. Briscoe J., Dunn S. Piezoelectric nanogenerators - a review of nanostructured piezoelectric energy harvesters // Nano Energy. 2014. (14). p. 15–29.
2. Kundalwal S.I., Meguid S.A., Weng G.J. Strain gradient polarization in graphene // Carbon. 2017. V. 117. P. 462–472.
3. Il'ina M.V., Il'in O.I., Osotova O.I. et al. Pyrrole-like defects as origin of piezoelectric effect in nitrogen-doped carbon nanotubes // Carbon. 2022. (190). p. 348–358.
4. Il'ina M.V., Il'in O.I., Guryanov A.V. et al. Anomalous piezoelectricity and conductivity in aligned carbon nanotubes // Journal of Materials Chemistry C. 2021. (9). P. 6014 – 6021.

# Механизмы токопереноса в $TaSi_2$/Si янус-наночастицах

Торхов Н. А., Будняев В. А.

*Севастопольский государственный университет (СевГУ)*
*г. Севастополь, ул. Университетская 33, Российская Федерация*
*trkf@mail.ru*

***Аннотация:*** *Исследованы проводимость, статические ВАХ и пространственная 3D-структура электростатической системы янус-подобных $TaSi_2$/i-Si наночастиц с семипроцентным весовым содержанием металлической фазы $TaSi_2$: термоэмиссионный и туннельный механизмы токопереноса, влияние на ВАХ последовательного сопротивления $R_S$, потенциальные барьеры $\varphi_{b(r,f)}$, и показатели идеальности $n_{r,f}$ для обратных и прямых ветвей ВАХ, 3D-распределение электростатического потенциала поверхности, емкостного контраста* $\partial C(x,y)/\partial z$ *и электростатического поля* $\boldsymbol{E}=\boldsymbol{E}(x)$.

## 1. Введение

Одиночные наночастицы как самостоятельные нанообъекты все чаще находят применения в различных научно-технических приложениях: в устройствах поглощения и переизлучения СВЧ [11] и оптических [10] сигналов, в наномеханических [2], или биомеханических системах (например, для адресной доставки лекарств [4]. Все применения одиночных наночастиц как самостоятельных нанообъектов основаны не на коллективных, а на их индивидуальных свойствах, во многом определяемых их электростатической системой и, в частности, механизмами переноса электрических зарядов. В связи с этим, является актуальным проведение исследований механизмов токопереноса в таких наночастицах.

## 2. Эксперимент

Для снятия вольтамперных (I-V) характеристик $TaSi_2$/*i*-Si янус-частицы размером ~100 nm использовался метод IV-спектроскопии, реализуемый в контактном режиме сканирования АСМ. Подача прямого $U>0$, или обратного $U<0$ смещений осуществлялась системой АСМ через электрический контакт кантилевера (рис. 1, *a*). Для измерения проводимости $TaSi_2$/Si янус-подобной наночастицы после получения топографического АСМ-изображения её рельефа на поверхность металлической фазы $TaSi_2$ наночастицы опускали иглу кантилевера после чего проводили измерения прямых $I_f(U_f)$ и обратных $I_r(U_r)$ статических ВАХ. К прямой ветви будем относить ВАХ при $U_f \equiv U>0$, а к обратной – при $U_r \equiv U<0$ относительно заземленного контакта. Исходя из достаточного совершенства кристаллической структуры базы *i*- Si, малой протяженности её ширины (не более десятков n*m*) и отсутствия в ней легирующей примеси будем полагать, что скорость переноса (диффузионно-дрейфового, или баллистического) носителей электрических зарядов через такую базу достаточно высока и соизмерима со скоростью их эмиссии с её поверхности. В этом случае для описания токопрохождения может быть использована термоэмиссионная теория Бёте, или приближённое выражение для ВАХ туннельного контакта.

Значения токов насыщения $I_s$ в обеих теориях токопрохождения легко определяются графическим методом по точке пересечения аппроксимирующих линейные участки прямой и обратной ВАХ с осью абсцисс. В результате, зная $I_{st(f,r)}$ можно легко найти величины $\varphi_{bf}$=0.578 эВ и $\varphi_{br}$=0.648 эВ, а по наклонам линейных участков – значения $n_r$=5.07 и $n_f$=3.61.

Согласно энергетической диаграмме, при прямом смещении $U_f>0$ величина $q\varphi_{bf}=E_g-q\varphi_{br}$ будет выступать в качестве некоего эффективного потенциального барьера для дырок, а величина $q\varphi_{bfn}=q\varphi_{br}+V_A=E_g-q\varphi_{sp}$ – для электронов (рис. 1, *b*). Причем, $\varphi_{bfn}>>\varphi_{bf}$. По мере увеличения модуля $U_f$ величины эффективных барьеров $\varphi_{bf}$- $U_f$ и $\varphi_{bfn}$-$U_f$ будут уменьшаться, что, согласно диффузионной модели токопереноса, должно приводить к увеличению потока электронов в сторону подложки, а дырок в сторону металлического контакта. Из-за того, что $\varphi_{bfn}>>\varphi_{bf}$ ток дырок $I_h(U_{f,r})$ будет значительно превышать ток электронов $I_e(U_{f,r})$.

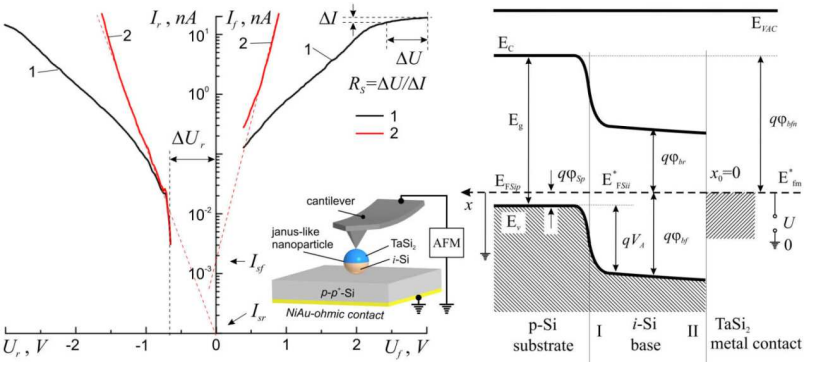



Рис. 1. *a*) Записанные в полулогарифмическом масштабе типичные прямая $I_f(U_f)$ и обратная $I_r(U_r)$ статические ВАХ янус-подобной наночастицы $TaSi_2$/*i*-Si с последовательным сопротивлением $R_S$≈156±10 MΩ (кривые 1 – эксперимент, кривые 2 – расчетные ВАХ исключающие влияние $R_S$).

*b*) . Энергетическая диаграмма исследуемой $TaSi_2$/*i*-Si янус-частицы на *p*-*p*$^+$-Si подложке (substrate).

Здесь $E_{vac}$ – уровень вакуума, $\chi_{Si}$ – электронное сродство кремния, $E_c$ – дно зоны проводимости, $E_v$ – потолок валентной зоны, $E_g$ – ширина запрещенной зоны, $E_{FSip}$ – уровень Ферми в кремнии *p*-Si, $E_{FSii}$ – уровень Ферми в кремнии *i*-Si, $E_{Fm}$ – уровень Ферми в $TaSi_2$, $\Phi_{Sip}$ – работа выхода электронов из *p*- Si{111}, $\Phi_{Sii}$ – работа выхода электронов из *i*-Si, $\Phi_m$ – работа выхода электронов из дисилицида тантала $TaSi_2$, $q\varphi_{sp}$ – положение уровня Ферми $E_{FSip}$ в *p*-Si относительно $E_v$, $q\varphi_{si}$ – положение уровня Ферми $E_{FSii}$ в *i*-Si относительно $E_c$, $\Phi^*_{Sii}$ – работа выхода электронов и положение уровня Ферми $E^*_{FSii}$ *i*-Si контакта янус-подобной наночастицы, $\Phi^*_m$ – работы выхода электронов и положение уровня Ферми $E^*_{Fm}$ – контакта дисилицида тантала $TaSi_2$ янус-подобной наночастицы.

При обратном смещении $U_r$<0 эффективные значения барьеров $\varphi_{bf}+U_r$ и $\varphi_{bfn}+U_r$ будут увеличиваться, что приведет к ухудшению условий для токопрохождения в системе. Так будет продолжаться до тех пор пока $|U_r|<\varphi_{br}+\varphi_{sp}$ (рис. 1, *b*). Здесь величина $q\varphi_{br}\approx q\varphi_{si}$. Как только $|U_r|\geq\varphi_{br}$ зона проводимости базы $E_c$ в *i*- Si перекроет валентную зону $E_v$ эпитаксиального слоя *p*- Si. Это приведет к возникновению туннельно-прозрачного зазора $\Delta x$, реализации условий для туннелирования дырок и возникновению туннельного тока $I_{t,r}(U_r)$. Понятно, что электрический ток в системе в этом случае будет обеспечен в основном за счет дырочной составляющей. Здесь величина $q\varphi_{br}$ играет роль эффективного барьера. Очевидно, что пока модуль обратного смещения $|U_r|$ меньше $\varphi_{br}+\varphi_{sp}$ протекание электрического тока в системе будет невозможно. В результате можно предположить, что "мёртвая" область $\Delta U_r\approx0.67$ В на начальном участке обратной ветви ВАХ будет обусловлена именно этой причиной.

Верификация энергетической диаграммы янус-частица/подложка осуществлялась прямыми измерения её электростатической системы методом зонда Кельвина АСМ.

## 3. Заключение

Было определено, что при прямом смещении $U_f$>0 основной ток в системе янус-частица/подложка *p*-Si определяют термоэмиссионные механизмы переноса электронов и дырок через тонкую *i*-Si нано-базу. При обратном смещении $U_r$<0 преобладает туннелирование дырок через туннельно-прозрачный барьер.

## Список литературы


1. Wilkinson J. P. Pat. 3 624 125 (USA). Nonlinear resonant circuit devices. July 16, 1990.
2. Широков И. Б. Пат. 2584976 (РФ). Способ измерения дальности. Опубл. в Б. И., 2016. № 14.
3. Alt A., Marti D., Bolognesi C. R. Transistor Modeling : Robust Small-Signal Equivalent Circuit Extraction in Various HEMT Technologies // IEEE Microw. Mag. 2013. Vol. 14. No. 4. P. 83–101.
4. Baranov N., Lemishchenko E. Windshear Identification Algorithms by Doppler Pulse Lidar // ITM Web of Conferences. 2019. Vol. 24. No. 01011. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/01/itmconf_amcse18_01011.pdf (дата обращения: 22.06.2019).

# Выделение наночастиц кварца в водной среде [1]

Ковальчук А. А., Коробейникова Ю. Л.

*Институт геологии КарНЦ РАН РАН*
*г. Петрозаводск, 185910, Российская Федерация*
*kovalchuk_aa@krc.karelia.ru*

***Аннотация:*** *Кристаллический кварц шунгитовых пород предлагается как исходный материал для получения наночастиц кварца. Дисперсии наночастиц жильного кварца шунгитовых пород получены в воде без использования стабилизаторов или иных реагентов и характеризуются нейтральными значениями pH. Устойчивость и средний размер наночастиц в дисперсиях можно регулировать, изменяя соотношение порошок/вода на стадии получения дисперсии.*

## 1. Введение

Развивающиеся новые направления использования кварца, такие как нанотехнологическое, биомедицинское, машиностроительное, оптико-электронное, наряду с известным производством теле- и радиоаппаратуры, предъявляют повышенные требования к структурной однородности, дисперсности и чистоте кварцевых частиц. Помимо синтеза наноразмерных частиц кварца ведется также поиск и исследование природного кварца из новых источников [1].

Кварц является основным минералом в составе шунгитовых пород Карелии. Содержание кварца в породах изменяется в широком диапазоне от 1 до 95 вес. % обратно пропорционально содержанию углерода [2]. Наличие графеноподобного шунгитового углерода на поверхности кварцевых частиц и их коллоидная природа позволяют решить проблему стабилизации наночастиц за счет физико-химических свойств природного углерода [3]. Базовый структурный элемент углерода в ряде систем проявляет свойства гомогенизатора и стабилизатора [4].

## 2. Материалы и методы

В качестве объекта исследования был выбран жильный кварц высокоуглеродистых шунгитовых порода Зажогинского месторождения (Карелия, Россия).

Кварц дробился в щековой дробилке и измельчался в керамическом истирателе до размера частиц порошка <50 мкм. Затем порошок многократно промывался дистиллированной водой с последующим пропусканием через фильтр «синяя лента» d <1 мкм.

Оценка размера частиц производилась методами сканирующей электронной микроскопии (СЭМ) и динамического рассеяния света (ДРС). Состав и структурные параметры исходного и промытого водой порошка определялись методами рентгенофлуорисцентного, рентгенофазового (РФА) рентгеноструктурного анализа (РСА) и масс-спектрометрии. Рентгенографирование образцов выполнялось в интервале углов 2θ: 2º–156,5º, с шагом 0,01º, время набора импульсов 3 сек. на CuKα-излучении.

После получения порошка кварцевые частицы переводились в водные дисперсии при помощи ультразвукового диспергатора УЗ-22М с рабочей частотой 22 кГц и мощностью 300 Вт, при изменении соотношения порошок/вода.

Для оценки размеров частиц в дисперсии и их свойств использовали методы: ДРС, СЭМ (на пленках) и комбинационного рассеяния света (КР).

Все исследования проводились на оборудовании Центра коллективного пользования Карельского научного центра РАН.

## 3. Результаты и обсуждение

По данным РСА, все анализируемые порошки представлены α-кварцем [5]. Данные РФА показали, что наиболее распространенными примесями являются Al, Li, Na и Ge, содержание которых варьируется в зависимости от различных обработок исходного порошка кварца и может быть снижено обработкой дистиллированной водой.

[1] Работа выполнена в рамках бюджетной темы ИГ КарНЦ РАН АААА-А18-118020690131-4 и при поддержке Фонда содействия инновациям (соглашение № 16796ГУ/2021).

Большинство проанализированных ранее исходных порошков кварца шунгитовых пород характеризуется размером кристаллитов менее 100 нм, но преимущественно имеют размер в диапазоне 60-80 нм [6]. При этом отмечена специфичность, отличающая кварц шунгитовых пород, например, от кварца кварцито-песчаников. Фрактальная размерность, определенная на кварце кварцито-песчаника составляет – 3,0, тогда как для кварца шунгитовых пород – 2,2, что свидетельствует об изъеденности поверхности, характерной, например, для конденсатов коллоидных частиц.

Уточненные методом полнопрофильного анализа [5] параметры кристаллической решетки кварца показали, что удаление примесей из исследуемых образцов повлияло на параметры элементарной ячейки.

Известно, что изменение pH среды влияет на средний размер и устойчивость наночастиц кварца в дисперсии. В щелочной среде наблюдается агрегация наночастиц и снижение однородности дисперсии при подкислении (увеличение индекса полидисперсности). Все полученные дисперсии имели нейтральное значение pH, средний размер частиц составил 116-121 нм.

Структурные исследования наночастиц кварца шунгитовых пород в водной дисперсии методами КР и СЭМ позволили подтвердить присутствие пленочного углерода, выполняющего роль стабилизатора наночастиц кварца в воде.

## 4. Заключение

Получены устойчивые водные дисперсии наночастиц кварца, имеющие нейтральное значение pH и концентрации наночастиц в диапазоне 0,38-2,89 мг/мл. Устойчивость и средний размер наночастиц в дисперсиях можно регулировать, изменяя соотношение порошок/вода на стадии получения дисперсии. Центрифугирование позволяет получить более узкое распределение частиц по размерам.

Анализ полученных результатов, показал эффективность предложенной технологии выделения и стабилизации наночастиц жильного кварца шунгитовых пород в водной дисперсии. Полученные дисперсии могут быть использованы для получения биоконьюгатов – направленной функционализации наночастиц кварца, а также как модификатор защитных и упрочняющих покрытий для улучшения физико-механических и оптических свойств. Данные покрытия наносятся на поверхности деталей машин на основе легких сплавов для повышения надежности и ресурса работы при циклических, динамических, знакопеременных нагрузках, в условиях повышенных рабочих температур и давлений

## Список литературы


1. Ильичёва О. М., Наумкина Н. И., Лыгина Т. З. О структурном совершенстве природного и синтетического кремнезема // Вестник Казанского технологического университета. 2010. № 8. С.459—464.
2. Bertone J. F., Cizeron J., Wahi R. K., Bosworth J. K., Colvin V. L. Hydrothermal Synthesis of Quartz Nanocrystals // Nano Letters. 2003. Vol. 5. P.655–659.
3. Rozhkov S. P., Goryunov A. S., Rozhkov S. S. Water dispersions of natural graphene-based carbon nanoparticles: ESR spin probe study // Colloids and Surfaces A-Physicochemical and Engineering Aspects. 2018. Vol. 537. P. 549–556.
4. Goryunov A. S., Rozhkov S. P., Rozhkova N. N. Fatty Acid Transfer Between Serum Albumins and Shungite Carbon Nanoparticles and its Effect on Protein Aggregation and Association // European Biophysics Journal. 2020. Vol. 49. No. 1. P.: 85–94
5. Rigaeva Y. L., Rozhkova N. N., Kovalchuk A. A., Ekimova T. A., Tikhomirova E. V. X-ray studies of vein quartz from shungite rocks // Key Engineering Materials. 2020. Vol. 854. P.200–206.
6. Кривандин А. В., Соловьева А. Б., Шаталова О. В., Рожкова Н. Н. Характеристика минеральной фазы шунгитовых пород методом МУРР. В сб. Труды междунар. симпозиума «Углеродсодержащие формации в геологической истории» (Петрозаводск, 2—7 июня 2000 г.). 2000. С. 115—116.

# Гиро-ЛБВ на волне $TE_{02}$

Колосов С.В., Шатилова О.О., Батура М.П.
*Белорусский Государственный Университет Информатики и Радиоэлектроники*
*Минск, 220013, Беларусь*
*kolosov@bsuir.by*

***Аннотация:*** *Рассматриваются два варианта создания гиро-ГБВ на волне $TE_{02}$ . Один – работающий на первой гармонике гирочастоты, второй - умножитель частоты. Описываются достижимые характеристики таких приборов в терагерцовом диапазоне частот такие как, полосы усиления, КПД, коэффициенты усиления и распределения ВЧ полей в продольном и поперечных сечениях.*

## 1. Введение

Создание широкополосных усилителей в диапазоне частот близких к терагерцовому в настоящее время является актуальной задачей. Наиболее перспективными в этом смысле являются гирорезонансные лампы бегущей волны (Гиро-ЛБВ). В данной работе анализируется характеристики гиро-ЛБВ при работе на моде $TE_{02}$, где азимутальный индекс волны равен нулю, а радиальный – двум.

## 2. Результаты расчетов

Для расчетов использовалась программа Gyro-K [1]. Математическая модель процессов, происходящих в гиро приборах, описана в [2]. Расчеты проводились для рабочей частоты 95ГГц и моды волны $TE_{02}$.

В результате оптимизационных расчетов был получен следующий результат. Величина тока электронного потока составляла 18А $\left(\sigma=\frac{\eta_0\mu_0}{c}I_0=0.73723\cdot10^{-3}I_0[A]=0.0135\right)$, ускоряющее напряжение составило 64Кв $\left(\beta_0=\frac{v_0}{c}=\sqrt{1-\frac{1}{\left(1.957\cdot10^{-6}V_0[v]+1\right)^2}}=0.4585\right)$, питч фактор $q=V_\perp/V_\square=1.0$, нормированный радиус волновода $g=\frac{2\pi R_w}{\lambda_0}=7.43$, нормированное значение магнитостатического поля $F(z)=\frac{\mu_0 eH_z^0(z)}{\omega_0}=\frac{1.748\cdot10^{11}\cdot B_0[T]}{2\pi\cdot f_0[Hz]}$ =0.9945, нормированная длина прибора $l=\frac{2\pi L_w}{\lambda_0}=288.38\cdot$ Интегральные характеристики для рассчитанного варианта гиро-ЛБВ показаны на рисунке 1.

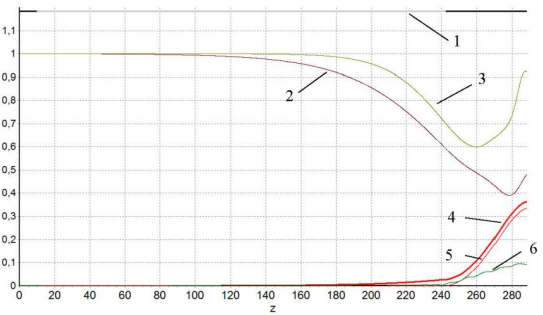



Рис.1. 1 – профиль волновода, 2 – функция поперечной группировки электронов по первой гармонике гирочастоты, 3 – функция поперечной группировки электронов по второй гармонике гирочастоты, 4 – электронной КПД, 5 – волновой КПД, 6 – нормированная амплитуда волны $TE_{02}$, 6 – нормированное значение амплитуды электромагнитной волны

Из этого рисунка следует, что электронный КПД этой гиро-ЛБВ составляет 37%. Заметим, что большая часть волновода (кривая 1) имеет поглощающее ВЧ поле покрытие. Оно отмечено серым цветом, в отличие от медной поверхности, которая на рисунке имеет черный цвет. Полоса усиления составила 12.6% при коэффициенте усиления 41.7дБ.

Подобный вариант гиро-ЛБВ рассмотрен в [3]. Однако КПД там составлял 29%, полоса усиления – 7.5% при коэффициенте усиления 32дБ.

Как следует из рисунка 1, в данной гиро-ЛБВ достаточно эффективно происходит поперечная группировка электронного потока на второй гармонике гирочастоты (кривая 3).

Поэтому был исследован вариант умножителя частоты на гиро-ЛБВ на волне $TE_{02}$. Результаты расчетов представлены на рисунках 2-4.

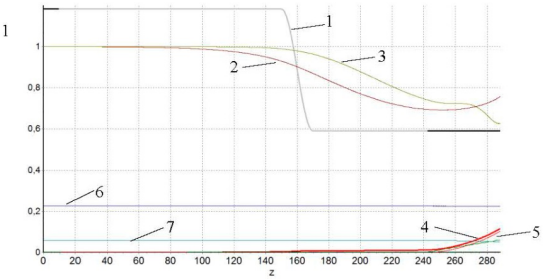



Рис.2. 1 – профиль волновода, 2 – функция поперечной группировки электронов по первой гармонике гирочастоты, 3 – функция поперечной группировки электронов по второй гармонике гирочастоты, 4 – электронной КПД, 5 – волновой КПД, 6 – нормированная амплитуда волны $TE_{02}$, 6 – радиус ведущего центра вращения электронов, 7 – радиус вращения электронов.

Для эффективной работы такой ЛБВ пришлось увеличить величину электронного тока в 1.4 раза и входную мощность в 1.3 раза. Электронный КПД достигает 12%, а полоса усиления – 7.2%

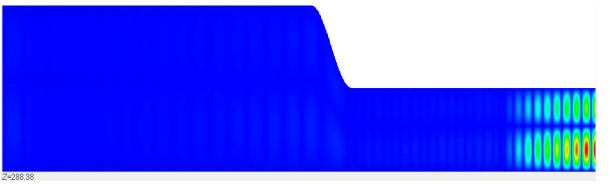


Рис.3. Распределение модуля напряженности электромагнитного поля в продольном сечении волновода

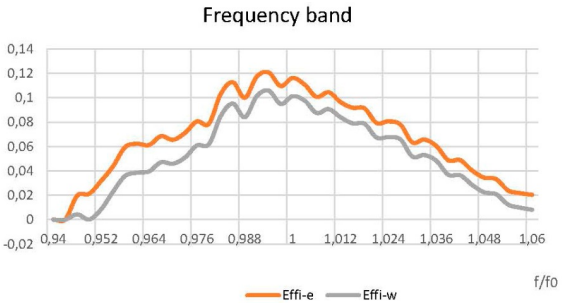



Рис.4. Частотная характеристика гиро-ЛБВ – умножителя частоты

## 3. Заключение

Гиро ЛБВ на моде $TE_{02}$ обеспечивает хорошие характеристики прибора, как по КПД, по полосе усиления и по коэффициенту усиления. Гиро ЛБВ умножитель частоты позволяет продвинутся в более высокочастотный диапазон частот при вполне приемлемых параметрах электронного потока, волновода и магнитостатического поля.

### Список литературы

1. 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.
2. Kolosov S.V. Optimization of microwave devices with irregular waveguide // LAP LAMPERT Academic Publishing RU, 2019, 192p.
3. Xu Zeng; Chaohai Du and others, Design and Preliminary Experiment of W-Band Broadband $TE_{02}$ Mode Gyro-TWT // Electronics 2021, 10, 1950-1964

# Теоретическое исследование и численное моделирование сильноточного релятивистского гиротрона миллиметрового диапазона длин волн в режиме умножения частоты [1]

[1] Леонтьев А.Н., [1] Гинзбург Н.С., [1] Зотова И.В., [2] Розенталь Р.М., [1] Малкин А.М., [1] Сергеев А.С.

[1] *Институт прикладной физики РАН*
*г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация*
[2] *Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского лаборатория источников интенсивного излучения миллиметрового диапазона*
*г. Нижний Новгород, пр.Гагарина, 23, 603022, Российская Федерация*
*leontiev@ipfran.ru*

***Аннотация:*** *В рамках усредненных уравнений и на основе трехмерного моделирования методом крупных частиц исследован режим умножения частоты в сильноточном релятивистском гиротроне. Показано, что мощность излучения на третьей гармонике может достигать мегаваттного уровня на частоте 0.3 ТГц.*

## 1. Введение

В настоящее время одними из наиболее мощных источников излучения субтерагерцового диапазона являются гиротроны, которые в импульсном режиме обеспечивают уровни мощности в сотни киловатт в диапазоне 0.3-0.7 ТГц при работе на основном циклотронном резонансе [1]. Однако необходимость создания достаточно сильных магнитных полей в большом объеме является одним из ключевых факторов, ограничивающих продвижение мощных гиротронов в более высокочастотные диапазоны. В этой связи, как с целью повышения частоты генерации при заданной величине магнитного поля, так и для снижения магнитного поля на заданной частоте, представляет интерес исследование генерации излучения на циклотронных гармониках. Одной из привлекательных возможностей здесь является использовании эффекта умножения частоты. При этом, поскольку электронный пучок является нелинейной средой, в нем под воздействием внешней или сгенерированной самим пучком низкочастотной (НЧ) волны возникают гармоники тока, которые обеспечивают последующее высокочастотное (ВЧ) излучение на гармониках частоты исходной волны.

Данный механизм особенно привлекателен для применения в сильноточных релятивистских гиротронах, поскольку степень спадания коэффициентов связи электронного пучка с электромагнитным полем с увеличением номера циклотронной гармоники уменьшается при увеличении энергии электронов [2].

## 2. Моделирование на основе усредненных уравнений

Рассмотрим модель гиротрона в виде отрезка слабонерегулярного цилиндрического волновода, в котором винтовой электронный пучок возбуждает несколько ТЕ-мод на соответствующих циклотронных гармониках. Электронно-волновое взаимодействие  этом случае может быть описано самосогласованной системой уравнений, включающей в себя неоднородное параболическое уравнение для комплексной амплитуды каждой моды, возбуждающий ток в правой части которого находится путем решения усредненного по циклотронному периоду уравнения движения электронов в суммарном поле рассматриваемых мод аналогично [3].

Результаты моделирования взаимодействия электронного пучка с энергией частиц 500 keV, током 2 кА, питч-фактором $g = 1$ и начальным разбросом по поперечным скоростям около 20% с модой $TE_{-4,2}$ с рабочей частотой 100 ГГц на основной циклотронной гармонике и модой $TE_{-12,4}$ на третьей гармонике представлены на рис.1. Максимальная мощность излучения на основном циклотронном резонансе $P_1$ достигает почти 200 МВт при магнитном поле около 5.5 Т и плавно спадает по мере его увеличения. В свою очередь, по мере роста магнитного поля, мощность излучения на третьей гармонике $P_3$ плавно нарастает, достигая максимального значения более 1 МВт. Коэффициент нелинейной трансформации, таким образом, изменяется в диапазоне 0.1-2%, что существенно превышает значения, характерные для слаборелятивистских гиротронов.

[1] Исследование выполнено в рамках государственного задания №0030-2021-0027 Программа "Развитие техники, технологий и научных исследований в области использования атомной энергии в Российской Федерации на период до 2024 года".

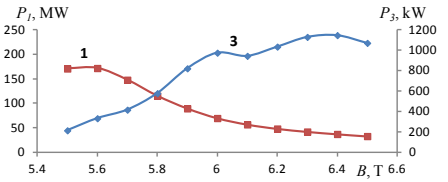



Рис. 1. Моделирование на основе усредненных уравнений. Зависимость мощности генерации на основной гармонике $P_1$ и третьей гармонике $P_3$ от величины магнитного поля.

## 3. PIC-моделирование

Для более полного анализа характеристик генерации на высоких циклотронных гармониках расчеты гиротрона были также выполнены на основе трехмерного PIC моделирования методом крупных частиц с использованием программы CST Particle Studio. На рис.2а представлена геометрия пространства взаимодействия, мгновенное положение макрочастиц и их распределение по энергиям. На рис.2б,в показаны поперечные структуры высокочастотного поля для моды $TE_{-4,2}$, возбуждаемой на первой гармонике гирочастота, и на моде $TE_{-12,4}$, возбуждаемой на третьей гармонике. На рис.2г показана зависимость мощности излучения от величины магнитного поля на основной рабочей моде $TE_{-4,2}$ и моде $TE_{-12,4}$. Частота излучения на третьей гармонике ровно в три раза превышает частоту генерации на первой гармонике и составляет 300 ГГц (Рис.2д,е). Максимальный уровень мощности на третьей гармонике достигает 0.8 МВт.

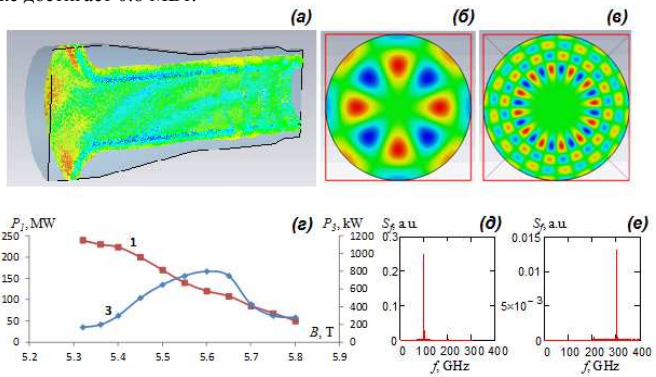



Рис. 2. Результаты трехмерного PIC моделирования: геометрия резонатора гиротрона и мгновенное положение частиц (а), поперечное распределение возбуждаемого высокочастотного поля моды $TE_{-4,2}$ (б) на первой и моды $TE_{-12,4}$ (в) на третьей циклотронной гармонике, зависимость мощности генерации на основной гармонике $P_1$ и третьей гармонике $P_3$ от величины магнитного поля (г), спектр выходного излучения гиротрона на модах $TE_{-4,2}$ (д) и $TE_{-12,4}$ (е).

## 4. Заключение

Таким образом, результаты моделирования показывают возможность достижения в релятивистских гиротронах субмегаваттного уровня мощности излучения в диапазоне 300 ГГц при генерации на третьей циклотронных гармониках с кратным снижением величины магнитного поля.

Отметим, что в настоящее время ведется разработка релятивистских гиротронов с выходной мощностью около 80 МВт с рабочей частотой 300 ГГц на основном циклотронном резонансе. Соответственно, в подобных гиротронах в режиме умножения частоты можно рассчитывать на получение излучения с уровнем мощности в сотни киловатт в диапазоне >1.5 ТГц.

### Список литературы

1. M. Thumm State-of-the-Art of High-Power Gyro-Devices and Free Electron Masers // J. Infrared Millim. THz Waves. 2020. V. 41. No. 1. P. 1.
2. В.Л. Братман, Н.С. Гинзбург, Г.С. Нусинович, М.И. Петелин, В.К. Юлпатов. "Циклотронные и синхротронные мазеры" / В кн. "Релятивистская высокочастотная электроника". – Горький: ИПФАН СССР, 1979. – С.157-216.
3. O. Dumbrajs et al Start-up scenario of a high-power pulsed gyrotron for 300 GHz band collective Thomson scattering diagnostics in the large helical device // Phys. Plasmas. 2016. V. 23. Art.no. 093109.

# Субтерагерцовый частотно-перестраиваемый квазиоптический гиротрон с шестизеркальным резонатором конфокального типа[1]

[1] Заславский В.Ю., [1] Глявин М.Ю., [1] Зотова И.В., [1] Соболев Д.И.

[1] *Институт прикладной физики РАН*
*г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация*
*zas-vladislav@ipfran.ru*

***Аннотация:*** *Для реализации мощных частотно-перестраиваемых гиротронов субтерагерцового диапазона предлагается использовать квазиоптическую 6-зеркальную электродинамическую систему в виде суперпозиции трех конфокальных резонаторов, расположенных под углом 60 градусов друг к другу. Такая система обеспечивает высокие селективные свойства для рабочей моды с квазиоднородной азимутальной структурой поля на половине расстояния от центра к любому зеркалу. Таким образом, довольно высокая эффективность взаимодействия может быть достигнута при использовании традиционных трубчатых винтовых электронных пучков. В рамках 3D PIC моделирования показано, что гиротрон с 6-зеркальным резонатором конфокального типа позволяет обеспечить выходную мощность 6-10 кВт в диапазоне частот 200-207 ГГц.*

## 1. Введение

С точки зрения обеспечения селективного возбуждения рабочей моды в гиротронах перспективно использование многозеркальных «открытых» резонаторов [1, 2]. В частности, в работе рассматривается 6-зеркальная конфокальная электродинамическая система (рис. 1). Достоинством такой геометрии является эффективная электродинамическая селекция мод по двум координатам (продольной и поперечной). На данном этапе исследований продемонстрирована работоспособность указанной электродинамической системы генератора в 200 ГГц диапазоне частот в рамках комбинированного подхода, основанного на аналитических оценках и трёхмерном моделировании, в котором определены характеристики рабочей моды «модифицированного» резонатора (частота, структура, добротность). Проведено трёхмерное PIC моделирование гиротрона с указанным «модифицированным» резонатором, показывающее возможность получения мощной узкополосной одномодовой генерации.

## 2. Трёхмерное моделирование 200 ГГц гиротрона с шести-зеркальным резонатором

Первоначальные оценки параметров шести-зеркальных конфокальных резонаторов гиротронного типа были основаны на методе, продолженным в работах [1, 2]. Дальнейшее детальное исследование электродинамических свойств указанных резонаторов проводилось с помощью трёхмерного электромагнитного кода CST Microwave Studio. Один из возможных методов определения собственных мод электродинамической системы заключается в её возбуждении внешним начальным электромагнитным импульсом. Пусть такой импульс задаётся точечным источником, расположенным внутри резонатора. Анализировалась эволюция поля внутри резонатора. Очевидно, что после нескольких проходов волн по резонатору, в спектре излучения должны формироваться характерные максимумы, соответствующие положению наиболее высокодобротных собственных мод. Добротность каждой моды пропорциональна ширине спектральной линии.

На рис. 1а, б показана схема резонатора, использованная в моделировании. Резонатор имеет форму шести зеркального конфокального волновода, в котором на катодном конце пространства взаимодействия реализованы закритические сужения. В выходной, коллекторной части было реализовано коническое расширение, на конце которого ставились «излучательные» граничные условия, соответствующие полностью согласованной открытой системе. Параметры резонатора выбирались близкими к параметрам планируемых экспериментальных исследований. Результаты моделирования приведены на рис. 1в, г. и демонстрируют, что на заключительной стадии эволюции в спектре излучения доминирует основная мода $TE_{3,25,1}$, обладающая наибольшей дифракционной добротностью $Q \sim 10000$.

Далее было проведено трёхмерное PIC моделирование электронно-волнового взаимодействия в гиротроне с разработанной «открытой» электродинамической системой. Генератор запитывался трубчатым винтовым электронным пучком с током 5 А, энергией 30 кэВ и питч-фактором 1.2. Величина магнитного поля ~ 7.5 Тл соответствовала резонансу с рабочей модой $TE_{3,25,1}$ на основной циклотронной гармонике.

[1] Работа поддержана в рамках государственного задания ИПФ РАН по теме № 0030-2021-0027

Анализ электронно-волнового взаимодействия показал установление стационарного одночастотного режима генерации на рабочей моде, реализующийся в достаточно широкой области параметров (рис. 2). В стационарном режиме генерации пространственная структура излучения соответствовала моде $TE_{3,25,1}$ (рис. 2в). Найдена область значений магнитного поля, в которой имело место возбуждение моды с одной продольной вариацией поля. В рассматриваемых вариантах эффективность генерации составила ~ 7 % при уровне мощности ~ 10 кВт. Важной особенностью рассматриваемой схемы генератора является возможность плавной широкополосной перестройки частоты излучения. В рассматриваемом варианте перестройка частоты составляет несколько процентов (200 – 207 ГГц, см. рис. 2г).

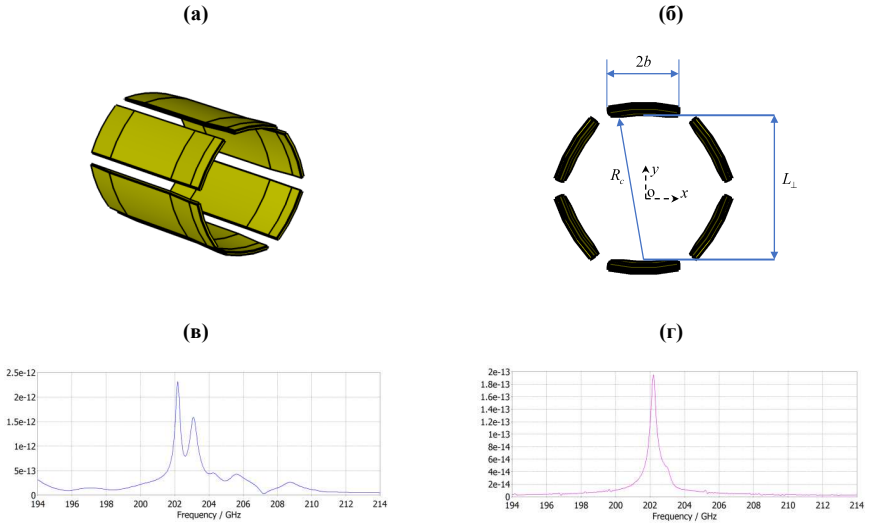



**Рис. 1.** Результаты трёхмерного моделирования возбуждения шести зеркального резонатора 200 ГГц гиротрона (работающего на первой гармонике гирочастоты) коротким электромагнитным импульсом: **(а)** схема резонатора, **(б)** поперечное сечение шести зеркального волновода. **(в)** Спектр ВЧ-поля на начальной и **(г)** конечной стадии эволюции (параметры: $b = 4.2mm, L_\perp = 18.5mm, L_\square = 15mm$ ).

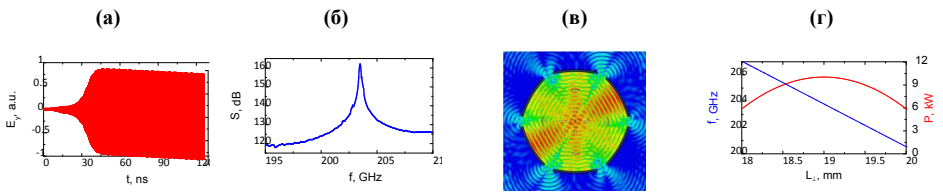



**Рис. 2.** Результаты PIC моделирования 200 ГГц гиротрона с шести зеркальным конфокальным резонатором. **(а)** Установление стационарного режима генерации, **(б)** спектр излучения, **(в)** структура поля в стационарном режиме, соответствующая возбуждению рабочей моды $TE_{3,25,1}$. **(г)** Зависимость выходной мощности и частоты генерации от расстояния между зеркалами $L_\perp$ .

## Список литературы

1. R. J. Temkin, D. K. Abe, R. J. Barker, B. Levush, G. S. Nusinovich, J. C. Rodgers, M. Shapiro, and J. R. Sirigiri, in Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics, edited by R. J. Barker, J. H. Booske, N. C. Luhmann, Jr., and G. S. Nusinovich (IEEE Press, WileyInterscience, 2005), Chap. 11.
2. G. S. Nusinovich, “Efficiency of the gyrotron with single and double confocal resonators,” Physics of Plasmas 25, 073104 (2018); https://doi.org/10.1063/1.5042535.

# Регуляризация формирования волн-убийц в гиротронах за счет периодической инжекции электронного потока [1]

[1,2] Розенталь Р.М., [1] Гинзбург Н.С., [1] Зотова И.В., [1] Леонтьев А.Н., [3] Розенталь С.Р., [1] Сергеев А.С.

[1] *Институт прикладной физики РАН*
*г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация*
[2] *Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,*
*Лаборатория источников интенсивного излучения миллиметрового диапазона*
*г. Нижний Новгород, пр.Гагарина, 23, 603022, Российская Федерация*
[3] *Московский физико-технический институт*
*г. Долгопрудный, Институтский переулок, д.9., 141701, Российская Федерация*
*leontiev@ipfran.ru*

***Аннотация:*** *В гиротронах **в** условиях большой надкритичности (превышения рабочего тока над стартовым значением) возможно формирование т.н. "волн-убийц" – импульсов с пиковой мощностью в несколько раз превосходящих среднюю мощность электронного потока. Однако их появление носит случайный характер, что затрудняет их практическое применение. Для регуляризации формирования волн-убийц предложено использовать периодическую инжекцию электронного потока. Результаты моделирования на основе усредненных уравнений показывают, что в этом случае значительно увеличивается предсказуемость появления волн-убийц.*

## 1. Введение

Гиротроны являются в настоящее время самыми мощными источниками излучения миллиметрового диапазона. В работе [1] 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 – т.н. "волн-убийц" [2]. Однако появление таких импульсов носит случайный характер, что значительно затрудняет их практическое применение. В данной работе предлагается метод регуляризации формирования волн-убийц за счет периодической инжекции электронного потока.

## 2. Модель и основные уравнения

Рассмотрим модель гиротрона с рабочим пространством в виде отрезка регулярного волновода, возбуждаемого винтовым электронным пучком в сечении от $z = 0$ до $z = L$. Динамику гиротрона будем описывать следующей системой уравнений для амплитуды волны $a$ и изменения нормированных поперечного и продольного импульсов $p_+, \hat{p}_{||}$:

$$
\begin{aligned}
& i\frac{\partial^2 a}{\partial Z^2}+\frac{\partial a}{\partial \tau}=i\frac{I_0}{2\pi}\int_0^{2\pi}\frac{p_+}{\hat{p}_{||}}d\theta_0, \\
& \left[\frac{\partial}{\partial Z}+\frac{g_0^2}{4}\frac{\partial}{\partial \tau}\right]p_+ + i\frac{p_+}{\hat{p}_{||}}\left(\Delta(Z)-1+|p_+|^2+\frac{\hat{p}_{||}^{\,2}-1}{g^2}\right)=i\frac{a}{\hat{p}_{||}}+\frac{\beta_{\perp 0}^2}{2}\frac{\partial a}{\partial Z} \qquad (1) \\
& \left[\frac{\partial}{\partial Z}+\frac{g_0^2}{4}\frac{\partial}{\partial \tau}\right]\hat{p}_{||}=-g^2\frac{\beta_{\perp 0}^2}{2}\mathrm{Re}\left(\frac{\partial a}{\partial Z}\frac{p_+^*}{\hat{p}_{||}}\right)
\end{aligned}
$$

Излучаемые импульсы удобно характеризовать коэффициентом конверсии $K$, представляющим собой отношение мощности СВЧ излучения $P$ к мощности электронного потока $P_{beam}$. Рассмотрим далее динамику гиротрона с питч-фактором электронного пучка $g_0 = 1.3$, нормированной длиной $L = 15$, параметром тока $I_0 = 3.0$ и значением расстройки синхронизма $\Delta = –0.7$. Механизм возникновения волн-убийц включает в себя формирование относительно длинного инициирующего импульса излучения на обратной волне. При этом инициирующие импульсы на обратной волне формируются почти регулярно (Рис.1а). В свою очередь, практически каждый инициирующий импульс приводит к возникновению импульса на попутной волне. Однако, пиковая мощность последних может варьиро-

[1] Исследование выполнено при поддержке Научно-образовательного математического центра Нижегородского государственного университета им. Н.И.Лобачевского в рамках соглашения с Министерством науки и высшего образования РФ № 075-02-2020-1632.

ваться в очень больших пределах, что демонстрирует Рис.1б. Фактически, возникновение мощных импульсов носит непредсказуемый характер, что, очевидно, затрудняет их практическое применение.

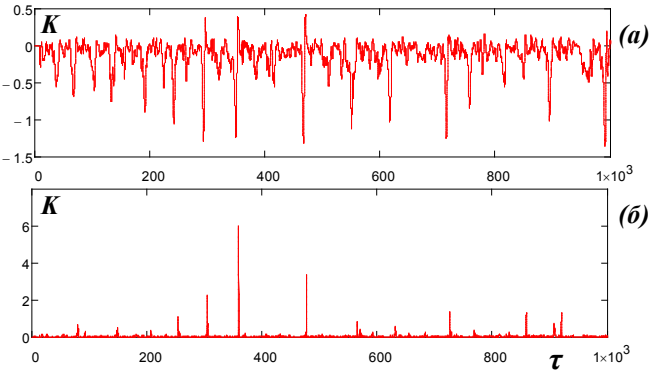



Рис. 1. Зависимость от времени коэффициента конверсии в условиях постоянного тока электронного пучка: (а) – на левом краю пространства взаимодействия, (б) – в выходном сечении гиротрона.

Для улучшения предсказуемости формирования волн-убийц в данной работе предлагается применить периодическую инжекцию электронного потока. Длительность единичного электронного импульса необходимо подобрать таким образом, чтобы он инициировал только одну волну-убийцу большой мощности. В свою очередь, период инжекции таких импульсов должен быть достаточно большим, чтобы сформированные в системе излучение успело покинуть область электронно-волнового взаимодействия и не оказывало влияния на формирование следующего мощного импульса. Для моделирования периодической инжекции электронного потока в системе уравнений (1) задавалось периодическое изменение нормированного параметра тока $I_0 = I_0(\tau)$. На рис.2 представлены результаты моделирования при значениях нормированной длительности единичного электронного импульса равной 100 и периода следования импульсов равной 1000. Видно, что с высокой долей вероятности единичный электронный импульс вызывает формирование волны-убийцы с коэффициентом конверсии $K > 4$.

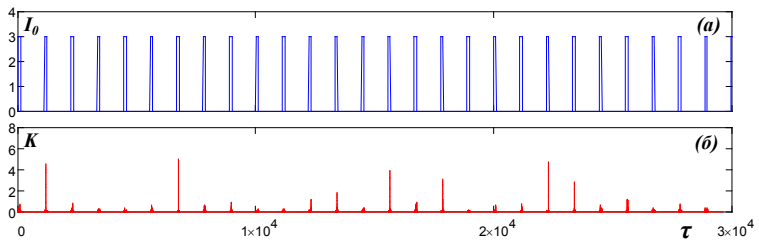



Рис. 2. Зависимость от времени нормированного параметра тока $I_0$ (а) и коэффициента конверсии $K$ (б).

## 3. Заключение

Регуляризация формирования волн-убийц в гиротронах открывает новые возможности для создания мощных источников импульсного излучения миллиметрового диапазона, включая исследование подобных процессов для гиротронов с субгигаваттной выходной мощностью [3].

## Список литературы

1. Розенталь Р.М. и др. Генерация широкополосного хаотического излучения в гиротронах в режиме перекрытия высокочастотного и низкочастотного резонансов // ЖТФ. – 2017. – Т.87. – №10. – С. 1555-1561.
2. Ginzburg N.S. et al Generation of Rogue Waves in Gyrotrons Operating in the Regime of Developed Turbulence // Phys. Rev. Lett. – 2017. – V.119. – Art.no. 034801.
3. Розенталь Р.М. и др. Генерация волн-убийц в гиротронах с сильноточными релятивистскими пучками // Изв. РАН. Сер. физическая. – 2020. – Т. 84. – № 2. – С. 243-246.

# О повышении рабочей частоты гиротронов

Запевалов В.Е.

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

***Аннотация:*** *Рассмотрены современное состояние разработок терагерцовых гиротронов и тенденции их дальнейшего развития в плане повышения частоты генерации при работе в стационарном и в импульсном магнитном поле.*

## 1. Введение

Гиротрон основан на синхронном взаимодействии винтового электронного пучка (ВЭП) и электромагнитной волны [1-4]. Для эффективного взаимодействия должно удовлетворяться условие синхронизма на гирочастоте или ее гармониках.

$$\omega \approx n\omega_h \ , \qquad (1)$$

где $\omega_H$ - циклотронная частота (гирочастота), $n$-номер циклотронной гармоники. Для реализации условия (1) в ТГц диапазоне частот гиротроны должны работать при наличии очень сильных магнитных полей, либо на гармониках циклотронной частоты. За минувшие годы созданы мощные высокоэффективные гиротроны мм и субмм диапазонов [1-4] и сформировался ряд научных направлений, развитие которых обусловлено наличием этих источников [3-5]. Для ряда приложений нужны повышение частоты и мощности гиротронов, но сложность задачи обостряется техническими возможностями современных магнитных систем [3, 4, 7, 8], проблемой конкуренции мод и омических потерь, особенно в гиротронах, работающих на гармониках циклотронной частоты [2, 3]. В этой связи перспективны импульсные магниты для гиротронов, допускающие повышение магнитной индукции и частоты. В процессе разработки гироприборов требуется учет как физических факторов (конкуренция мод, омические потери и др.), так и конструктивных особенностей основных подсистем.

## 2. Стационарное магнитное поле

Среди основных приложений гиротронов, работающих в непрерывном режиме в стационарном магнитном поле, воздействие на плазму в установках УТС (токамаки, стеллараторы и др.), спектроскопические приложения (ДПЯ ЯМР, нелинейная спектроскопия и др.). Эти приложения основаны на резонансном воздействии на объект, и есть устойчивая тенденция к повышению рабочих частот.

Успешное многолетнее использование гиротронов для УТС привело к разработке ЭЦР комплексов нового поколения для токамака ITER и стелларатора W-7X. Рабочие частоты гиротронов при этом потребовалось увеличить до 140 и 170ГГц, а для будущего DEMO до 230-250ГГц, при сохранении мощности единичного гиротрона на уровне 1 МВт в непрерывном режиме. Для работы всех этих гиротронов необходимы соответствующие криомагниты с величиной магнитного поля от 5 до 10 Тл и проходным отверстием от 160 до 240 мм, как правило «сухие» (т.е. без сжиженных газов).

Динамическая поляризация ядер (ДПЯ), позволяет резко повысить чувствительность ЯМР спектрометров. Требуемая мощность гиротронов порядка 40-100 Вт, но требуется высокая стабильность параметров и конкретные рабочие частоты. Основной производитель гиротроных комплексов для ДПЯ фирма Брукер (Bruker) в кооперации с СиПиАй (CPI), США, которая выпустила более 20 установок за последние годы с частотами от 0,26 до 0.59 ТГц. В ИПФ РАН также были разработаны установки такого назначения [11]. Продвижение к более высоким частотам для ДПЯ продолжается.

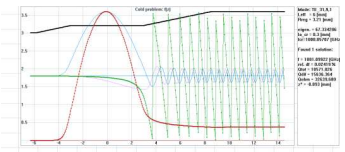
## 3. Импульсные поля

В плане продвижения к высоким частотам значительные перспективы представляет использование для гиротронов импульсных магнитных систем. Успешное применение таких систем позволило продемонстрировать рекордные значения частоты и мощности, недоступные для других приборов [4, 6] и новые разнообразные приложения такого излучения были успешно реализованы. В недавних экспериментах ИПФ использование специально разработанного соленоида с магнитным полем до 50 Тл позволило получить генерацию в одиночных импульсах длительностью 50 мкс на рекордных частотах 1-1,3 ТГц с мощностью 5-0.5 кВт [6]. В ИПФ развивается технология, которая обеспечит создание импульсных соленоидов с индукцией до 30 Тл и частотой повторения импульсов до 0,1 Гц. Это

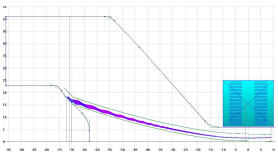
позволит реализовать гиротроны на основном циклотронном резонансе и второй гармонике с частотой генерации до 0,8—1,6 ТГц при пиковой мощности в несколько сотен киловатт и средней мощности порядка 1 Вт.

Корпус лампы и резонатор в виде проводящих оболочек экранируют переменное магнитное поле, кроме того на них возникают большие силовые нагрузки [7-9]. Для ослабления этого эффекта корпус может быть изготовлен из материала с низкой электропроводностью. Аналогично, основа резонатора из материала с низкой проводимостью с нанесением внутри тонкого хорошо проводящего слоя. Для уменьшения экранирования также могут использоваться многозеркальные резонаторы. Кардинальным решением проблемы экранировки является размещение магнитной системы, например магнита Фонера [8], внутри вакуумного объема и совмещение поверхности резонатора с внутренней поверхностью магнита. Слабая неоднородность профиля резонатора практически не влияет на свойства магнита. Отметим, что магнитное поле на краях магнита снижается, что приводит к увеличению ведущего радиуса ВЭП и накладывает ограничение на выбор рабочих мод $TE_{mp.}$ в резонаторе.

Рассмотрим гиротрон с частотой 1 ТГц, рабочая мода $TE_{31,9}$ , с использованием магнитной системы из [8], с внутренним диаметром 6,3 мм, наружный 25 мм, длина 20 мм, максимальное поле 70 Тл, рабочее около 38.4 Тл. На рисунке 1 приведены профиль резонатора, распределение ВЧ поля, электроды ЭОС, магнитная система, траектории электронов. При $U_0$=50 *кВ*, $I$=20.3 *А*, $t_\perp$=0.6, ($g$=1.2), $R_0$=1.55 *мм,* получаем КПД $\eta$ =17.8%, $P$=180,3 *кВт.* Аналогично спроектирован гиротрон с частотой 1.5 ТГц, рабочая мода $TE_{47,13}$, поле около 58 *Тл*, $U_0$=50 *кВ*, $I$=8.3 *А*, $t_\perp$=0.6, $\eta$ =11.3%, $P$=46,8 *кВт.*



(a)



(b)

Рис. 1. Профиль резонатора (a), ЭОС гиротрона (b)

Самые высокие воспроизводимые значения магнитного поля в настоящее время достигнуты с использованием одновиткового соленоида [7, 8]. На основе такого соленоида также могут быть разработаны гирорезонансные приборы. Резонатор, совмещенный с внутренней поверхностью такого магнита, обладает очевидным сходством с двухзеркальным резонатором [2]. Предварительные оценки показывают, что могут быть созданы такие гиротроны с частотой до 3 ТГц и более.

## 4. Заключение

Рассмотрены перспективные варианты гиротронов с точки зрения повышения частоты при использовании стационарных и импульсных магнитных полей.

Работа выполнена при поддержке госзадания ИПФ РАН Проект № 0030-2021-0027.

### Список литературы

1. G.S.Nusinovich, M.Thumm, M.I. Petelin. The Gyrotron at 50: Historical Overview. J. Infrared Mm THz Waves (2014) 35:325–381.
2. G.S.Nusinovich. Introduction to the Physics of Gyrotrons. Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 2004.
3. Sh.E.Tsimring, Electron beams and microwave vacuum electronics, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
4. M.Thumm. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. KIT Scientific Publishing, 2018. “
5. Applications of High-Power Microwaves. ed. By A. V. Gaponov-Grekhov and V. L. Granatstein, Artech House, Norwood, MA, 1994.
6. Glyavin M.Yu, Sabchevski, S., Idehara, T., et al. Novel and Emerging Applications of the Gyrotrons Worldwide: Current Status and Prospects. Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2021, vol. 42, P. 1-27
7. Монтгомери Д.Б. Получение сильных магнитных полей: с помощью соленоидов. Изд-во «Мир», 1972
8. .Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. Изд-во «Мир», 1972.
9. В.В. Васильев, Л.Л. Коленский, Ю.А. Медведев, Б.М. Степанов. Проводящие оболочки в импульсном электромагнитном поле. М., Энергоатомиздат, 1982.

# Релятивистский гиротрон миллиметрового диапазона длин волн с модой TE6.3 на второй циклотронной гармонике[1]

Иляков Е. В., Кулагин И. С., Мануилов В.Н.,
Завольский Н.А., Семёнов Е. С., Шевченко А. С.

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

***Аннотация:*** *В релятивистском импульсном гиротроне получена генерация на второй циклотронной гармонике на модах TE6.3 (55 ГГц) и TE1.5 (53.5 ГГц) с высоким КПД и мощностью 1.2 – 1.3 МВт. Повышение тока в электронном пучке препятствует устойчивой генерации.*

## 1. Введение

В настоящее время гиротроны, имеющие в слаборелятивистском диапазоне энергий уровень мощности около 2 МВт, в области умеренного релятивизма (200÷500 кэВ) достигают уровня до 10 МВт при КПД до 50% [1]. Благодаря эффективной работе на второй и более высоких циклотронных гармониках гиротроны продвинулись в более коротковолновые диапазоны [2, 3], 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 [3] на моде TE11.2 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 пробои.

## 2. Выбор режима работы гиротрона на второй и более высоких гармониках

Нами рассматривались различные возможности возбудить устойчивую рабочую волну. 1) Например, в гиротроне [3] можно уйти от пробоев, уменьшив добротность резонатора с помощью короткой цилиндрической ступеньки перед выходным конусом (см. [4]). 2) На переднем фронте высоковольтного импульса релятивистского гиротрона распределение электрического поля в трехэлектродной электронной пушке зависит не только от резистивного делителя, но и от конструктивных ёмкостей, что может привести к повышенному питч-фактору на фронте и возбуждению паразитной моды. Изменение элементов схемы устраняет эти недостатки. 3) Однако, пучок с нужными для генерации параметрами можно подать в резонатор существенно быстрее по сравнению с фронтом импульса, если применить входную диафрагму, которую ламинарный пучок может обойти только при требуемом напряжении питания [5]. 4) Выделить рабочую моду можно, используя в резонаторе продольные дроссельные канавки с глубиной, настроенной на диапазон рабочей моды, которые будут препятствовать возбуждению мод основной гармоники [6]. 5) Можно воспользоваться для прореживания спектра сквозными щелями [7] или связанными резонаторами [8].

## 3. Работа релятивистского гиротрона с модой TE6.3 на второй гармонике

Ниже рассматривается релятивистский гиротрон, для которого не применялись перечисленные выше методы селекции мод, исключая борьбу с повышением питч-фактора на переднем фронте пучка. Рабочей модой гиротрона была мода TE6.3 с расчетной мощностью, сопровождающейся более низкими СВЧ полями, чем мода TE11.2 [3]. Спектр мод в окрестности второго максимума функции возбуждения моды TE6.3 показан на рис. 1.

Эксперименты с этим гиротроном показали уверенную генерацию на второй гармонике не только расчетной моды TE6.3 на частоте 55 ГГц, но и близко расположенной моды TE1.5 на частоте 53.5 ГГц (рис. 2). Полученные значения КПД несколько превышают расчетные для питч-фактора 1.3, но, скорее всего, в эксперименте питч-фактор был выше.

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-02-00274.

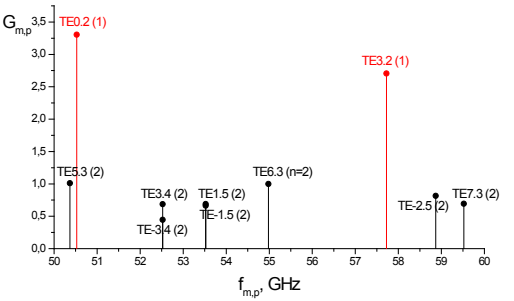



Рис. 1. Спектр мод в окрестности TE6.3 на частотах второй гармоники; m, p – индексы моды (в скобках указан номер гармоники)

При превышении токов 13-14 А наблюдалось появление дополнительных мод на основной и второй гармониках гирочастоты, сменявших друг друга в пределах высоковольтного импульса. Видимо, для получения более мощной однородной генерации требуется применение методов селекции, о которых упоминалось выше.

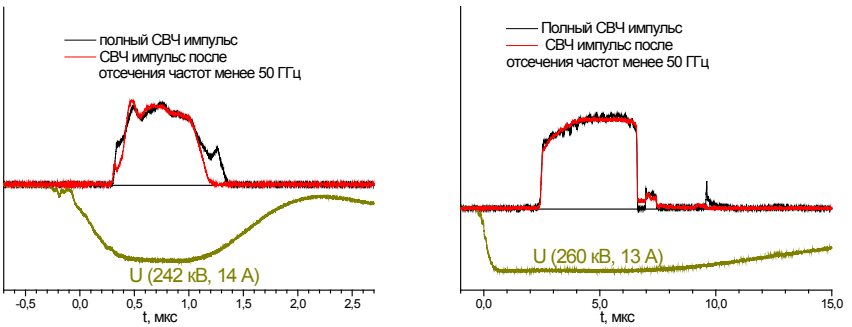



Рис. 2. Генерация мод на второй гармонике: слева – TE6.3 (1.3 МВт, КПД 38%, на фронтах наблюдается появление других мод); справа – TE1.5 (1.2 МВт, КПД 35%)

## Список литературы


1. Зайцев Н. И., Завольский Н. А., Запевалов В. Е. и др. Десятимегаваттный импульсный гиротрон с длиной волны 1 см и КПД 50% // Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т. 46. № 10. С. 914–918.
2. 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.
3. 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.
4. Завольский Н. А., Иляков Е. В., Кулагин И.С. и др. Повышение мощности в релятивистском гиротроне на второй циклотронной гармонике в близких к СВЧ пробою условиях // В сб. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Вып.3. Севастополь. 2021. С. 299-300. (Тезисы конф. КрыМиКо, 5-11 сентября, 2021).
5. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Экспериментальное исследование релятивистского гиротрона миллиметрового диапазона длин волн на второй циклотронной гармонике // XXIII научно-технич. конф. «Вакуумная наука и техника». Материалы конференции, сентябрь 2016, Крым, Судак. С.29-33.
6. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Исследование возможности генерации в релятивистском гиротроне на второй гармонике гирочастоты с селекцией рабочей моды продольными дроссельными канавками // «Вакуумная наука и техника». Материалы XXVII научно-технической конференции. Крым, Судак, 2020, 14-19 сентября. С.22-26.
7. Иляков Е. В., Кулагин И.С., Мануилов В.Н. и др. Селекция рабочей моды в релятивистском гиротроне с двухзеркальным резонатором // 29-я Межд. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо`2019). Тезисы докладов. С.129-130.
8. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Релятивистский гиротрон на третьей гармонике гирочастоты со связанными резонаторами // 30-я Межд. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо`2020). Тезисы докладов. С.329-330.

# Исследование возможности существования мультипактора в скрещенных полях в 8-мм диапазоне длин волн[1]

Иляков Е. В., Кулагин И. С., Шевченко А. С.

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

***Аннотация:*** *Приводятся результаты экспериментальных исследований, в которых создавались условия для развития мультипакторного разряда в скрещенных полях в прямоугольном волноводе 8-мм диапазона длин волн. Зарегистрировать разряд не удалось, скорее всего, из-за того, что на этих частотах разброс временной задержки вылета вторичных электронов препятствует установлению резонансных условий разряда.*

## 1. Введение

В мощных СВЧ приборах, в которых для формирования и транспортировки интенсивных электронных потоков используется внешнее магнитостатическое поле, могут создаваться условия для развития одностороннего мультипакторного разряда в скрещенных сверхвысокочастотном электрическом и статическом магнитном полях [1]. Возникновение разряда может нарушать работу мощных вакуумных СВЧ приборов за счет поглощения большой доли мощности выходного излучения, инициирования СВЧ пробоев, связанных как с локальным перегревом поверхности, так и с десорбцией и ионизацией остаточного газа при бомбардировке стенок прибора электронами разряда [2]. При исследовании мощного гиротрона было установлено, что повышению выходной мощности препятствует развитие СВЧ пробоев в резонаторе прибора [3]. Максимальная напряжённость электрических СВЧ полей при этом составляла 80÷90 кВ/см, что ниже уровня предельных полей, достигнутых нами ранее [4]. Возникновение СВЧ пробоя при таких полях могло быть инициировано мультипакторным разрядом, условие развития которого на поверхности резонатора совпадает с условием возбуждения гиротрона на второй циклотронной гармонике.

Ниже приводятся результаты экспериментальных исследований возможности существования мультипактора в скрещенных полях в 8-мм диапазоне длин волн.

## 2. Схема эксперимента

Схема эксперимента аналогична схеме для мультипактора в 3-сантиметровом диапазоне длин волн (см. рис. 1, 2) [2]. Условия для разряда создаются в тракте из прямоугольного волновода сечением 7,2x3,4 кв. мм со свернутым в незамкнутое кольцо рабочим участком. На этом участке создаются скрещенные поля импульсным соленоидом и СВЧ волной на моде ТЕ10. Электроны разряда дрейфуют поперек силовых линий магнитного поля и совершают большое число последовательных циклов соударения с поверхностью, в результате чего происходит их размножение и насыщение тока разряда, ограничиваемого пространственным зарядом.

Методика исследования основана на регистрации разряда по поглощаемой и рассеиваемой им мощности излучения в стенках волновода, т. е. по ослаблению сигнала излучения прошедшего через волновод. Эта схема позволяет смоделировать условия развития разряда в скрещенных полях на поверхности резонатора гиротрона в 8-мм диапазоне длин волн. В эксперименте в качестве СВЧ источника использовался магнетрон МИ-508 с выходной мощностью до 80 кВт с частотой излучения 36,3 ГГц.

## 3. Результаты эксперимента

Эксперименты проводились как в режиме бегущей волны, так и в режиме стоячей волны с целью увеличения напряженности электрических СВЧ полей на стенке волновода и достижения энергией электронов разряда величины, при которой коэффициент вторичной эмиссии при бомбардировке поверхности заведомо превышает единицу. По расчетам энергия электронов при максимальной мощности магнетрона могла достигать 380 эВ. В проведенных экспериментах в обоих режимах зарегистрировать разряд не удалось. Эксперименты проводились в условиях, когда волновод нагревался до температуры 400°С с целью устранения молекул остаточного газа с

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-02-00274.

разрядной поверхности, что сохраняло истинные эмиссионные свойства поверхности и предотвращало трансформацию чисто электронного разряда в газовый разряд. Для повышения чувствительности регистрации разряда исследования проводились и с ненагретым волноводом, когда даже незначительные токи разряда за счет десорбции и ионизации остаточного газа с поверхности могут помочь зарегистрировать разряд (в других экспериментах [5] данная методика помогла зарегистрировать вторую моду мультипакторного разряда в трехсантиметровом диапазоне - менее интенсивную, чем первая мода).

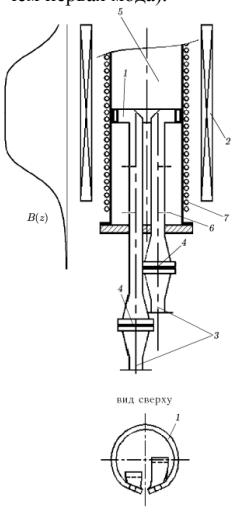



Рис. 1. Схема эксперимента: 1 – волновод; 2 – соленоид; 3 – вход и выход СВЧ; 4 – вакуумные окна; 5 – вакуумный объем; 6 – отверстия для откачки волновода; 7 - нагреватель

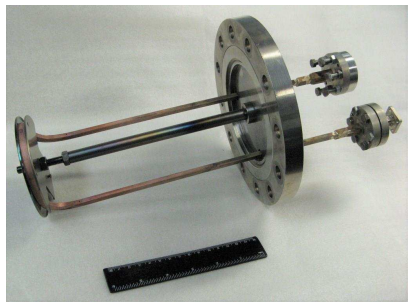


Рис. 2. Фото макета

Одной из наиболее вероятных причин отсутствия разряда в более высокочастотном 8-миллиметровом диапазоне является влияние временной дисперсии вылета вторичных электронов по отношению к первичным электронам, что может нарушать резонансные условия разряда. Данные из [6], полученные в экспериментах, показывают, что временная задержка вторичных электронов может составлять от $2\times10^{-10}$ до $6\times10^{-12}$с. Эти времена существенно превышают или соизмеримы со временем интервала резонансных фаз разряда на частоте эксперимента и могут влиять на развитие разряда.

Следует отметить, что на коэффициент вторичной эмиссии, видимо, оказывают влияние СВЧ поля, проникающие в металл на глубину скин-слоя, если эта глубина превышает среднюю глубину возникновения истинно-вторичных электронов.

В планах дальнейших исследований рассматривается изучение разряда на промежуточной длине волны, между тремя и 0.8 сантиметрами, то есть на частоте около 20 ГГц.

## Список литературы


1. Бляхман Л.Г., Горшкова М.А., Нечаев В.Е. Насыщение одностороннего мультипактора в скрещенных полях // Изв. вузов. Радиофизика. 2000. Т.43, №11. С.1004-1015.
2. Иляков Е.В., Кулагин И.С., Нечаев В.Е. Экспериментальное исследование насыщенного мультипактора в скрещенных полях // Изв. вузов. Радиофизика, 2009, т.52, №12, с.979-986.
3. 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.44-53.
4. Ilyakov E. V., Korablyov G. S., Kulagin I. S., Zaitsev N. I. Relativistic Carcinotron with a Thermionic Injector of Electrons // IEEE Trans. Plasma Sci. 1998. V. 26, No. 3. P. 332.
5. Иляков Е.В., Кулагин И.С., Шевченко А.С. Наблюдение второй моды мультипакторного разряда в скрещенных полях // Изв. вузов. Радиофизика. 2019. Т.62, №2. С. 157-166.
6. Бронштейн И.М., Фрайман Б.С. Вторичная электронная эмиссия. М.: «Наука», 1969. – 408 с.

# Тестирование непрерывного двухчастотного источника *K*-диапазона с киловаттным уровнем мощности [1]

[1] Розенталь Р.М., [2] Самсонов С.В., [2] Богдашов А.А., [2] Гачев И.Г., [2] Морозкин М.В.

[1] *Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,*
*Лаборатория источников интенсивного излучения миллиметрового диапазона*
*г. Нижний Новгород, пр.Гагарина, 23, 603022, Российская Федерация*
[2] *Институт прикладной физики РАН*
*г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация*
*rrz@ipfran.ru*

***Аннотация:*** *Выполнено долговременное тестирование непрерывного многочастотного источника К-диапазона на основе винтовой гиро-ЛБВ с сильными внешними отражениями. В режиме двухчастотной генерации с уровнем мощности более 2 кВт продемонстрирована работоспособность системы на временах более 20 минут.*

## 1. Введение

В настоящее время активно исследуются процессы двухчастотного СВЧ-нагрева плазмы, требующие непрерывного излучения с киловаттным уровнем мощности. Значительный интерес представляет проведение таких исследований в миллиметровом диапазоне частот. Одной из возможностей генерации многочастотного излучения является использование ламп бегущей волны гирорезонансного типа (гиро-ЛБВ) с отражениями выходного сигнала [1].

В первых экспериментах в качестве отражателя использовалась структура брэгговского типа. Однако в такой конфигурации в системе происходило возбуждение паразитных колебаний в пространстве между винтовым гофрированным волноводом и брэгговской структурой. В результате происходило многократное увеличение мощности, проходящей через вакуумное окно, которое превосходило предельно допустимые значения. В свою очередь это приводило к перегреву и термическому повреждению вакуумного окна. В данной работе представлены результаты экспериментальных исследований гиро-ЛБВ модифицированной конструкцией отражателя, минимизирующей опасность возбуждения паразитных мод.

## 2. Результаты экспериментальных исследований

Для предотвращения возникновения нежелательных резонансов в полосе рабочих частот была разработана новая конструкция отражателя, выполненная на многомодовом волноводе. Отражатель включает в себя преобразователь типов волн, диэлектрические диски и волноводные секции переменной длины. В качестве отражающего элемента используется пара диэлектрических дисков, выполненных из нитрида бора. Расчеты и "холодные" измерения продемонстрировали возможность изменения коэффициента отражения на частоте 24.2 ГГц от нескольких процентов до ~65%, что достигается включением между диэлектрическими дисками волноводной секции переменной длины.

Экспериментальные измерения проводились при коэффициенте отражения около 50%. Были получены режимы двухчастотной генерации с уровнем второй спектральной компоненты около 0.7 относительно уровня основной частоты генерации. Мощность генерации при этом превышала 2 кВт. Было проведено длительное тестирование данного режима, включающее в себя измерения температуры отражателя с помощью инфракрасной камеры. На протяжении времени более 20 минут основные параметры системы, такие как ток электронного пучка, выходная мощность излучения и уровень вакуума, оставались на постоянном уровне (Рис. 1). Важно отметить, что спектр излучения также не претерпевал существенных изменений (Рис. 2). За время наблюдения температура отражателя возросла с 57 до 73 градусов, оставаясь, таким образом, в пределах допустимых значений.

## 3. Заключение

Проведенные эксперименты продемонстрировали работоспособность новый конструкции отражателя. В дальнейшем предполагается осуществить исследования по возможности плавной перестройки расстояния между спектральными компонентами в многочастотных режимах генерации.

[1] Исследование выполнено при поддержке Программы стратегического академического лидерства «Приоритет 2030» Нижегородского государственного университета им. Н.И.Лобачевского.

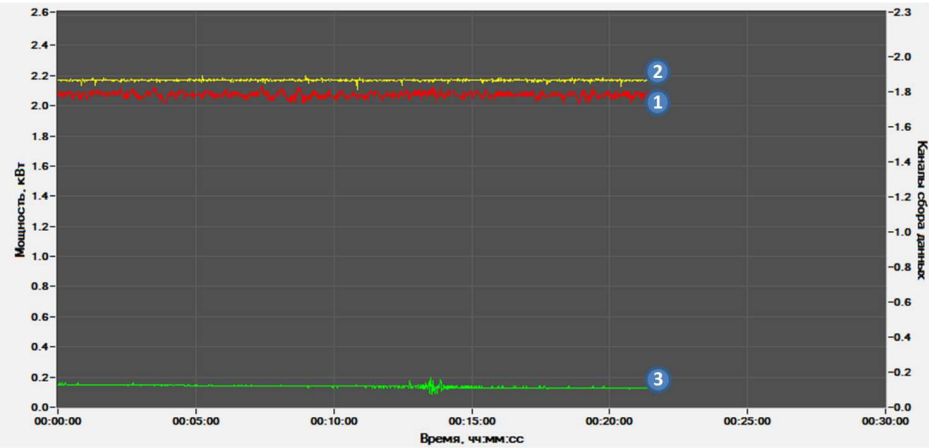



Рис. 1. Зависимости от времени тока пучка (индекс 1), выходной мощности (индекс 2) и уровня вакуума (индекс 3).

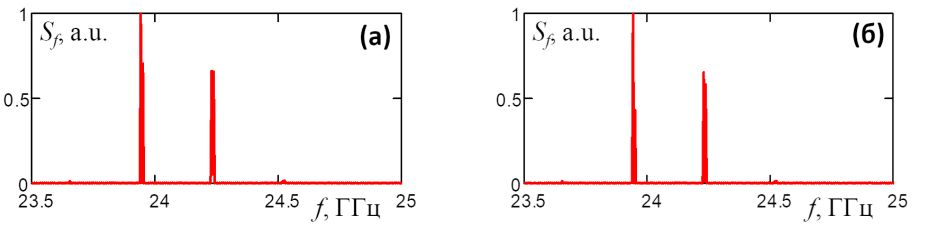



Рис. 2. спектр выходного излучения в начале (а) и в конце (б) интервала тестирования.

## Список литературы

1. Rozental R.M., Samsonov S.V., Gachev I.G., Glyavin M.Yu., Bogdashov A.A., Mansfeld D.A., Vodopyanov A.V. CW Multifrequency K-Band Source Based on a Helical-Waveguide Gyro-TWT With Delayed Feedback // IEEE Trans. Electron Dev. 2021. Vol. 68. No. 1. P. 330-335.

# Компенсация помех для антенных измерительных стендов

[1] Снастин М. В., [2] Савченко В. Н.

*Московский авиационный институт*
*г. Москва, Волоколамское шоссе, д. 4, 125993, Российская Федерация*
[1] *mexanizmys@ya.ru* [2] *vnsavchenko@mail.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается новая методика оценки коэффициента безэховости в рабочей зоне и способ компенсации помех для антенных измерительных комплексов. В работе представлен программно-аппаратный комплекс, решающий задачу определения помехового сигнала по данным векторных измерений.*

## 1. Введение

Одновременно с совершенствованием методов электродинамического моделирования при оценке характеристик разрабатываемых устройств радиоэлектроники, возникают требования в части минимизации погрешности измерения при проведении натурных испытаний. В качестве измерительной площадки могут выступать, в частности, открытый полигон или безэховая экранированная камера (БЭК; полностью или полубезэховая[1]). Среди основных радиотехнических характеристик последней можно выделить коэффициент безэховости [5], закладываемый при её строительстве и зависящий в основном от геометрии камеры и характеристик применяемых для внутренней облицовки радиопоглотителей [1, 2]. Снижение уровня безэховости в рабочей зоне приводит к росту погрешности при антенных измерениях, увеличению степени неравномерности амплитудно-фазового распределения в ней, а также к снижению динамического диапазона измерений. Для улучшения характеристик БЭК обычно стремятся выявить источники вторичных излучений [3] с целью нивелирования их влияния на измерения, например, перераспределением радиополглотителя в пространстве БЭК [4], либо проведением измерений в импульсном режиме с фильтрацией во временной области [6]. В данной работе рассмотрен подход активной компенсации помехового сигнала, что представляет особый интерес для измерительных площадок, где проводятся испытания серийных изделий.

## 2. Теория

Как правило, антенные измерения проводятся на гармоническом или ЛЧМ сигнале в интересующем диапазоне частот. В каждой точке объёма рабочей зоны формируется суперпозиция прямого сигнала и множества переотражений от внутренних поверхностей БЭК, каждое со своим затуханием и фазовым набегом. Интерференцию множества электромагнитных колебаний в дальней зоне можно рассматривать как результат биений гармонических колебаний. Предлагаемое распознавание помехи основано на решении системы нелинейных уравнений, включающие в себя выражения для параметров принятого сигнала по данным предварительной калибровки стенда.

Для осуществления калибровки стенда по помехе необходимо определить амплитуду и фазу сигнала в рабочей зоне для набора узлов положений измерительного стенда с помощью калибратора. Последний включает в себя: приёмную антенную решётку, состоящую как минимум из трёх элементов, панорамный приёмник и фидерный тракт, их соединяющий, а также блок обработки данных. В качестве панорамного приёмника может выступать программно-реконфигурируемая радиосистема (набор SDR модулей в конфигурации MIMO, т.е. синхронных и когерентных между собой) с достаточным количеством приёмных каналов. Количество антенных элементов в приёмной решётке выбирается исходя из размера калибруемой рабочей зоны, в то время как шаг между ними ограничен соотношениями для фазовых пеленгаторов, т.е. зависит от рабочего диапазона частот и сетки узлов положений измерительного стенда.

Принятый сигнал на входе *i*-го канала можно записать в виде:

$$x_{RX}^{(i)}(\omega t) = A_{RX}^{(i)} \cos\left(\omega t + \varphi_{RX}^{(i)}\right)$$

$$\begin{cases} A_{RX}^{2\ (i)} = A_I^{2(i)} + A_C^{2(i)} + 2A_I^{(i)}A_C^{(i)} \cos\left(\varphi_C^{(i)} + \varphi_I^{(i)}\right) \\ tg\left(\varphi_{RX}^{(i)}\right) = \dfrac{A_I^{(i)} \sin\left(\varphi_I^{(i)}\right) + A_C^{(i)} \sin\left(\varphi_C^{(i)}\right)}{A_I^{(i)} \cos\left(\varphi_I^{(i)}\right) + A_C^{(i)} \cos\left(\varphi_C^{(i)}\right)} \end{cases} \quad (1)$$

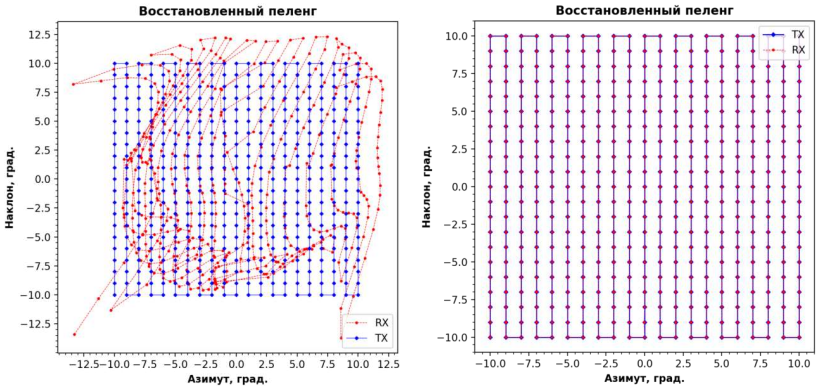
[1] ООО «Алькор-Коммьюникейшин» (2TEST). Каталог продукции «Испытательное оборудование». 12 с.

где индексы *RX*, *I* и *C* обозначают соответственно сигнал: суммарный на входе приёмного канала, прямой от передатчика и помеховый.

Для каждой пары смежных приёмных антенных элементов составляется система уравнений (1). При калибровке стенда параметры $A_I^{(i)}$, $\varphi_I^{(i)}$ определяются исходя из геометрии и радиотехнических параметров измерительного стенда, а $A_C^{(i)}$, $\varphi_C^{(i)}$ зависят как минимум от пяти переменных: положения источника помехи в пространстве, а также амплитуды и начальной фазы сигнала.

Параметры передающей системы в БЭК предполагаются известными или могут быть определены. Предлагается осуществлять компенсацию помехи с помощью вспомогательного источника когерентного сигнала, которым в частном случае может выступать штатный источник сигнала измерительного комплекса. В таком случае штатный генератор должен обладать соответствующей опцией, либо сигнал компенсации подмешивается от дополнительного синхронного генератора в основной.

На рис. 1 представлен результат математического моделирования, а именно восстановление угла прихода сигнала по данным калибратора (красная кривая) до (а) и после (б) распознавания и компенсации помехи поправкой в источник. Передающая антенна перемещался по узлам сферической сетки координат (синяя кривая – реальное положение источника), а источник помехи находился по угловым координатам $(\alpha, \beta) = (42°, 37°)$. Отношение сигнал/шум в модели составляло −15 дБ.




а) б)

Рис. 1. Восстановленный пеленг в модели, а) до компенсации помехи; б) после калибровки

Полученные результаты позволяют судить о возможности калибровки коэффициента безэховости предложенным методом для измерительных комплексов.

## 3. Заключение

Предложена новая методика калибровки измерительных стендов, позволяющая снизить уровень неоднородности амплитудно-фазового распределения в рабочей зоне для антенных измерительных площадок, находящихся в эксплуатации. Составлена математическая модель процесса измерений для различных типов измерительных стендов. Разработан программно-аппаратный комплекс для проведения процедуры калибровки стенда и определения параметров сигнала коррекции.

## Список литературы

1. Мицмахер М.Ю., Торгованов В.А. Безэховые камеры СВЧ. – М.: Радио и связь, 1982. – 128 с.
2. Шкуркин М.С., Малай И.М., Титаренко А.В. Метрологические аспекты использования безэховых и экранированных камер (БЭК) для оценки нормируемых характеристик антенных систем СВЧ диапазона // Материалы международной выставки средств измерений, испытательного оборудования и метрологического обеспечения (MetrolExpo 2016). - Москва. - 2016. - С. 1-42.
3. McBride S.T., Hatzis J. Imaging a Range's Stray Signals with a Planar Scanner // 2018 AMTA Proceedings, 2018. - P. 1-6.
4. Rodriguez V. Numerical Study of Chebyshev RF Absorber Arrangements Versus Tilted RF Absorber Pyramids // 2020 14th European Conference on Antennas and Propag. (EuCAP), 2020. - P. 1-5.
5. Appel-Hansen J. Reflectivity level of radio anechoic chambers // IEEE Trans. on Antennas and Propag., 1973. - Vol. 21, no. 4. P. 490-498.
6. Rafique M.Z., Cao Q., Lian Z. Accuracy Improvement for Antenna Measurement in a Noisy Anechoic Chamber Using an Artificial Way // 2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), 2019. - P. 1-3.

# Определение параметров коаксиальных соединителей с разъемами разных типов

[1] Колдина Е.А., [1,2]Лупанова Е.А., [1,2]Никулин С. М., [1,2]Петров В. В., [1]СухоруковВ. А.

[1]*ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро»*
*г. Арзамас, 607220, ул. 50 Лет ВЛКСМ, 22, Российская Федерация*
[2]*Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева*
*г. Нижний Новгород, 603950, ул. Минина, 24, Российская Федерация*
*nikulin-serg2006@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается новый подход к определению параметров коаксиальных соединителей с разъемами разных типов. Подход основан на измерении S-параметров коаксиальных переходов и кабельных сборок с разъемами разных типов широкополосным LTR-методом с минимальным набором калибровочных мер. Актуальность предлагаемого решения обсуждается на примере микроминиатюрных соединителей с SMPразъемами.*

## 1. Введение

В практике СВЧ измерений возникает потребность выполнять испытания устройств с коаксиальными разъемами разных типов с метрической, дюймовой резьбой или с миниатюрными SMP разъемами в широком диапазоне частот с верхней частотой 40 и более ГГц. С этой целью применяют векторные анализаторы цепей с механическим калибровочным набором или электронным калибратором, которым укомплектован анализатор. Для выполнения измерительных операций в коаксиальном канале с другими типами соединителей приходится помимо адаптеров приобретать и весьма дорогие калибровочные средства, либо ограничиться возможностью получать неточную информацию при исключении задержки сигналов, возникающих в переходах.

Практически все модели векторных анализаторов цепей имеют опцию добавления и исключения двух портовых цепей из результатов измерений. Эти цепи можно задавать электрическими схемами либо *S*-параметрами в формате touchstone-файлов. В этой связи возникает возможность исключать влияние адаптеров с другими типами разъемных соединителей, если иметь их эквивалентные схемы или файлы S-параметров. Для решения поставленной задачи необходимо воспользоваться широкополосным методом измеренияS-параметров устройств в коаксиальном канале с минимальным набором калибровочных мер, не требующих аттестации их электрических характеристик. В качестве такого метода предлагается использовать LTR-метод с этим ценным качеством.

## 2. Определение параметров адаптеров с разнотипными разъемами

В отличие от широко известного TRL-метода измерения S-параметров устройств в стандартном коаксиальном канале и в нестандартных направляющих системах [1], широкополосный LTR-метод примерим во всем рабочем диапазоне векторного анализатора цепей [2-4]. Это метод, так называемой вторичной калибровки, предназначенной для исключения влияния на результаты измерений электрически коротких искажающих адаптеров – переходов с одного типа коаксиального соединителя на другой тип. Если адаптеры имеют на выходе разнотипные разъемы «вилка» - «розетка» и, тем самым, обеспечивают их сквозное соединение, калибровочный набор минимален и состоит из отрезка электрически длинного регулярного коаксиального волновода с разъемом типа «розетка» на одном конце и типа «вилка» на другом. Если адаптеры имеют однотипные разъемы, то помимо электрически длинного коаксиального волновода, соединяющего адаптеры между собой, приходится использовать второй – короткий регулярный коаксиальный волновод.

Использовать одну калибровочную меру в виде электрически длинного воздушного коаксиального волновода целесообразно в задачах измерения параметров устройств с коаксиальными соединителями больших размеров по сравнению с коаксиальным каналом векторного анализатора цепей. Причем зачастую решается задача определения параметров виртуального искажающего адаптера, когда после калибровки анализатора цепей с помощью фазостабильных кабелей со специальной защитой и соединителями NMD 3,5 мм соединители с внешней усиленной и внутренней стандартной резьбой заменяют адаптерами с обычными разъемами 3,5/1,52 мм на входе и, например, с стандартными соединителями в тракте 7,0/3,04 мм на выходе. В результате такой замены референсная плоскость оказывается внутри нового виртуального искажающего адаптера.

В случае измерения параметров объектов с миниатюрными SMP разъемами калибровочный набор LTR-метода будет содержать два отрезка регулярных коаксиальных линий, заполненных ди-

электриком: - короткий и электрически длинный. В качестве таких калибровочных мер можно использовать, например, короткий и длинный адаптеры с разъемами типа «розетка» - «розетка» или два отрезка коаксиальных кабелей с кабельным разъемом SMP типа «розетка», выпускаемые рядом зарубежных компаний или Иркутским релейным заводом.

В докладе обсуждаются результаты измеренийLTR-методом параметров мощной согласованной нагрузки с резистором Р1-69П-50, короткозамкнутых отрезков воздушных коаксиальных линий разной длины и Чебышевского фильтра нижних частот. Измерения были выполнены с помощью анализатора цепей Р4226 «Панорама» в коаксиальном канале с разъемами 7,0/3,04 мм с калибровкой в канале 3,5/1,52 мм. Параметры виртуальных искажающих адаптеров в формате touchstone-файлов были определены для переходов ПКН2-18-13РН-01Р и ПКН2-18-13РН-01. На рисунке 1 в качестве примера показан график КСВН мощной нагрузки, полученный LTR-методом и стандартной механической калибровкой в коаксиальном канале с разъемами 7,0/3,04 мм.

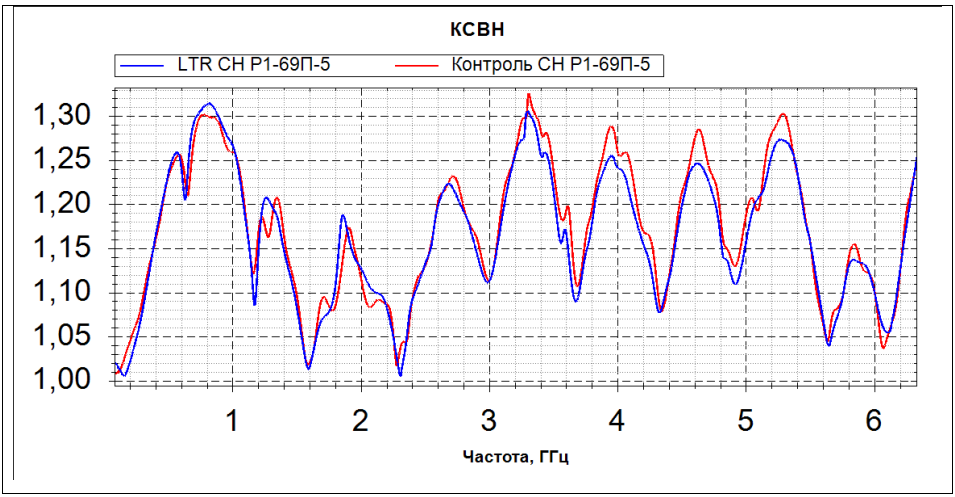



Рис. 1. Сравнение графиков частотной зависимости КСВН согласованной нагрузки с резистором Р1-69П-50, с калибровкой в канале 7,0/3,04 мм: а) LTR-методом - линия синего цвета; б) со стандартным набором мер – линия красного цвета

Результаты, представленные на рис. 1, показывают достаточно высокую точность измерений предлагаемым методом, не требующим использования стандартного набора коаксиальных калибровочных мер для выполнения испытаний объектов в новом по отношений к используемому средству измерений коаксиальном канале.

## 3. Заключение

Предложен новый LTR-метод определения параметров искажающих адаптеров для их последующего исключения из результатов измерения объектов. Этот метод позволяет выполнять процедуру вторичной калибровки с использованием минимального набора технологически простых калибровочных мер.

## Список литературы

1. *Дансмор Д. П.* Настольная книга инженера. Измерение параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей: Пер. с англ. М.: Техносфера. 2018. 736 с.
2. *Лупанова Е.А., Никулин С.М.* Метод определения собственных параметров полосковых линий передачи // Измерительная техника. 2021. №5.С. 47–52.https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-5-47-52
3. Лупанова Е.А., Никулин С.М. LTR метод контроля параметров объектов в коаксиальном волноводе //Электроника и микроэлектроника СВЧ, 2021, т1, с. 187 - 191.
4. Lupanova E.A., Nikulin S.M. Method for determining the intrinsic parameters of strip transmission lines // Measurement Techniques. 2021. Т. 64. № 5. С. 398-404.

# Расширение полосы частот направленного ответвителя в области нижних частот за счет цифровой коррекции[1]

[1]Назаров М. А., [2]Семенов. Э. В.

[1]*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская федерация*
*mnaz90@mail.ru*
[2]*Институт сильноточной электроники СО РАН*
*г. Томск, 634055, пр. Академический 2/3, Российская федерация*

***Аннотация:*** *Рассматривается метод цифровой коррекции передаточной функции канала ответвления направленного ответвителя в области нижних частот. Подход основан на аппроксимации минимально-фазовой функцией измеренной АЧХ. Скорректированная передаточная функция получается в результате домножения измеренной передаточной функции на функцию, обратную аппроксимирующей. В результате коррекции удалось снизить частоту среза направленного ответвителя ZUDC20-183+в области нижних частот с 268 МГц до 32 МГц.*

## 1. Введение

В нелинейных импульсных радарах используются направленные ответвители или мостовые схемы для разделения тестового сигнала и отклика от объекта, имеющих одинаковую частотную полосу [1]. Сверхширокополосные мостовые схемы имеют низкую направленность [2]. Предпочтительно в задачах нелинейной радиолокации использовать направленные ответвители, лишенные этого недостатка.

Одним из основных параметров, характеризующих направленный ответвитель, является переходное ослабление (ответвление) [3]. В случае, когда направленный ответвитель применяется в системах, работающих на сверхширокополосных видеоимпульсных сигналах, фактором, искажающим ответвленный сигнал является резко спадающая АЧХ канала ответвления направленного ответвителя в области нижних частот. Широкополосный направленный ответвитель с низкой нижней границей полосы, искажает форму видеоимпульсного сигнала, имеющего спектр в области низких частот.

Таким образом, целью работы является коррекция передаточной функции направленного ответвителя в области нижних частот для уменьшения искажений формы ответвленного видеоимпульсного сигнала.

## 2. Методика коррекции передаточной функции канала ответвления направленного ответвителя в области нижних частот

АЧХ направленного ответвителя в области нижних частот, выходящих за рамки диапазона частот направленного ответвителя, имеет спадающий характер. Имея измеренный коэффициент передачи канала ослабления направленного ответвителя в области нижних частот, для коррекции следовало бы домножить его АЧХ на каждой частоте на функцию, обратную АЧХ. Однако поскольку на низких частотах, близких к нулевой, точность измерения АЧХ ограничена низкочастотными шумами, то для коррекции АЧХ будем домножать измеренную АЧХ на частотах, близких к нулевой, на ограниченную величину. Ограниченный коэффициент коррекции АЧХ на частотах близких к нулевой позволит не допустить увеличение влияния низкочастотных шумов на АЧХ направленного ответвителя.

Поскольку измеренная АЧХ канала ответвления направленного ответвителя имеет скорость спада на низких частотах в первом приближении близкую к 6 дБ/октаву, то её форма на низких частотах близка к форме минимально-фазовой функции ФВЧ первого порядка. Таким образом, функция, аппроксимирующая АЧХ канала ответвления направленного ответвителя во всем диапазоне его частот, представляет функцию минимально-фазового звена и определяется выражением:

$$K(f) = \frac{1}{K_{LF}} \cdot \frac{1 + j \cdot K_{LF} \cdot \left(f / f_{\text{ср}}\right)}{1 + j \cdot \left(f / f_{\text{ср}}\right)}, \quad (1)$$

где $f$ – частота, $f_{\text{ср}}$ – частота среза фильтра (аппроксимирующей функции), $K_{LF}$ – коэффициент усиления (ослабления) функции на нулевой частоте. С увеличением числа каскадно включенных звеньев (1), аппроксимирующая функция точнее повторяет форму измеренной АЧХ.

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FWRM-2021-0015).

## 3. Экспериментальные исследования

Был выбран направленный ответвитель ZUDC20-183+[2] фирмы Mini-Circuits. Переходное ослабление данного направленного ответвителя составляет −20 дБ, а рабочая полоса частот 0.5 – 18 ГГц. Была измерена АЧХ канала ответвления направленного ответвителя векторным анализатором цепей Agilent FieldFox N9918A в диапазоне частот 300 кГц – 4 ГГц. Результаты измерения приведены на рис. 1 (кривая *1*). При аппроксимации АЧХ канала ответвления направленного ответвителя ограничимся тремя каскадно включенными звеньями, поскольку три звена позволили с высокой точностью аппроксимировать АЧХ от 50 МГц до 4 ГГц. Методом подбора коэффициентов $K_{LF}$ и $f_{cp}$ каждого звена, были получены их оптимальные значения: $K_{LF1} = 6, f_{cp1} = 420$ МГц, $K_{LF2} = 0.7, f_{cp2} = 600$ МГц, $K_{LF3} = 2, f_{cp3} = 120$ МГц. Домножив измеренную передаточную функцию на функцию, обратную аппроксимирующей, и вычислив модуль, получим скорректированную АЧХ (рис. 1, кривая *2*). Рассмотрим, как меняется фазочастотная характеристика (ФЧХ) канала ответвления направленного ответвителя в зависимости от частоты. Известно, что для идеального фильтра ФЧХ должна быть линейной функцией от частоты, а групповое время задержки (ГВЗ) цепи (производная от ФЧХ с обратным знаком) должно быть равномерным. На рис. 2 показано ГВЗ, рассчитанное по результатам измерения ФЧХ (кривая *1*), и скорректированное ГВЗ (кривая *2*) канала ответвления направленного ответвителя. Из рис. 2 видно, что ГВЗ после коррекции выше частоты 100 МГц более равномерное. Этот эффект означает положительное влияние коррекции на ФЧХ направленного ответвителя. Произведем коррекцию отраженного от нелинейного объекта сигнала, прошедшего через канал ответвления (рис.3, кривая *2*) и сравним его с сигналом без коррекции (рис. 3, кривая *1*). Тестовый сигнал в эксперименте представлял собой два видеоимпульсных сигнала разной полярности и одинаковой амплитуды, который подавался через направленный ответвитель в климатически экранированную ТЕМ-камеру, внутри которой находился нелинейный объект (рамка из медного провода с впаянным диодом). Отраженный сигнал в первом приближении равен производной тестового сигнала по времени. Из рис. 3 видно, что скорректированный импульс приближается по форме к однополярному импульсу (производной от тестового сигнала), что означает его коррекцию на нижних частотах.

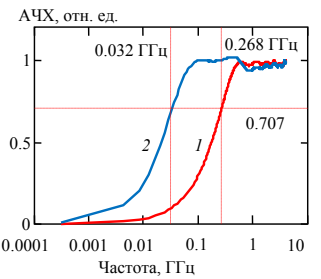



Рис. 1. Нормированные АЧХ направленного ответвителя: измеренная (кривая *1*), скорректированная (кривая *2*).

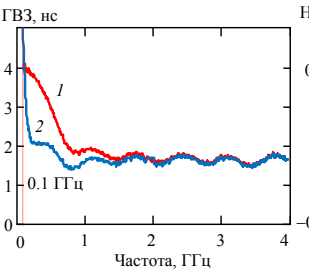



Рис. 2. ГВЗ канала ответвления направленного ответвителя: измеренная (кривая *1*), скорректированная (кривая *2)*

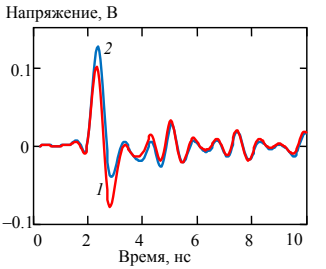



Рис. 3. Сигналы: без коррекции канала ответвления направленного ответвителя (кривая *1*), с коррекцией (кривая *2*).

## Заключение

Рассмотрен новый метод коррекции передаточной функции канала ответвления направленного ответвителя в области нижних частот. На примере направленного ответвителя ZUDC20-183+ удалось снизить частоту среза с 268 МГц до 32 МГц. Графически показано влияние коррекции канала ответвления направленного ответвителя на форму отраженного сигнала.

## Список литературы

1. Semyonov E. V. Preselection of the object response in a baseband pulse nonlinear radar // in Proc. SIBCON-2021. 2021, 4 p. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ieeexplore.ieee.org/document/9438934 (дата обращения 13.05.2022).
2. Михеев Ф.А., Гошин Г.Г., Фатеев А.В., Ройтман М.С. Сверхширокополосный направленный мост для векторного анализатора цепей СВЧ диапазона // Доклады ТУСУР. 2011. № 2(24). Ч. 1. С. 219–222.
3. Михеев Ф., Павлов С., Семибратов В., Щуров В. Сверхширокополосные направленные ответвители для диапазона СВЧ //Современная электроника. 2015. № 1. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/d07/d07e870806b8d2e99b01a40961a09446/20150144.pdf (дата обращения: 13.05.2022).

[2] Directional Coupler. Datasheet. Available at: https://www.minicircuits.com/pdfs/ZUDC20-183+.pdf.

# Малогабаритный комплекс для измерения электрофизических параметров плоскослоистых материалов в СВЧ диапазоне

Мироньчев А. С., Горст А. В., Шипилов С.Э.

*Национальный исследовательский Томский Государственный университет*
*Томск, 634050, пр. Ленина,36, Российская Федерация*
*тел.: (3822) 413675, e-mail: mironchev42@mail.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается новый неразрушающей микроволновый метод для измерения электрофизических свойств материалов, основанный на прохождении и отражении плоской монохроматической волны через плоскослоистые материалы. По результатам математических моделирований создан лабораторный макет измерительного комплекса. Тестирование проводилось в диапазоне частот 3-13 ГГц на двух образцах материалов с известными электрофизическими свойствами. Полученные результаты показали достоверность разработанного метода и его применимость.*

## 1. Введение

В настоящее время высокими темпами идет разработка различных материалов (высокопрочных, легких и др.) в различных отраслях промышленности для которых важным является знание их точных электрофизических параметров. Для исследования электрофизических параметров материалов как правило используются волноводные [1], коаксиальные [2-5], а также методы на основе использования рупорных антенн [6]. Многие из рассмотренных методов реализованы в установках таких компаний, как SPEAG и Keysight technologies.

В данной работе предлагается связать измеренные отраженные сигналы на разных частотах с электрофизическими параметрами измеряемых материалов на основе известного математического аппарата, развитого для отражения плоских волн [7]. Для формирования плоской волны в области измерения предлагается использовать коллимированный пучок, получаемый путем фокусировки зондирующего излучения на поверхности исследуемого материала. Для фокусировки использовано параболическое зеркало из металла, что существенно уменьшает частотную дисперсию. Данный метод является новым и ранее в литературе не был замечен. Предложенный подход был проверен на разработанной авторами лабораторной установке, представленной в статье.

## 2. Основная часть

Для нахождения электрофизических параметров плоских материалов была выбрана методика являющаяся комбинацией рассмотренных подходов в литературе, основанных на измерении отраженного и прошедшего сигнала. Нахождение отраженного сигнала осуществляется за счет расположения материала в фокусе электромагнитных волн. Прошедший сигнал определяется за счет наложения металлической пластины за исследуемый материал. Такой подход позволяет существенно упростить измерение. Использование малогабаритной направленной антенны позволяет уменьшить её вторичные излучения на образец. Перед исследованием необходимо провести измерение фонового сигнала для устранения возможных посторонних отражений зондирующего сигнала в отсутствии исследуемого материала. После этого проводятся измерения для коэффициента отражения $R(f)$ и коэффициента прохождения $T(f)$ Которые имеют вид:

$$R(f) = v(f) - \frac{(1-v(f))^2 \cdot v(f) \cdot \exp(2ikhd)}{1-v(f)^2 \cdot \exp(2ikhd)},\ T(f) = v(f) - \frac{(1-v(f))^2 \cdot \exp(2ikhd)}{1-v(f)^2 \cdot \exp(2ikhd)}$$

Где $v(f) = \frac{z-1}{z+1}$ – коэффициент отражения от границы раздела полупространств «воздух-диэлектрик», $z(f) = \frac{\mu(f)}{\varepsilon(f)}$ – волновое сопротивление среды, $n(f) = \sqrt{\varepsilon(f) \cdot \mu(f)}$ – показатель преломления среды $\varepsilon(f)$ и $\mu(f)$ относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости, $d$ – толщина образца.

Для поиска показателя преломления n($f$) необходимо решить систему уравнений R($f$) и T($f$). Дальнейшие действия выбранной методики основаны на математических преобразованиях.

Для нахождения оптимальных геометрических параметров установки была сделана 3d модель данной системы в программе CST Microwave Studio. Измерительный макет представляет собой параллелепипед высотой 1 метр, изготовленный из вспененного полистирола. На рис. 1 представлена функциональная схема установки и внешний вид измерительного комплекса.

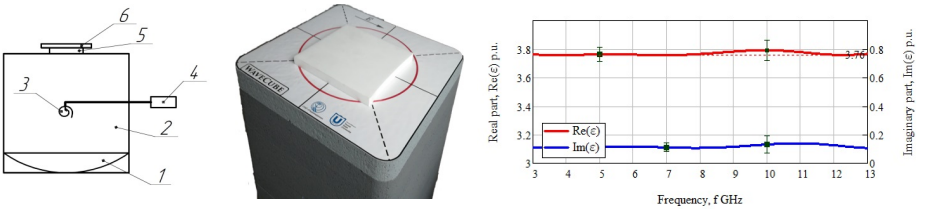



Рисунок 1. Функциональная схема установки: 1 – эллиптический рефлектор; 2 – опора из полистирола; 3 – сверхширокополосный облучатель; 4 – векторный рефлектометр; 5 – исследуемый образец; 6 – лист металла (слева). Внешний вид СШП измерительного комплекса (по центру). Значение относительной диэлектрической проницаемости стеклотекстолита (справа).

Для проверки установки измерения проводились на двух образцах материала с известными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости. В качестве первого образца выбрано оргстекло с толщиной листа 14.1 мм. Табличное значение для оргстекла составляет $\varepsilon$=2.6. Для проверки повторяемости было проведено 100 измерений Среднее значение вещественной части диэлектрической проницаемости составило Re($\varepsilon$)=2.61, что на 0.3% больше от табличного значения. Второй известный образец материала являлся текстолит с толщиной 20.6 мм. Табличное значение для текстолита составляет $\varepsilon$=3.8. Среднее значение вещественной части диэлектрической проницаемости составило Re($\varepsilon$)=3.76 (Рисунок 1(справа)). Погрешность измерений между табличным и полученным значением составило 1.1%.

## 3. Заключение

Разработан метод измерения электрофизических параметров плоских материалов, основанный на измерениях прошедших и отраженных сигналов, полученных при условии обеспечения падения плоской волны на исследуемый материал. Проведены численные и аналитические расчеты, рассчитан и разработан дизайн лабораторной модели, с которой проведен ряд подтверждающих экспериментов. Использование отражателя позволяет не только получать коллимированный луч на поверхности модели измерительной лаборатории, но и повышает точность измерения. Кроме того, предложенная конструкция позволяет проводить измерения вне безэховой камеры, лишена сложной механики, а также не требует бокового и/или внешнего излучения, не требует высокоточного дорогостоящего оборудования, поглотителей и лишена других недостатков. Математическая обработка исключает влияние постороннего излучения.

## Список литературы


1. Rogers N. et al. Nondestructive Electromagnetic Characterization of Uniaxial Sheet Media Using a Two-Flanged Rectangular Waveguide Probe //IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2019. – Т. 69. – №. 6. – С. 2938-2947.Alt A., Marti D., Bolognesi C. R. Transistor Modeling : Robust Small-Signal Equivalent Circuit Extraction in Various HEMT Technologies // IEEE Microw. Mag. 2013. Vol. 14. No. 4. P. 83–101.
2. Scott W. R. A new technique for measuring the constitutive parameters of planar materials //IEEE transactions on instrumentation and measurement. – 1992. – Т. 41. – №. 5. – С. 639-645.
3. Queffelec P., Le Floc'h M., Gelin P. Broad-band characterization of magnetic and dielectric thin films using a microstrip line //IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1998. – Т. 47. – №. 4. – С. 956-963.
4. Tantot O., Chatard-Moulin M., Guillon P. Measurement of complex permittivity and permeability and thickness of multilayered medium by an open-ended waveguide method //IEEE transactions on instrumentation and measurement. – 1997. – Т. 46. – №. 2. – С. 519-522.
5. Ghodgaonkar D. K., Varadan V. V., Varadan V. K. Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 1990. – Т. 39. – №. 2. – С. 387-394.
6. Yamaguchi Y., Sato Y. Error reduction processes using multiple measurements and numerical analysis for complex dielectric constant measurement with monostatic horn antenna //Measurement Science and Technology. – 2019. – Т. 30. – №. 4. – С. 045013.
7. Brekhovskikh L. Waves in layered media. – Elsevier, 2012. – Т. 16.

# Система терагерцовой диагностики неоднородностей листовых диэлектриков на основе фазово-контрастного метода [1]

Бердюгин А.И., Бадьин А.В., Дорожкин К.В., Гурский Р.П.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина 36, Российская Федерация*
*aleksanderberdyugin@gmail.com*

***Аннотация**: В данной работе исследуется электромагнитное взаимодействие диэлектрических листовых образцов материалов с субмиллиметровым излучением. Исследование предполагает использование системы двумерной диагностики материалов, принцип которой основан на регистрации амплитуды и фазового сдвига прошедшего излучения с применением интерферометра Маха-Цендера. В результате работы было получено распределение эффективной диэлектрической проницаемости исследуемых объектов на частоте 208 ГГц.*

## 1. Введение

Множество областей науки и техники на сегодняшний день нуждаются в создании новых композитных материалов. Композитные диэлектрики активно применяются в электронике, авиапромышленности, космической отрасли и т.д. [1]. Одним из важнейших параметров диэлектриков является комплексная диэлектрическая проницаемость, без которой невозможно описать распределение электромагнитного поля в материале. При изготовлении объектов из композитов важна технология производства. При различных техпроцессах могут наблюдаться различные параметры объектов ввиду появления центров концентрации микрочастиц, что приводит к возникновению их агломератов и пустот [2]. Следовательно, возникает неоднородное распределение в диэлектрической проницаемости, которое снижает электрические параметры композита.

Для того, чтобы выбрать техпроцесс, при котором материал имеет минимальную неоднородность, необходимо проводить сканирование этих объектов в двумерной плоскости методом неразрушающего контроля при различных технологиях изготовления. Сегодня для неразрушающего контроля и оценки однородности материала перспективна терагерцовая (ТГц) диагностики, излучение которой обладает большей разрешающей способностью в отличие от радиоизлучения, а также ТГц излучение является неионизирующим [3].

## 2. Теория

Для измерения двумерного распределения комплексной диэлектрической проницаемости была использована квазиоптическая система ТГц интерферометра [4]. Основными элементами системы являются: источник непрерывного ТГц излучения на основе лампы обратной волны, детектор на основе ячейки Голея, фазовый модулятор, фазовый компенсатор и двумерная система позиционирования. Управление двумерным позиционером и фазовым компенсатором, а также считывание сигнала с детектора осуществляется с помощью персонального компьютера через разработанный модуль на основе микроконтроллера ESP32.

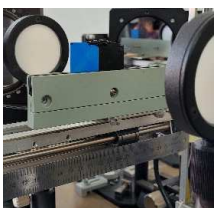


Рис. 1. – Исследуемый объект в держателе системы диагностики

Управляющий программный интерфейс приложения (API) написан на языке C и запущен на ESP32. Посредством COM-порта и набором команд осуществляются запуск сканирования (амплитудного и фазового), механизация системами и контроль за текущим положением механизмов. В процессе амплитудной диагностики регистрируется распределение интенсивности прошедшего излучения через образец, а при фазовом сканировании распределение положений зеркала фазового компенсатора при перемещениях исследуемого объекта в двумерной плоскости относительно пучка непрерывного излучения в квазиоптическом тракте интерферометра Маха-Цендера.

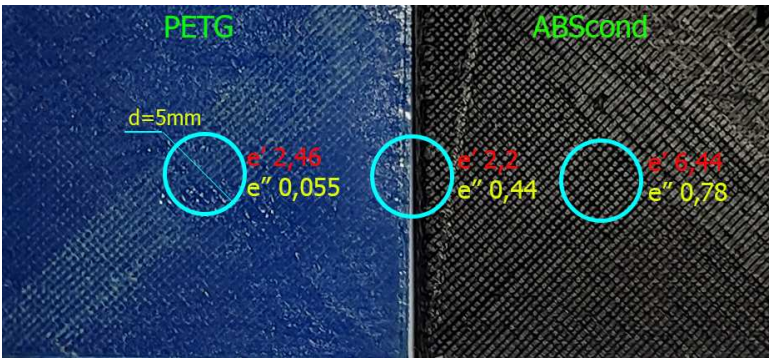
В качестве исследуемого объекта с целью апробации системы диагностики использовался образец композита (рис. 1) на основе полиэтилентерефталат-гликоля (PETG) и электропроводящего акрилонитрилбутадиенстирола (ABScond), изготовленного с помощью 3D-печати.

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 22-29-20248.

Значение фазового сдвига (1) электромагнитной волны, прошедшей через образец определяется по положениям зеркала без образца $X_{no_sample}$ и с образцом $X_{sample}(x,y)$ в соответствующих позициях $x$ и $y$ двумерного позиционера:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}(X_{sample}(x,y) - X_{no_sample} + d_{sample}), \quad (1)$$

В результате работы системы формируются двумерные распределения амплитуды и фазового сдвига в соответствующих точках $(x,y)$, которые затем используются для анализа степени однородности и расчета комплексной диэлектрической проницаемости. Определение значений эффективной диэлектрической проницаемости осуществляется с помощью решения обратной задачи с использованием уравнений Френеля для свободного пространства, описанной в работе [5]. С помощью программы, написанной на LabVIEW, рассчитываются значения $Re(\varepsilon')$ и $Im(\varepsilon")$ в соответствующих точках. На рис. 2 представлен результат исследования тестового объекта на основе PETG+ABScond на частоте 208 ГГц в трех точках с локализацией (диаметр пучка) излучения 5 мм. Результаты сопоставлены с измерениями, произведенными с помощью терагерцового спектрометра СТД-21 двух материалов по отдельности PETG и ABScond. Погрешность определения действительности части диэлектрической проницаемости составила не более 0,1 отн. ед., а мнимой части 0,001 отн. ед.




$d$ – диаметр сфокусированного пучка ТГц излучения,
$\varepsilon'$ - действительная и $\varepsilon''$ - мнимая части эффективной диэлектрической проницаемости.
Рис. 2. Результат исследования тестового объекта на основе PETG+ABScond

## 3. Заключение

Таким образом, в работе представлена система диагностики неоднородностей листовых диэлектриков, позволяющая определять распределение эффективной диэлектрической проницаемости неразрушающим способом. Разработанная система будет полезна в процессе создания композиционных материалов в том числе с применением аддитивных технологий. Разработанная методика позволит автоматизировать трудоемкий процесс исследования материалов и исключить влияние человеческого фактора на процесс измерений.

## Список литературы

1. Сергеева О. Н., Некрасова Г. М. Полярные диэлектрики-функциональные материалы для элементной базы современной электроники // Агропродовольственный сектор экономики страны в условиях глобализации и интеграции. 2016. С. 199-204.
2. Биткина Е. В., Денисов А. В., Биткин В. Е. Конструктивно технологические методы создания размеростабильных космических композитных конструкций интегрального типа // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2012. Т. 14. №. 4-2. С. 555-560.
3. Bodnar J. L. et al. Non destructive testing of works of art by terahertz analysis // The European Physical Journal-Applied Physics. 2013. Vol. 64. No. 2.
4. Badin A. V. et al. 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.
5. Kozlov, G., Volkov, A. Coherent source submillimeter wave spectroscopy // Millimeter and submillimeter wave spectroscopy of solids. 1998. P. 51-109.

# Теоретическое описание измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением в комплексных параметрах рассеяния [1]

Бобрешов А. М., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К.
*ФГБОУ ВО «ВГУ», г. Воронеж, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Предложена общая схема использования волноводного тракта со сменным частичным заполнением в качестве измерительной системы, позволяющей определять диэлектрические свойства различных материалов.. Получены аналитические выражения для комплексных волновых параметров рассеяния, которые несут всю информацию о частотных характеристиках рассматриваемой измерительной линии как передающей системы*

## 1. Введение

При работе в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), как правило, заполнение передающих систем, в которых исследуются процессы распространения электромагнитных волн, предполагается вакуумным. Однако в последнее время становится актуальным и рассмотрение процессов в среде, обладающей существенно выраженными диэлектрическими свойствами.

Классический метод анализа пригодных для подобных задач измерительных систем, в которых неизбежно соседствуют участки с воздушным и диэлектрическим заполнением, предполагает решение системы уравнений Максвелла для электромагнитного поля с учётом соответствующих граничных условий, что, как правило, приводит к сложным вычислениям, а точные решения существуют довольно редко.

Далее излагается один из альтернативных способов построения базовой теоретической модели продольно-частично заполненного диэлектрической средой волноводного тракта, рассчитанного на передачу электромагнитных сигналов в диапазоне СВЧ и представляющего собой возможный прототип измерительной линии для определения электрофизических параметров диэлектрика.[1]

## 2. Описание метода

В процессе работы была рассмотрена следующая измерительная схема: сплошной образец из диэлектрика, изготовленный по методу 3D-печати [2] и имеющий форму прямоугольного параллелепипеда, устанавливается внутрь волновода. Далее с двух сторон волноводный тракт посредством коаксиально-волноводных переходов подключается к сверхвысокочастотному анализатору цепей для экспериментальных измерений. При этом края упомянутого образца представляют собой скачки волнового сопротивления, что оказывает существенное влияние на процесс распространения электромагнитных волн. Таким образом, измерительная линия может быть представлена в виде схемы, показанной на рис.1.

Такое разделение на участки делает удобным применение матричной техники описания передающих линий, что позволяет избежать необходимости непосредственно решать уравнения Максвелла для различных фрагментов. Пусть $L$ – общая длина волноводного тракта, а $L_2$ – длина образца, изготовленного из интересующего диэлектрического материала. Тогда, оставшаяся часть волновода – заполненная воздухом – имеет длину $L_1 = L - L_2$.

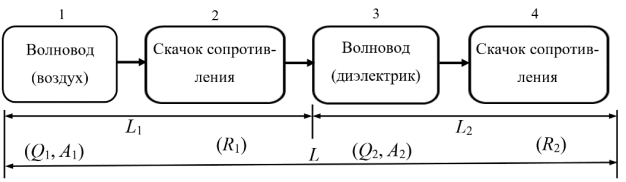



Рис.1. Схема измерительной линии

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, https://rscf.ru/project/21-19-00323/

Таким образом, опуская ряд математических операций, окончательный результат запишется в виде

$$\begin{cases} S_{21} = \frac{4R_1R_2e^{-j(Q_1+Q_2)-(A_1+A_2)}}{(R_2+R_1)^2-(R_2-R_1)^2e^{-2(jQ_2+A_2)}} = S_{12}, \\ S_{11} = S_{22}e^{-2(jQ_1+A_1)}, \\ S_{22} = \frac{(R_2^2-R_1^2)(1-e^{-2(jQ_2+A_2)})}{(R_2+R_1)^2-(R_2-R_1)^2e^{-2(jQ_2+A_2)}}. \end{cases} \quad (1)$$

Формула (1) позволяет вычислить амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики рассматриваемой измерительной линии.

Для определения параметров изготовленных на практике диэлектриков в дальнейшем необходимо минимизировать квадрат нормы невязки. Пусть имеется целый набор экспериментальных данных $S(f_k)$, соответствующих частотам $f_k,\ k = 1,2,\dots,n$, принадлежащим установленному ранее диапазону $[f_{min}; f_{max}]$. Вычислив для каждого из них соответствующее теоретическое значение $\hat{S}(f_k, \varepsilon)$, получим выражение для нормы невязки

$$\left(\Delta S(\varepsilon)\right)^2 = \sum_{k=1}^{n}\left(S(f_k) - \hat{S}(f_k, \varepsilon)\right)^2; \quad (2)$$

При минимизации таким образом учитываются все измерения, сделанные на разных частотах, что в целом должно приводить к уменьшению погрешности.

Зададим примерные границы $\varepsilon_{min}$ и $\varepsilon_{max}$ гипотетического диапазона, в котором по предположению находится истинное значение $\varepsilon$ диэлектрической проницаемости, а также требуемую точность $\Delta\varepsilon$. Разобьём диапазон значений $[\varepsilon_{min}; \varepsilon_{max}]$ на отрезки, длиной не превосходящие $\Delta\varepsilon$, общим числом

$$N = \left\lceil \frac{\varepsilon_{max}-\varepsilon_{min}}{\Delta\varepsilon} \right\rceil.$$

При заданном значении точности, таким образом, мы получаем серию из $N$ промежуточных значений $\varepsilon_i$, подлежащих проверке. Далее остаётся исследовать массив квадратов нормы невязки $\left(\Delta S(\varepsilon_i)\right)^2$. Наличие у него единственной точки минимума при $i = i_0$ свидетельствует о том, $\varepsilon = \varepsilon_{i_0} \pm \Delta\varepsilon$, наличие же нескольких минимумов говорит о необходимости внесения корректив в условия задачи или недостаточной точности эксперимента.

Универсальность данной методики позволяет использовать сменное диэлектрическое заполнение, то есть исследовать образцы, имеющие различные электрофизические свойства и/или разные продольные геометрические размеры.

## 4. Заключение

В работе была разработана общая модель измерительной волноводной линии, которая может применяться для определения электрофизических параметров диэлектрического материала, применяемого в технологиях аддитивного производства. Получено матричное описание как всей передающей системы, так и составляющих её участков.

Высокая степень универсальности предложенной схемы достигается за счёт того, что исследуемое вещество используется только в качестве сменного наполнения волноводного тракта. Комбинирование применения двух типов волновых параметров позволило учесть влияние на процесс распространения электромагнитных сигналов тех неоднородностей, которые неизбежно возникают на краях диэлектрического образца.

В результате анализа теоретическим путём был получен явный вид комплексных параметров рассеяния, которые несут информацию как об амплитудных, так и о фазовых характеристиках рассмотренной линии передачи.

## Список литературы


1. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати / А. М. Бобрешов, К. С. Жевнеров, И. С. Коровченко [и др.] // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 29 сентября – 01 2020 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2020. – С. 137-143..
2. Синтез высокочастотных диэлектрических структур с контролируемой диэлектрической проницаемостью методом трехмерной печати / А. М. Бобрешов, П. А. Кретов, М. П. Ряполов [и др.] // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова: в 6-ти томах, Воронеж, 16–18 апреля 2019 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2019. – С. 54-60...

# Метод испытаний земных станций космической связи с большой апертурой антенны

[1]Афонин И. Л., [1]Поляков А. Л., [1]Дидус В. Т., [1]Шундрин М. И.

*[1]Севастопольский государственный университет*
*299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация*
E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

***Аннотация:*** *Разработка и освоение новых методов сертификационных испытаний терминальных устройств космической связи и вещания гражданского назначения является актуальной и своевременной задачей, имеющей научную новизну и существенную практическую значимость. В работе предложен метод беспроводных испытаний терминальных устройств космической связи гражданского назначения с большой апертурой антенны, работающих в диапазоне частот 24,35 — 52,6 ГГц.*

## 1. Введение

В настоящее время рассматривается использование полос частот 17,7−19,7 ГГц (космос-Земля) и 27,5−29,5ГГц (Земля-космос) земными станциями, находящимися в движении, которые взаимодействуют с геостационарными космическими станциями фиксированной спутниковой службы. Также рассматриваются вопросы, относящиеся к диапазонам частот 50/40 ГГц, для упрощения совместного использования частот системами негеостационарных спутников и геостационарных спутников фиксированной спутниковой службы/радиовещательной спутниковой службы/подвижной спутниковой службы.[1,3]

Исследование и освоение новых методов и средств сертификационных испытаний земных станций (ЗС) космической связи и вещания гражданского назначения является актуальной и своевременной задачей, имеющей научную новизну и существенную практическую значимость.

## 2. Теоретическая часть

Сертификационные испытания ЗС подразумевают техническую проверку соответствия технических параметров устройств требованиям безопасности, электромагнитной совместимости и т. д. [2, 4].

Традиционные методы испытаний ЗС систем спутниковой связи гражданского назначения базируются на соответствии критериям эквивалентности для среды дальнего поля, имея погрешности измерения меньше или равное пороговому значению по крайней мере для одного тестового примера.

Схема измерений для среды дальнего поля радиочастотных характеристик терминальных устройств (ТУ) в диапазоне 24,25 — 52,6 ГГц дает возможность проводить измерения в центре луча и вне центра луча.

Ключевыми аспектами настройки прямого дальнего поля являются:
— система измерения дальнего поля в безэховой камере;
— критерий определения дальнего поля:
— минимальное расстояние R в дальней зоне для традиционной безэховой камеры в дальней зоне можно рассчитать на основе следующего уравнения:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda}$$

где, D — диаметр наименьшей сферы, охватывающей излучающие части ЗС. Граница ближнего/дальнего поля для антенн разных размеров и частот показана в таблице 1.

С увеличением апертуры антенны ЗС, а также повышением частоты сильно увеличиваются размеры безэховых камер, а, следовательно, и их стоимость.

Одним из методов определения расстояния в дальней зоне может быть экспериментальный метод основанный на измерении потерь на трассе. В его основу положен тот факт, что показатель потерь на трассе различается в ближнем и дальнем поле. Путем измерения градиента потерь на трассе на определенном расстоянии можно найти границу ближнего/дальнего поля. Пример экспериментального определения границы ближнего/дальнего поля показан на рис. 1.

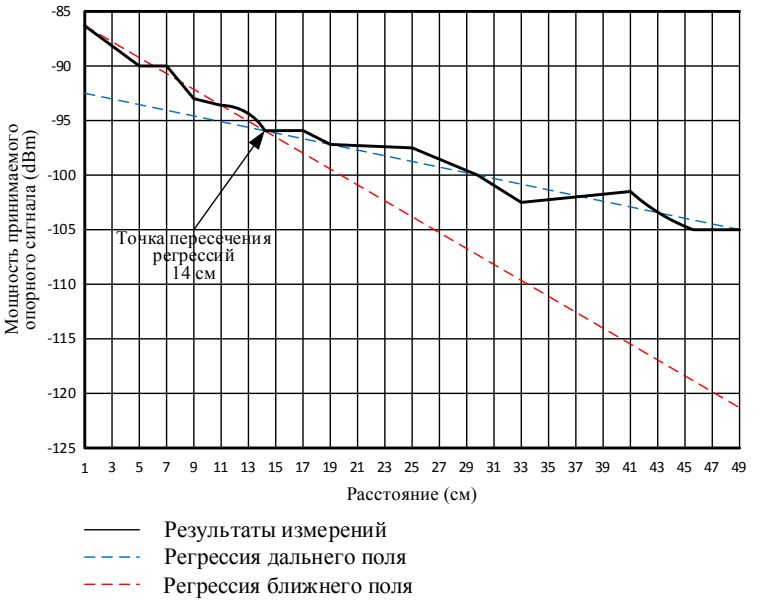



Рис. 1

Минимальное расстояние в дальней зоне можно найти в точке пересечения регрессии. Очевидно, что для различных терминальных устройств (размеры устройств, частотные диапазоны) будем иметь различные результаты.

На рисунке показан пример результата для случая, когда частота составляет 1,85 ГГц. Примерные размеры устройства были 13 х 8 см. В этих условиях каноническое минимальное расстояние в дальней зоне будет 28,7 см. Согласно этому методу минимальное расстояние измерения будет 13,8 см.

## 3. Заключение

Безусловно, чтобы снять все вопросы относительно корректности результатов измерений, полученных таким методом следует проверить его работоспособность на других частотах в пределах обозначенного диапазона.

Необходима дальнейшая работа, чтобы определить, дает ли этот метод достоверные результаты для гораздо более высоких частот и общих типов устройств.[1]

## Список литературы

1. Невдяев Л. М., Смирнов А. А. Персональная спутниковая связь, М.: «ПОЛТЕКС», 1998. ISBN 5-88405-008-9 215 с
2. Приказ Министерства информационных технологий и связи Российской Федерации от 22.08.2007 г. № 99 «Об утверждении правил применения земных станций спутниковой связи и вещания единой сети электросвязи, [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://digital.gov.ru/ru/djcuments/3794/ (дата обращения 20.04.2022)
3. Жилин В.А. Международная спутниковая система морской связи ИНМАРСАТ: Справочник. Л.: Судостроение, 1988.

[1]ETSI EN 301 443 Гармонизированные европейские нормы для терминалов с очень малой апертурой (VSAT); только передающие, приемопередающие или только приемные спутниковые земные станции, работающие в полосах частот диапазона 4/6 ГГц и удовлетворяющие существенным требованиям. Статьи 3.2 Директивы R&TTE (ETSI EN Satellite Earth Stations and Systems (SES); Harmonized EN for Very Small Aperture Terminal (VSAT) Transmit-only, transmit-and-receive, receive-only satellite earth stations operating in the 4 GHz and 6 GHz frequency bands covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE Directive).

# Алгоритм обработки результатов амплифазовых измерений внешних характеристик антенн в ближней зоне излучения для плоского сканера

[1] Тыщук Ю.Н., [2] Головин В.В., [3] Афонин И.Л., [4] Лысенко Н.М.
[1,2,3,4] *ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»,*
*г. Севастополь, Российская Федерация*
[1] *y.tyschuk@gmail.com,* [2] *v_golovin@mail.ru*

***Аннотация:*** *Рассматривается методика обработки результатов амплифазометрических измерений поля излучения антенн в их ближней зоне. Анализируется случай применения планарного сканера. Представлен математический аппарат, позволяющий на основе данных измерений рассчитать характеристики поля излучения антенны в дальней зоне. Данный алгоритм является обобщённым и требует дополнительной коррекции с учетом характеристик зонда, систематических и случайных погрешностей. Предполагается, что измерения проводятся в безэховой камере.*

## 1. Введение

Современные измерительные комплексы для испытаний интеллектуальных антенных систем с использованием радиоголографического (амплифазометрического) метода [1–4] представляют собой программно-аппаратные решения, важной составной частью которых является специализированное программное обеспечение, которое можно разделить в рамках единого программного пакета на категории:

– управление задачами позиционирования, коррекции, калибровки установки в составе измерительной системы, в том числе с учетом компонентов неопределенности;

– обработка результатов измерений и расчет характеристик тестируемых антенн (AUT) для их дальней зоны излучения, в том числе согласно техническим рекомендациям 3GPP, например, таким как TS 38.141, TR 37.941 и др.

Методики, реализуемые в ходе испытаний антенн в ближней зоне излучения, делятся на ряд категорий, которые в ходе проводимых измерений обеспечивают решение задач калибровки, позиционирования, сбора и обработки результатов измерений с учетом особенностей сканирования, размещения (например, для тестирования на соответствие при со-размещении) и режима работы тестируемой антенный системы. Теоретическое развитие методик измерений характеристик антенн в ближней зоне обычно основано на представлении электромагнитных полей в виде углового спектра плоских волн (УСПВ). Представление УСПВ можно рассматривать как базовый элемент алгоритма для получения конкретного решения задачи разработки метода измерений в ближней зоне с учетом ряда граничных условий. Интерес к методу углового спектра в основном вытекает из взаимосвязи между асимптотической диаграммой направленности излучающей антенны и представлением УСПВ для излучаемого ею поля. Свойства среды не зависят от величины электрических или магнитных полей, распространяющихся внутри них. Таким образом, может быть применен принцип линейной суперпозиции и может быть использовано интегральное преобразование Фурье [1].

## 2. Основная часть

Если поле может быть представлено в виде области плоской поверхности с распределением поля излучения $u(x, y, z)$, то можем записать

$$u(x, y, z = 0) = f(x, y).$$

Двумерное преобразование Фурье от функции u(x, y, z) относительно x, y равно

$$U(k_x, k_y, z) = \Im\{u(x, y, z)\} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} u(x, y, z)e^{j(k_x x + k_y y)}dxdy.$$

где символ $\Im$ используется для обозначения операции преобразования Фурье.

Тогда обратное преобразование Фурье можно записать в виде

$$u(x, y, z) = \Im^{-1}\{U(k_x, k_y, z)\} = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} U(k_x, k_y, z)e^{-j(k_x x + k_y y)}dk_x dk_y.$$

где переменные x, y и kx, ky считаются вещественными, в то время как $U(k_x, k_y, z)$ и $u(x, y, z)$ могут быть комплексными (аналитическими) функциями.

УСПВ $U(k_x, k_y, z)$ можно записать в виде [1]

$$U(k_x, k_y, z) = d_1(k_x, k_y)e^{-j\left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z} + d_2(k_x, k_y)e^{j\left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z}.$$

где $d_1(k_x, k_y)$ и $d_2(k_x, k_y)$ являются константами относительно z.

В этом случае распределение поля $u(x, y, z)$ можно представить в виде

$$u(x,y,z) = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} d_1(k_x,k_y)e^{-j\left(k_x x + k_y y + \left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z\right)} dk_x dk_y +$$

$$+\frac{1}{4\pi^2}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} d_2(k_x,k_y)e^{-j\left(k_x x + k_y y - \left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z\right)} dk_x dk_y$$

где $d_1$ и $d_2$ называются спектрами плоских волн, поскольку выражения

$$d_1(k_x,k_y)e^{-j\left(k_x x + k_y y + \left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z\right)} = d_1(k_x,k_y)e^{-j\left(\vec{k_t}\vec{r} + \left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z\right)};$$

$$d_2(k_x,k_y)e^{-j\left(k_x x + k_y y - \left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z\right)} = d_2(k_x,k_y)e^{-j\left(\vec{k_t}\vec{r} - \left(k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\right)^{1/2} z\right)}.$$

В стационарных точках $k_x = k_1$ и $k_y = k_2$ тангенциальные компоненты дальнего электрического поля могут быть получены из СПВ с использованием выражения

$$E(k_x,k_y) \approx j\frac{e^{-jk_0 r}}{\lambda r}\frac{k_z}{k_0}\vec{F}(k_x,k_y).$$

Для составляющей магнитного поля в дальней зоне справедливо выражение

$$H(k_x,k_y) = \frac{1}{Z_0 k_0}\vec{k}(k_x,k_y) \times \vec{E}(k_x,k_y).$$

Этот алгоритм преобразования можно представить схематически, как показан на рис. 1.




Рис. 1. Блок схема алгоритма пересчёта ближнего поля в дальнюю зону для измеряемой антенной системы

## 3. Заключение

Предложена структурная схема реализации Алгоритм обработки результатов амплифазовых измерений внешних характеристик антенн в ближней зоне излучения для плоского сканера. Достоинством метода СПВ является относительная простота, с которой плоские волны могут быть выражены и математически обработаны в качестве строительных блоков для синтеза реальных распределений произвольного поля.

### Список литературы

1. Gregson S., McCormick J., Parini C. Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements (Electromagnetic Waves). The Institution of Engineering and Technology. 2007. 424 p.
2. Francis M., Wittmann R. Near-field scanning measurements: theory and practice // Modern antenna handbook. Wiley: Hoboken. 2008. P. 929–976.
3. Chen Z.N., Duixian L., Nakano H., Qing X. Handbook of Antenna Technologies. Springer Science&Business Media Singapore, 2016. P. 471–525.
4. Yaghjian A.D. Near-field antenna measurements on a cylindrical surface: A source scattering-matrix formulation. NBS Technical Note 696. US Department of Commerce. 1977. 44 p.

# Модифицированный алгоритм обработки результатов амплифазовых измерений внешних характеристик антенн в ближней зоне с применением оконных функций

[1] Головин В.В., [2] Тыщук Ю.Н., [3] Афонин И.Л., [4] Литовко Е.В.
[1,2,3,4] *ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»,*
*г. Севастополь, Российская Федерация*
[1] *v_golovin@mail.ru*, [2] *y.tyschuk@gmail.com*

***Аннотация:*** *В статье рассматривается модифицированный алгоритм обработки результатов амплифазометрических измерений поля излучения антенн в их ближней зоне. Рассматривается вариант применения планарного сканера. Представлен математический аппарат, позволяющий на основе данных измерений рассчитать характеристики поля излучения антенны в дальней зоне. Данный алгоритм разработан с учетом характеристик зонда. Предполагается, что измерения проводятся в безэховой камере.*

## 1. Введение

Современные измерительные комплексы для испытаний интеллектуальных антенных систем в ряде случаев ориентированы на использование амплифазометрического метода [1–3]. Реализация этих методик предполагает использование в составе современных аппаратно-программных измерительных комплексов специализированного многофункционального программного обеспечения. В основе этого программного обеспечения заложены, в том числе, последние разработки в области расчета характеристик излучения антенн на основе результатов измерений амплитудно-фазовых распределений поля излучения антенн в их ближней зоне.

Анализ программно-ориентированных алгоритмов пересчета измеренных в ближней зоне антенны значений амплитудно-фазовых распределений составляющих электрического поля в зону излучения антенны и анализ ключевых особенностей этих алгоритмов позволяет лучше понять возможности и ограничения, имеющиеся в программном обеспечении современных измерительных систем, предназначенных для тестирования характеристик антенн в их ближней зоне излучения.

## 2. Основная часть

На практике угловой спектр вычисляется из усечённого диапазона значений тангенциальных составляющих распределения поля по конечной параллельной плоскости при z = d перед излучателем по формуле [1]

$$\overrightarrow{F_T}(k_x, k_y, z = d) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \overrightarrow{E_T}(x, y, z = d)e^{j(k_x x + k_y y)}dxdy.$$

Величина ошибки усечения влияет на всю картину дальнего поля, даже в главном направлении тестируемой антенны. Это называется эффектом усечения второго порядка и является артефактом спектральной утечки в процессе преобразования. Приведённая ошибка в дальней зоне может быть выражена как

$$\varepsilon(ru, rv, rw) = \frac{\iint_{A'} E_T(x, y, z = d)e^{j(k_x x + k_y y)}dxdy}{e^{jk_z d}\iint_{A} E_T(x, y)e^{j(k_x x + k_y y)}dxdy}.$$

Скорректированные относительно характеристики направленности зонда тангенциальные компоненты ближнего электрического поля могут быть получены из выборок тангенциального электрического поля с помощью выражения

$$\begin{bmatrix} A_x(\alpha,\beta) \\ A_y(\alpha,\beta) \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma\left(P_x^B(-\alpha,\beta)P_x^C(-\beta,-\alpha) + P_y^B(-\alpha,\beta)P_y^C(-\beta,-\alpha)\right)} \times$$
$$\begin{bmatrix} (1-\alpha^2) & \alpha\beta \\ -\alpha\beta & -(1-\beta^2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_x^C(-\beta,-\alpha) & P_y^B(-\alpha,\beta) \\ P_y^C(-\beta,-\alpha) & P_x^B(-\alpha,\beta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_x(\alpha,\beta) \\ S_y(\alpha,\beta) \end{bmatrix}.$$

Применим оконные функции (сужающиеся функции с нулевым значением вне некоторых выбранных интервалов) [4] $w(x, y)$ к каждому из измеренных и скорректированных компонентов тангенциального поля в ближней зоне

$$a_{xr}(x, y) = w(x, y)a_x(x, y);$$
$$a_{yr}(x, y) = w(x, y)a_y(x, y);$$

$$s_{xr}(x,y) = w(x,y)s_x(x,y);$$
$$s_{yr}(x,y) = w(x,y)s_y(x,y).$$

Процесс создания «окон» можно рассматривать как мультипликативное взвешивание [5], которое применяется для уменьшения порядка разрыва на границе интервала выборки. Хотя оконная функция может использоваться для подавления сильно осциллирующей диаграммы, что часто возникает при преобразовании усечённых данных, оконная функция часто не поддерживает целостность базовой функции. Таким образом, чтобы убедиться в достоверности диаграмм, необходимо также выполнить необрезанное измерение. Здесь этих трудностей однозначно удаётся избежать.

Рассматривая случай, когда происходит вращение исследуемой антенны вокруг оси, касательной к плоскости измерения, становится ясно, что можно значительно увеличить долю передней полусферы, над которой производится измерение. На рис. 1 приведена структурная схема модифицированного алгоритма преобразования поля из ближней зоны в дальнюю зону испытуемой антенны. Необходимые двумерные преобразования Фурье и обратные преобразования Фурье могут быть эффективно оценены с помощью быстрого преобразования Фурье.

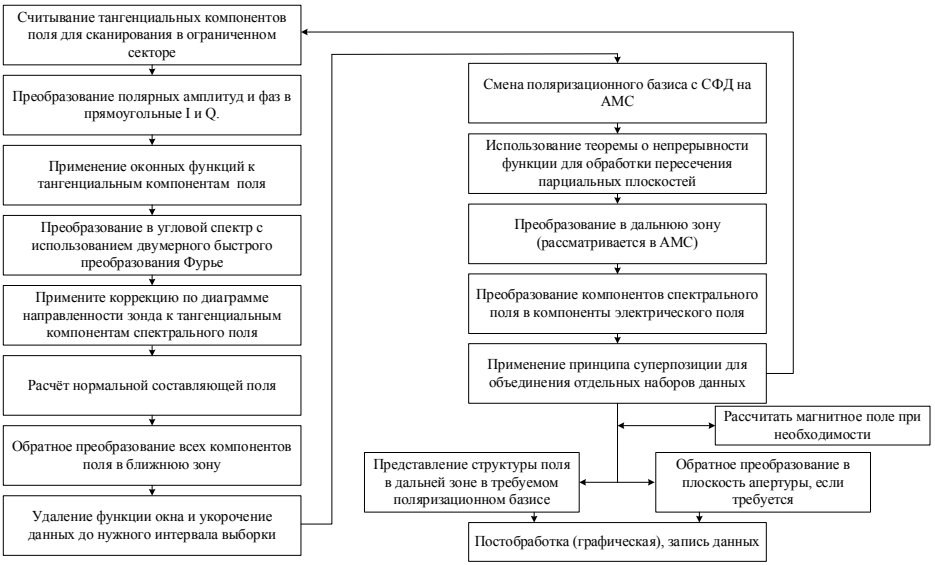



Рис. 1. Структурная схема алгоритма преобразования поля из ближней зоны в дальнюю зону при вращении опорной стойки исследуемой антенны относительно зондов

## 3. Заключение

С учётом возможных вариантов взаимного расположения плоскости испытуемой антенны и измерительной системы, рассматриваются различные связанные координатные системы. Представлены выражения для скорректированных относительно характеристики направленности зонда тангенциальных компонент ближнего электрического поля антенны. Представлен модифицированный алгоритм обработки результатов амплифазовых измерений внешних характеристик антенн в ближней зоне с применением оконных функций.

## Список литературы

1. Gregson S., McCormick J., Parini C. Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements (Electromagnetic Waves). The Institution of Engineering and Technology. 2007. 424 p.
2. Francis M., Wittmann R. Near-field scanning measurements: theory and practice // Modern antenna handbook. Wiley: Hoboken. 2008. P. 929–976.
3. Chen Z.N., Duixian L., Nakano H., Qing X. Handbook of Antenna Technologies. Springer Science&Business Media Singapore, 2016. P. 471–525.
4. Arora S., Hazan E., Kale S. The Multiplicative Weights Update Method: a Meta Algorithm and Applications [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.cs.princeton.edu/~arora/pubs/MWsurvey.pdf (дата обращения: 21.04.2022).

# Некоторые результаты разработки аэрологического радиолокационного вычислительного комплекса на базе SDR-приемника

[1]Плохих О. В., [1]Иванов В.Э., [1]Гусев А. В., [2]Сурков Д.В.

*[1]Уральский Федеральный Университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина*
*Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32*
*o.v.plohih@urfu.ru*
*[2]АО «Радий»*
*Россия, 456830, Челябинская обл., г. Касли ул. Советская, 28.*

***Аннотация:*** *Для получения информации о состоянии атмосферы широко используются метеорологические радиолокационные системы различного типа. В работе приведены некоторые результаты разработки аэрологического радиолокационного вычислительного комплекса, в котором обработка сигналов построена на основе технологии SDR (программно-определяемая радиосистема).*

## 1. Введение

Получение точной и оперативной информации о состоянии атмосферы является необходимым условием составления синоптических, авиационных и иных прогнозов, необходимых во многих сферах человеческой деятельности. Важное и значимое место занимает радиозондирование атмосферы, осуществляемое с помощью радиозондов, поднимаемых в свободной атмосфере газонаполненной оболочкой [1]. В мире распространены радиолокационные и радионавигационные системы радиозондирования (СР). По сравнению с навигационными СР, радиолокационные имеют преимущества в стоимости радиозонда и не зависят от работоспособности других систем.

В 2020 году предприятие АО «Радий» с участием сотрудников Уральского федерального университета (УрФУ) приступило к разработке нового аэрологического радиолокационного вычислительного комплекса (АРВК) «Вихрь». Работы выполнялись при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011). В 2021-2022 годах было изготовлено несколько опытных образцов. Обработка сигналов и управление работой радиолокатора построена на технологии SDR (Software defined radio – программно-определяемая радиосистема) [2].

## 2. АРВК «Вихрь»

Упрощенная структура наземной станции АРВК «Вихрь» приведена на рис. 1. Фазированная антенная решетка (ФАР) имеет два режима работы: ближняя и дальняя зона. В ближней зоне ФАР формирует более широкую диаграмму направленности (ДН) для исключения срывов механического сопровождения аэрологического радиозонда (АРЗ), который может иметь большие угловые скорости перемещения в ближней зоне. ФАР так же выполняет циклическое электронное сканирование вблизи центральной оси ДН для измерения угловых ошибок наведения антенны на АРЗ. Оценку ошибок наведения по углу места и азимуту выполняет блок управления (БУ) и цифровой обработки сигналов (ЦОС). Он же формирует целеуказания контроллеру управления электромеханическим приводом ФАР. Импульсы передатчика поступают через циркулятор на ФАР с периодом около 1 мс. Сигнал АРЗ принимаемый ФАР через циркулятор подается на аналоговый ВЧ приёмник с системой автоматической регулировки усиления (АРУ). Максимальное усиление приемника около 60 дБ. Помимо усиления полосовой фильтрации приемник выполняет перенос сигнала на промежуточную частоту (ПЧ) 400 МГц. Частота приемника и передатчика регулируется по командам БУ и ЦОС, транслируемым через БУ приборным отсеком ФАР. Далее сигнал на ПЧ передается по коаксиальному кабелю из антенной стойки в БУ и ЦОС, расположенный в помещении с остальной аппаратурой автоматизированного рабочего места (АРМ) оператора АРВК. Сигнал АРЗ на ПЧ подается на 2-канальный квадратурный SDR-приемник. Принимаемый по основному каналу сигнал используется для измерения дальности и выделения телеметрической информации АРЗ. Второй канал используется для измерения спектра, контроля частоты АРЗ и управления автоматической перестройкой частоты (АПЧ). SDR-приемник усиливает сигнал АРЗ, переносит его квадратурным методом сигнал с ПЧ на нулевую частоту, фильтрует, оцифровывает полученный полосовой сигнал с последующим прореживанием и цифровой фильтрацией и передает выборку отсчеты сигналов по параллельному интерфейсу в БУ и ЦОС, реализованный на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) и высокопроизводительного процессора. Максимальное общее усиление SDR-приемника 77 дБ. Управление

SDR-приемником также осуществляет БУ и ЦОС. У каждого канала SDR-приемника свои программируемые аналоговые и цифровые фильтры. БУ и ЦОС по команде ПЭВМ АРМ оператора АРВК может перепрограммировать параметры фильтров в основном канале: с рабочей полосой 4 МГц или 2 МГц. 4 МГц – ширина основного лепестка спектра импульсного сигнала АРЗ. Для повышения отношения сигнал/шум, например на большой дальности, можно сузить полосу до 2 МГц. Проектируемая расчетная рабочая наклонная дальность слежения за АРЗ равна 250 км. В ходе испытаний опытных образцов в отдельных пусках сигнал АРЗ принимался на дальности до 270 км.

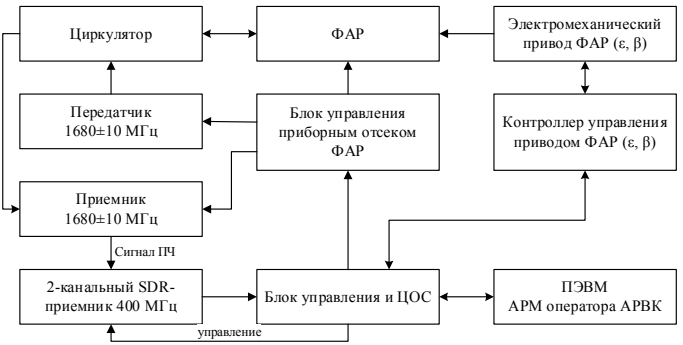



Рис. 1. Упрощенная структурная схема наземной станции АРВК «Вихрь»

SDR-приемник имеет настраиваемые средства для аппаратной реализации АРУ, но для сравнительно медленного электронного сканирования лучом ФАР они не годятся из-за высокой скорости регулирования. Поэтому АРУ с динамикой менее 40 Гц было реализовано программно в паре ПЛИС-процессор. На большой дальности и малых углах места мощный отраженный сигнал радиолокатора существенно мешает приему слабого сигнала АРЗ. Для снижения этого эффекта в АРВК «Вихрь» применяется смещение частоты передатчика АРВК относительно частоты АРЗ и блокировка приемника 1680 на программно-регулируемый интервал времени, начинающийся перед началом импульса зондирования и заканчивающийся после приема мешающих отражений от местных предметов. Оба способа имеют свои ограничения. Полоса частот, в которой сверхрегенеративный приемопередатчик АРЗ имеет приемлемую чувствительность к запросному импульсу, ограничена и вариативна у разных образцов. А длительная блокировка приемника приводит к потерям в тракте приема телеметрического сигнала. Телеметрический сигнал АРЗ формируется с помощью модуляции частоты следования радиоимпульсов с девиацией 10-25 кГц [3]. Квадратурный частотно-импульсный демодулятор с перестройкой поднесущей частоты (800 кГц) реализован в ПЛИС под управлением процессора БУ и ЦОС.

## 3. Заключение

Применение технологии SDR выводит аппаратуру радиолокационной системы аэрологического радиозондирования на новый уровень, позволяет улучшить характеристики, спроектировать более компактное изделие, в котором почти все функции обработки сигналов реализованы в одном цифровом блоке. Последующая доработка и модернизация изделий будет осуществляться в основном заменой программного обеспечения. 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.

### 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. Ессяк; под ред. В.Э. Иванова. – Екатеринбург: УрО РАН, 2004. – 596 с.
2. Плохих О. В., Гусев А. В. Радиолокатор системы аэрологического радиозондирования атмосферы на базе SDR приемопередатчика // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. Вып. 3. С. 359—360.
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.

# Некоторые результаты испытаний и эксплуатации навигационной системы радиозондирования атмосферы «Полюс»

[1]Букрин И.В., [1]Гусев А.В., [1]Иванов В.Э., [1]Плохих О.В., [2]Рысев В.В., [2]Сурков Д.В.

*[1] ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина» (УрФУ), г. Екатеринбург;620009, Российская федерация, e-mail: v.e.ivanovekt@gmail.com;*

*[2]АО «Радий», Россия, 456830, Челябинская обл., г. Касли, ул. Советская, 28*

***Аннотация:*** *Разработана навигационная система радиозондирования (СР) «Полюс». Показано, что в сравнении с существующими радиолокационными системами СР «Полюс» обладает более высокой точностью измерения параметров ветра и высоты, причем точность не снижается с увеличением наклонной дальности до радиозонда.*

## 1. Введение

С момента организации в 1935 г. сети станций регулярного радиозондирования атмосферы, Советский Союз являлся лидером в создании современных технических средств аэрологических наблюдений. Кризис конца 1990-х – начала 2000-х гг. привел к снижению финансирования аэрологической сети, количество действующих аэрологических станций сократилось более чем в два раза, разработка новых технических средств системы радиозондирования (СР) приостановилась. К этому моменту основным техническим средством аэрологических наблюдений являлся радиолокационный комплекс АВК-1 с радиозондом МРЗ-3А. Отличительной особенностью отечественной СР являлось эффективное применение в составе радиозондов радиолокационных приемопередатчиков, обеспечивающих передачу телеметрической информации, измерение угловых координат и наклонной дальности до радиозонда [1]. В соответствие с постановлением Правительства № 218 в 2010 г., при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, в период с 2010 г. по 2012 г. совместными усилиями УрФУ и АО «Радий» был реализован проект «Создание и производство технических средств радиозондирования атмосферы на основе спутниковых навигационных систем GPS/ГЛОНАСС с целью модернизации технологической базы аэрологической сети Росгидромета». В рамках этого проекта была разработана и внедрена в серийное производство в АО «Радий» первая отечественная навигационная система радиозондирования (СР) атмосферы «Полюс» и аэрологический радиозонд МРЗ-Н1 [2,3].

### 2. Результаты эксплуатации СР «Полюс» и радиозондов МРЗ-Н1

К настоящему времени накоплен большой опыт эксплуатации СР «Полюс» в разных климатических условиях и широтах, в том числе на станциях Арктики и Антарктиды. Кроме того, система использовалась для выполнения аэрологического зондирования на научно экспедиционных судах «Михаил Сомов» и «Академик Трешников» во время экспедиции по программе «ТРАНСАРКТИКА-2019». Благодаря простоте конструкции и высокому качеству сборки, отсутствию движущихся частей в антенне система показала высокую надежность. Простота эксплуатации и обслуживания, отсутствие необходимости горизонтирования и ориентирования антенны определила возможным использование СР «Полюс» на подвижных платформах.

Для проверки дальности действия системы была проведена проверка возможности приема сигнала телеметрии радиозонда, выпущенного на значительном удалении: так сигнал радиозонда, выпущенного на аэрологической станции «Пермь» устойчиво принимался на АО «Радий» (г. Касли, Челябинская область) на расстоянии до 355 км на ненаправленную антенну, при этом имелся значительный запас по уровню сигнала. Причиной прекращения приема стало снижение радиозонда за уровень горизонта после разрыва газонаполненной оболочки. Следует отметить, что подобные дальности для радиолокационных комплексов принципиально не достижимы т.к. углы места в данном случае составляют менее 2°, ни один из существующих радиолокационных аэрологических комплексов не обеспечивает работу при таких малых углах.

Сравнительные испытания с образцовыми СР Vaisala и Modem, а также с Российскими серийными сетевыми системами в ФГБУ «ЦАО» показали, что по качеству измерения параметров ветра и температуры, СР «Полюс» сопоставима с образцовыми системами [4,5]. Так в процессе испытаний было обнаружено наличие постороннего сигнала в диапазоне частот 400 406 МГц, что создавало помехи для работы радиозондов комплексов Modem и Vaisala DigiCora. В результате чего из 30 выпусков в зимний период в 10 случаях произошло пропадание сигналов радиозондов M2K2-DC (Modem) и в 3 случаях пропадание сигналов радиозондов RS41-SG (Vaisala). В некоторых выпусках у комплекса Modem наблюдались промежутки времени, когда навигационные данные отсутствовали, а также промежутки, когда после возобновления навигационных данных наблюдались систематические ошибки по высоте. В летний период из 15 выпусков также наблюдались отказы навигационных модулей в 6 случаях у Vaisala и 2 случаях у Modem. СР «Полюс» совместно с радиозондом МРЗ-Н1 отработали в штатном режиме во всех выпусках, что свидетельствует о лучшей помехозащищенности в сравнении с зарубежными аналогами. При сравнении результатов радиозондирования СР «Полюс» на стандартных изобарических поверхностях с полем первого приближения, результаты оказались лучше среднероссийских за данный период.

## 3. Заключение

Опыт эксплуатации СР «Полюс» показал качественное преимущество системы над радиолокационными комплексами АВК-1, «Вектор-М» и МАРЛ-А в точности измерения вертикальных профилей ветра (скорости и направления) и вертикальных профилей метеопараметров (температуры и относительной влажности). Погрешность измерения параметров ветра соответствует образцовым СР ведущих мировых производителей и требованиям ВМО [6]. Уменьшение погрешности определения высоты и ее независимость от расстояния до радиозонда, а также снижение периода обновления телеметрической информации с одновременным повышением точности и быстродействия датчиков температуры, позволили получать вертикальные профили метеопараметров с большей точностью и большим вертикальным разрешением. Следует подчеркнуть, что высокая точность определения пространственных координат СР «Полюс» позволяет осуществить калибровку координат радиолокационных СР во всем радиусе действия путем осуществления совместных спаренных выпусков радиозондов и повысить качество и надёжность зондирования параметров атмосферы в масштабах аэрологической сети РФ.

Благодаря малым массогабаритным характеристикам, ненаправленной антенне и простоте обслуживания система стала более удобной при подготовке пусков ракет на космодромах и незаменимой при зондировании атмосферы с борта научно-исследовательских судах судов и станций на дрейфующих льдах. Таким образом, в целом, совместная эксплуатация радиолокационных СР и СР «Полюс» способствует повышению качества, надёжности работы и экономической эффективности функционирования аэрологической сети Росгидромета.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011).

## Список литературы

1. Иванов В. Э., Фридзон М. Б., Ессяк С. П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2004. – 596 с.
2. Плохих О. В., Иванов В. Э. Навигационный аэрологический радиозонд. // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. Санкт-Петербург: 2012, спецвыпуск: 60 лет Институту радиоэлектроники и информационных технологий РТФ Уральского федерального университета, с. 148-155.
3. Иванов В. Э. Многорежимный аэрологический комплекс. Патент RU № 2710965. Опубликовано 2020.01.14.
4. Акт по результатам натурных испытаний системы радиозондирования атмосферы «Полюс» в составе БС СР «Полюс» и зондов МРЗ-Н1. – Долгопрудный: ЦАО, 2018. – 2 с.
5. Акт натурных испытаний системы радиозондирования атмосферы «Полюс» в составе БС СР «Полюс» и зондов МРЗ-Н1 проведенных, с целью получения информации о правильности вносимой системой «Полюс» радиационных поправок для термистора радиозонда МРЗ-Н1 в летний период. – Долгопрудный: ЦАО, 2018. –9 с.
6. Guide to meteorological instruments and methods of observation (WMO №8) / World meteorological organization. – 2008 edition; updated in 2010. – Geneva: WMO, 2012. – 714 p.

# Отклик автодинного приемопередатчика на синхронное воздействие запросного сигнала с частотной модуляцией

Носков В. Я., Черных О. А.

*Уральский федеральный университет*
*г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация*
*noskov@oko-ek.ru*

***Аннотация:*** *Представлены результаты исследования отклика автодинного приемопередатчика (АПП) на синхронное воздействие запросного радиосигнала с частотной модуляцией (ЧМ). Получены основные соотношения для анализа сигналов синхронизированного АПП. Выполнены расчёты амплитудно-частотных и сигнальных характеристик АПП. Результаты теоретических исследований подтверждены экспериментальными данными, полученными для транзисторного генератора 20-см диапазона.*

## 1. Введение

В последнее время во вновь создаваемых радиолокационных системах радиозондирования атмосферы в качестве активного ответчика на борту аэрологического шара-зонда вместо применяемых в настоящее время сверхрегенеративных приемопередатчиков (СПП) предложено использование автодинных приёмопередатчиков (АПП), работающих в режиме биений, когда частота запросного радиосигнала находится за пределами полосы синхронизации АПП [1, 2]. Однако с точки зрения электромагнитной совместимости радиосредств более перспективным является применение синхронного режима работы, когда несущие частоты АПП и запросной РЛС совпадают. При этом отсутствие результатов исследования этого режима на предмет возможности приема информационных радиосигналов сдерживает внедрение АПП в системы радиозондирования. Цель настоящей работы – выполнить исследование отклика АПП при приеме радиосигнала с частотной модуляцией (ЧМ).

## 2. Основные уравнения для анализа АПП

Для разработки математической модели взаимодействия АПП с принятым от РЛС запросным радиосигналом с ЧМ воспользуемся результатами анализа, выполненного в [2]. В этой работе рассмотрена одноконтурная модель колебательной системы (КС) автодинного генератора, находящегося под воздействием радиосигнала без ЧМ. Для ее учета примем источник $j_c(t)$ запросного радиосигнала от РЛС в виде: $j_c(t) = \mathrm{Re}[J_c(t)\exp j\theta_c(t)]$, где $J_c(t)$, $\theta_c(t) = \int \omega_c(t)dt$ – амплитуда и фаза запросного радиосигнала; $\omega_c(t) = \omega_{ср}(1 + m_{чм}\sin\Omega_м t)$ – текущая и $\omega_{ср}$ – средняя частота запросного радиосигнала; $m_{чм} = \Delta\omega_{чм}/\omega_{ср}$ – относительная и $\Delta\omega_{чм}$ – абсолютная девиация ЧМ; $\Omega_м$ – частота модуляции.

Под воздействием тока активного элемента и при условии выполнения балансов амплитуд и фаз в КС АПП возникают незатухающие колебания. Вследствие обычно достаточно высокого значения нагруженной добротности $Q_н >> 1$ КС эти колебания являются квазигармоническими: $u(t) = \mathrm{Re}(\dot{A}\times\exp j\omega_0 t)$, где $\dot{A} = A\exp j\varphi$ – комплексная амплитуда; $\omega_0$ – частота автономного генератора; $A = A(t)$, $\varphi = \varphi(t)$ – медленно меняющиеся за период колебаний амплитуда и фаза. Далее, после усреднения за период колебаний с учетом малости воздействующего сигнала ($\Gamma_c << 1$) методом итерации первого приближения нами получена система линеаризованных дифференциальных уравнений для относительных изменений амплитуды $a = \Delta A/A_0$ и фазы колебаний генератора в окрестности стационарного режима генерации:

$$(Q_н/\omega_0)(da/dt) + \alpha a + \varepsilon\chi_c = \Gamma_c\eta\cos\varphi, \quad (1)$$

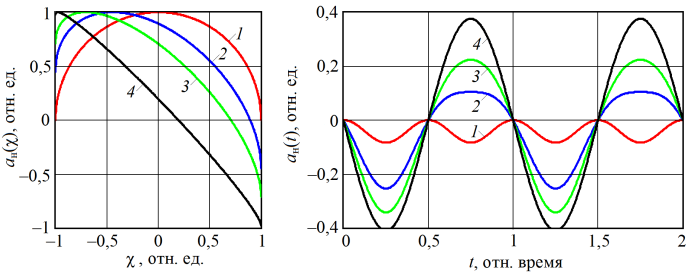
$$(Q_н/\omega_0)(d\varphi/dt) + \beta a + Q_н\chi_c = -\Gamma_c\eta\sin\varphi, \quad (2)$$

где $\alpha$, $\varepsilon$, $\beta$ – приведенная крутизна инкремента генератора, параметры неизодромности и неизохронности соответственно; $\chi_c = \Delta\omega/\omega_0 = (\omega_c - \omega_0)/\omega_0$ – относительное отклонение частоты входного сигнала $\omega_c$ от частоты колебаний $\omega_0$ автономного генератора; $\eta = Q_н/Q_{вн}$, $Q_н$, $Q_{вн}$ – КПД, нагруженная и внешняя добротности КС; $\Gamma_c = (P_c/P_н)^{1/2}$ – коэффициент, характеризующий относительный уровень принятого сигнала; $P_н$ – выходная мощность на нагрузке генератора; $P_c$ – мощность принятого сигнала. Полученные уравнения (1) и (2) являются достаточно общими, они обеспечивают воз-

можность анализировать в зависимости от начальных условий режимы биений и захвата генератора, а также формирование сигнальных характеристик.

## 3. Расчет амплитудно-частотных и сигнальных характеристик АПП

На рис. 1*а* представлены результаты расчётов амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) $a_{н}(\chi)$, полученных согласно (1) и (2) в предположении равенства производных нулю. Расчет выполнен при величине коэффициента $\rho = \varepsilon / Q_{н} = 0$ и различных значениях коэффициента неизохронности $\gamma = \beta / \alpha$. Эти графики показывают нормированную величину изменений амплитуды колебаний генератора $a_{н}$ в зависимости от величины относительной отстройки частоты $\chi = \chi_{с} / \chi_{син}$ воздействующего сигнала, где $\chi_{син} = \omega_{син} / \omega_{0} = \Gamma_{с}(1+\gamma^{2})^{1/2} / Q_{вн}$ – относительная полоса синхронизации. На рис. 2*б* приведены временные диаграммы $a_{н}(t)$ сигналов, рассчитанные для середины полосы синхронизации ($\chi = 0$) и относительной девиации частоты $\chi_{чм} = m_{чм} / \chi_{син} = 0{,}4$ при различных значениях $\gamma$.




(*а*) (*б*)

Рис. 1. Амплитудно-частотные (*а*) и сигнальные (*б*) характеристики АПП при приеме сигналов с ЧМ: $\gamma = 0$ (кривая *1*); $\gamma = 0{,}5$ (кривая *2*); $\gamma = 1$ (кривая *3*); $\gamma = 5$ (кривая *4*)

Из графиков рис. 1 видно, что при воздействии на изохронный генератор ($\gamma = 0$) ЧМ колебаний наблюдаются малая амплитуда и наибольшие искажения автодинного отклика, вплоть до удвоения его частоты. Реальным СВЧ генераторам, как правило, свойственна значительная неизохронность колебаний ($\gamma = 1\ldots5$). Амплитуда сигналов этих генераторов возрастает, а искажения уменьшаются с увеличением коэффициента неизохронности $\gamma$ (см. кривые *2*...*4*).

## 4. Заключение

Из полученных результатов следует, что с увеличением коэффициента неизохронности $\gamma$ АЧХ синхронизированного генератора вырождается практически в прямую линию (см. кривую *4*). Такой вид АЧХ обеспечивает высокую линейность преобразования ЧМ → АМ входного сигнала. При этом детектирование автодинных изменений амплитуды колебаний с помощью внешнего детектора или автодетектирования их в цепи питания обеспечивает практически линейную демодуляцию ЧМ. Отсюда следует, что в качестве запросного сигнала можно использовать радиоимпульсы с внутренней ЧМ, содержащей код «запроса».

АПП также как и СПП отличаются экономичностью, малыми габаритными размерами и низкой стоимостью СВЧ приёмопередающего модуля. Особенно привлекательным достоинством АПП является их узкая полоса частот излучения, которая обеспечивает возможность их использования в условиях современных жёстких требований к электромагнитной совместимости радиосредств. Этим достигается основное преимущество данного режима перед сверхрегенеративным и режимом приема на частоте биений. Результаты теоретических исследований подтверждены экспериментальными данными, полученными для транзисторного генератора 20-см диапазона.

## Список литературы

1. Иванов В.Э., Гусев А.В., Игнатков К.А., Кудинов С.И., Малыгин И.В., Носков В.Я., Плохих О.В., Рысев В.В., Черных О.А. // Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 9. С. 3–49.
2. Носков В.Я., Иванов В.Э., Гусев А.В., Игнатков К.А., Князев С.Т., Кудинов С.И., Малыгин И.В., Плохих О.В., Пономарев О.П., Черных О.А. Применение автодинов в перспективных системах радиолокационного зондирования атмосферы // Ural Radio Engineering Journal. 2022. Т. 6. № 1. С. 11–53.

# Общее решение уравнений автодинного генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией

[1] Носков В.Я., [2] Богатырев Е.В., [1] Вишняков Д.С., [1] Игнатков К.А.

[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 общего решения системы уравнений автодинного генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией излучения. Получены выражения для пошагового расчёта автодинного отклика в зависимости от времени запаздывания отраженного излучения, постоянной времени автодинного отклика СВЧ генератора, внутренних параметров автоколебательной системы, параметров ЧМ и величины параметра обратной связи системы «генератор — объект локации».*

## 1. Введение

Использование различных видов модуляции излучения (амплитудной, частотной или фазовой) значительно расширяет функциональные возможности автодинных систем ближней радиолокации (СБРЛ) и улучшает их тактико-технические характеристики [1–7]. Перспективы дальнейшего развития автодинных СБРЛ связаны с применением более сложных сигналов, комбинирующих различные виды модуляции, например, импульсной (ИМ) и частотной (ЧМ). Такое совмещение обеспечивает объединение достоинств одного и другого видов модуляции, что позволяет реализовать радиолокационные системы с качественно новыми возможностями. Например, обеспечивать формирование ближней и дальней мертвых зон селекции цели по дальности [5]. Однако исследования особенностей формирования сигналов в автодинных СБРЛ с такой комбинацией видов модуляции с учетом внутренней инерционности СВЧ генератора по имеющейся у авторов информации не проводилось.

Цель настоящей работы — на основе развитого ранее подхода [4] к анализу переходных процессов в автодинах разработать математическую модель, описывающую поведение радиоимпульсного СВЧ генератора, находящегося под воздействием собственного отраженного от объекта локации, при изменяющейся частоте автоколебаний и учете внутренней инерционности СВЧ генератора.

## 2. Основные уравнения и их решение для автодинного генератора с ИМ и ЧМ

Исходная система укороченных дифференциальных уравнений для одноконтурной модели колебательной системы (КС) автодинного генератора с ЧМ произвольного закона получена нами для нормированных относительно максимальных значений автодинных изменений амплитуды $a_{н}(t_{н})$ и частоты $\chi_{н}(t_{н})$, абсолютных изменений частоты $\omega(t_{н})$ и фазы $\delta(t_{н},\tau_{н})$ колебаний в виде [4]:

$$\frac{da_{н}(t_{н})}{dt_{н}}+\frac{1}{\tau_{ан}}a_{н}(t_{н})=\frac{1}{\tau_{ан}}\cos\delta(t_{н},\tau_{н}), \tag{1}$$

$$\chi_{н}(t_{н})=-(1+\gamma^{2})^{-1/2}\left[\sin\delta(t_{н},\tau_{н})+\gamma\, a_{н}(t_{н})\right], \tag{2}$$

$$\omega(t_{н})=\omega_{0}+\Delta\omega_{чм}f_{м}(t_{н})-\Delta\omega_{m}(1+\gamma^{2})^{-1/2}\left[\sin\delta(t_{н},\tau_{н})+\gamma\, a_{н}(t_{н})\right], \tag{3}$$

$$\delta(t_{н},\tau_{н})=\omega(t_{н})\tau=2\pi\tau_{н}+2\pi p_{чм}f_{м}(t_{н})-C_{ос}(1+\gamma^{2})^{-1/2}\left[\sin\delta(t_{н},\tau_{н})+\gamma\, a_{н}(t_{н})\right], \tag{4}$$

где $a_{н}(t_{н})=a(t_{н})/\Gamma K_{а}$, $\chi_{н}(t_{н})=\chi(t_{н})/\Delta\omega_{m}$, $t_{н}=t/\tau$ – нормированные автодинные изменения амплитуды, частоты колебаний и текущее (безразмерное) время; $K_{а}=\eta/\alpha$ – коэффициент автодинного усиления отражённого от объекта сигнала; $\tau_{ан}=\tau_{а}/\tau$ – нормированные относительно величины $\tau$ постоянная времени автодинного отклика; $\tau_{а}=Q_{н}/\alpha\omega_{0}$ – характеристическая постоянная времени автодинного отклика; $\tau$ – время запаздывания отраженного от объекта локации излучения; $\Delta\omega_{m}=\Gamma(\omega_{0}/Q_{вн})(1+\gamma^{2})^{1/2}$ – величина автодинной девиации частоты генератора; $\gamma=\beta/\alpha$ – коэффициент неизохронности СВЧ генератора; $\omega_{0}$ – частота стационарных колебаний генератора; $\alpha$, $\beta$ – прочность предельного цикла и неизохронность генератора; $\eta=Q_{н}/Q_{вн}$, $Q_{н}$, $Q_{вн}$ – КПД, нагруженная и внешняя добротности КС; $\Gamma$ – коэффициент, характеризующий относительное затухание излу-

чения по амплитуде при его распространении до объекта и обратно; $\delta(t,\tau)=\Psi(t)-\Psi(t,\tau)$ – мгновенный набег фазы отраженного излучения при его распространении до объекта локации и обратно; $\Delta\omega_{чм}$ – девиация частоты генерации вследствие ЧМ; $f_м(t_н)$ – нормированная модулирующая функция, имеющая период $T_м=2\pi/\Omega_м$; $p_{чм}=\tau\Delta\omega_{чм}/2\pi$ – параметр ЧМ, физический смысл которого – изменения фазы сигнала за счет ЧМ; $C_{ос}=\Delta\omega_m\tau$ – параметр обратной связи (ОС) автодинной системы «генератор – объект локации»; $\tau_н=\omega_0\tau/2\pi$ – нормированное время запаздывания отраженного излучения.

Далее, следуя методу «шагов» [4], для (1) – (4) запишем последовательность основных соотношений для поэтапного расчета фазы $\delta(t_н)$, относительных изменений амплитуды $a_н(t_н)$ и частоты $\chi_н(t_н)$, а также для абсолютных значений частоты генерации $\omega(t_н)$ автодина. При этом из рассмотрения исключаем зоны обращения модуляции, поскольку обычно $T_м >> \tau_а, \tau$. Отметим также, что интервалу времени от момента включения генератора $(t_н^{(0)}=0)$ до прихода первого отражённого излучения $(t_н^{(0)}=1)$ соответствует режим «автономных» колебаний, при котором $\delta(t_н^{(0)})=0$, $a_н(t_н^{(0)})=0$, $\chi_н(t_н^{(0)})=0$, $\omega(t_н^{(0)})=\omega_0+\Delta\omega_{чм}f_м(t_н^{(0)})$ и автодинный отклик отсутствует. Здесь и далее индексы в скобках вверху при переменной «$t_н$» означают номер шага.

Анализ последовательности выполненных решений позволил записать общие выражения для расчёта требуемых величин на *n*-ом шаге, используя решения, полученные на предыдущем $(n-1)$-ом шаге. В общем случае результат воздействия $(n-1)$ отражённого от цели излучения на анализируемый процесс автоколебаний $n$-го шага имеет вид:

$$\delta(t_н^{(n)})=\omega(t_н^{(n-1)})\tau=2\pi[\tau_н+p_{чм}f_м(t_н^{(n-1)})]+C_{ос}\chi_н(t_н^{(n-1)}), \quad (5)$$

$$a_н(t_н^{(n)})=\cos\delta(t_н^{(n)})+\exp(-t_н^{(n)}/\tau_{ан})[a_н(t_{н\,1}^{(n-1)})-\cos\delta(t_{н\,0}^{(n-1)})], \quad (6)$$

$$\chi_н(t_н^{(n)})=-(1+\gamma^2)^{-1/2}[\sin\delta(t_н^{(n)})-\gamma\, a_н(t_н^{(n)})], \quad (7)$$

$$\omega(t_н^{(n)})=\omega_0+\Delta\omega_{чм}f_м(t_н^{(n)})+\Delta\omega_m\chi_н(t_н^{(n)}). \quad (8)$$

Из (5) – (8), полагая $t_н^{(n)}=0$ и $t_н^{(n)}=\infty$, легко получить начальные и установившиеся значения фазы, а также относительных автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний генератора на любом шаге. Кроме того, из анализа этих выражений видно, что закономерности изменений амплитуды $a_н(t_н^{(n)})$ и частоты $\chi_н(t_н^{(n)})$ колебаний после включения генератора на *n*-ом шаге определяются набегом фазы $\delta(t_н^{(n)})$ отражённой волны за время $\tau$ на частоте $\omega(t_н^{(n-1)})$ $(n-1)$-го шага.

## 3. Заключение

Получено общее решение исходной системы уравнений описывающее поведение радиоимпульсного СВЧ генератора с ЧМ, находящегося под воздействием собственного отраженного от объекта локации, с учетом внутренней инерционности СВЧ генератора. Дальнейший анализ полученных выражений для различных соотношений постоянной времени автодинного отклика и времени запаздывания отраженного излучения выполним численным методом с привлечением математического пакета программ MathCAD.

### Список литературы


1. Носков В. Я., Смольский С. М. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией // Радиотехника. 2011. № 2. С. 21—36.
2. Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Анализ сигналов от движущегося объекта автодинных локаторов с линейными видами модуляции частоты // Уральский радиотехнический журнал. 2017. Т. 1. № 1. С. 25—54.
3. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А.. Принцип построения бортового радиолокационного датчика для обнаружения быстродвижущихся целей // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 12. С. 16—22.
4. Носков В. Я., Игнатков К. А. Динамика формирования автодинного отклика СВЧ генераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56. № 5. С. 21—41.
5. 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. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32—86.
6. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Влияние сопутствующей амплитудной модуляции на формирование сигналов автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией // Уральский радиотехнический журнал. 2020. Т. 4. № 2. С. 127—166.
7. Noskov V. Ya., Galeev R. G., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Autodyne Sensor Signals with Amplitude-Frequency Modulation of Radiation // Sensors. 2020. Vol. 20(24). No. 7077. 18 p.

# Увеличение динамического диапазона приемной системы нелинейного видеоимпульсного локатора[1]

Байкалова А.Е., Семенов Э. В.

*Институт сильноточной электроники СО РАН*
*г. Томск, 634055, Академический проспект, 2/3, Российская Федерация*
*annabajkalova2016@gmail.ru*
*edwardsemyonov@narod.ru*

***Аннотация:*** *Рассматривается метод улучшения пороговой чувствительности приемной системы нелинейного видеоимпульсного локатора, а также уменьшения нелинейных искажений, вносимых стробоскопическим осциллографом. Суть данного метода состоит в предварительном усилении сигнала-отклика, поступающего с выхода антенны на стробоскопический осциллограф, с целью уменьшения уровня шума сигнала. Дальнейшая обработка сигнала направлена на корректировку собственной нелинейности осциллографа и калибровку системы на свободное пространство.*

## 1. Введение

Основной задачей экспериментальных работ в области нелинейной видеоимпульсной радиолокации является увеличение дальности измерений, а для этого необходимо решить проблему получения преимущества в чувствительности приемного устройства. Чувствительность приемника напрямую зависит от его динамического диапазона, от способности регистрировать сигналы маленькой амплитуды на фоне больших. Стробоскопические осциллографы обладают АЦП большей разрядности (до 16 бит и выше), чем осциллографы реального времени, эти устройства имеют преимущество в качестве оцифровки и обладают лучшей пороговой чувствительностью. Необходимо учесть, что сигнал в стробоскопическом осциллографе подается со стробоскопического преобразователя, который является нелинейным устройством, напрямую на АЦП без усилителей и аттенюаторов. Однако, нелинейность осциллографа с полосой 25 ГГц в используемом диапазоне частот может быть совершенно безынерционна и скомпенсирована при обработке сигнала [1]. Если усилить полезный сигнал усилителем с низким уровнем собственных шумов, то можно добиться уменьшения амплитуды шумов в характеристике нелинейности [2].

В данной работе рассмотрено решение получения преимущества в чувствительности приемной системы и уменьшения нелинейных искажений и выполнено экспериментальное исследование обнаружения нелинейного отклика полупроводниковых объектов.

## 2. Методика выполнения измерений и эксперимент

В опубликованных ранее статьях экспериментально продемонстрированы методы измерения отклика полупроводниковых объектов, а также способы обработки полученных сигналов [3—7].

Мы будем использовать макет нелинейного видеоимпульсного локатора [3, 4]. В качестве тестовых сигналов применяются ступенчатые функции размахом 8 В на нагрузке 50 Ом, а в качестве антенны — петлевой вибратор диаметром 10 см. Сигнал с антенны подается на регистрирующее устройство через мост, а собственно приемником выступает стробоскопический двухканальный осциллограф Pico Technology 9301-25. Тестируемыми объектами являются кольцо диаметром 4 см, в разрыве которого находится диод HSMS-8101, а также FM приемник Precision PS-298 Stereo. Первый (опорный) канал осциллографа регистрирует тестовые сигналы, а второй (измерительный) канал регистрирует отклики с выхода антенны нелинейного локатора. Далее, согласно методу [3], сравниваются отклики на сигналы разной полярности, и по результатам обработки строится характеристика нелинейности.

На рис. 1, *а* изображена характеристика нелинейности при отсутствии объектов в окрестности антенны (кривая *1*). Видно, что присутствует шумовая составляющая сигнала порядка 130 мкВ с экстремумом в характеристике нелинейности около 500 мкВ. При уровне сигнала с антенны 25 мВ получаем динамический диапазон приемника 45.7 дБ. Для уменьшения шумов, вносимых приемной системой, к выходу антенны подключим широкополосный усилитель Mini-Circuits ZX60-V63+[2] с коэф-

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FWRM-2021-0015).

[2] Широкополосные усилители Mini Circuits ZX60-V63+. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-V63+.pdf/, свободный.

фициентом усиления 21.9 дБ. Характеристика нелинейности (рис. 1, *а*, кривая *2*) по-прежнему содержит нелинейный выброс около 450 мкВ, однако амплитуда шумов уменьшилась до 35 мкВ.

Нелинейность осциллографа (рис. 1, *б*, кривая *1*) описывается только его амплитудной характеристикой, которая представляется полиномом второго порядка. Коррекция нелинейности по амплитудной характеристике хорошо уменьшает нелинейность приемника в начале переходного процесса (кривая *2*). Для коррекции нелинейности в завершающей части используем еще один прием: вычтем из получаемой характеристики нелинейности характеристику зондирования свободного пространства. На рис. 1, *б* (кривая *3*) видно, что все нелинейные выбросы подавлены, остаются только шумы в пределах ±35 мкВ.

На рис. 1, *в* изображены характеристики нелинейного отклика при зондировании тестовых объектов на расстоянии 1 см от антенны с калибровкой на свободное пространство. По нашим сведениям, это первый эксперимент, когда было обнаружено реальное электронное устройство нелинейным видеоимпульсным локатором.

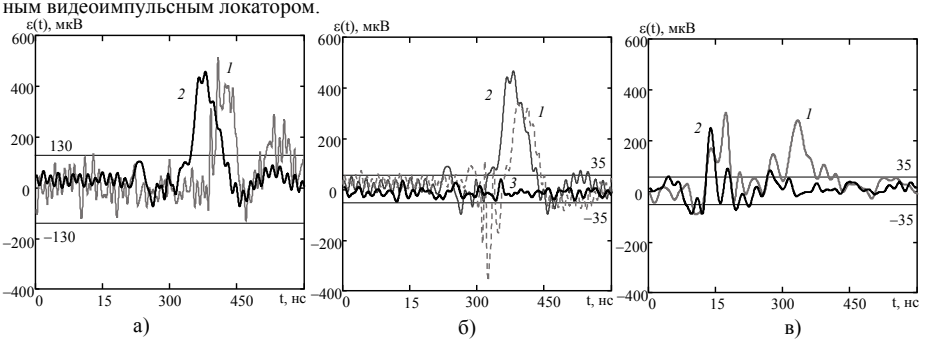



Рис. 1. Характеристики нелинейного отклика: а) при зондировании свободного пространства: кривая *1* — до усиления сигнала; кривая *2* — после усиления сигнала на 21.9 дБ; б) в результате работы нелинейной коррекции: кривая *1* — до коррекции; кривая *2* — после коррекции; кривая *3* — после коррекции с калибровкой на свободное пространство; в) при зондировании тестовых объектов: кривая *1* — кольца радиусом 4 см с встроенным в него диодом HSMS-8101; кривая *2* — тестового FM приемника Precision PS-298 Stereo

## 3. Заключение

Результаты, представленные на рис. 1, демонстрируют увеличение пороговой чувствительности приемной системы в 3.7 раз (со 130 мкВ). При уровне входного сигнала 25 мВ допустимое усиление сигнала — до 80 раз. Предполагается еще большее уменьшение шумов (до 4 мкВ). В данном эксперименте удалось расширить динамический диапазон приемной системы на 11.3 дБ. Впервые был зафиксирован нелинейным видеоимпульсным локатором отклик амплитудой 0.3 мВ от реального электронного устройства, а также от тестового от кольца с диодом: 0.22 мВ.

### Список литературы


1. Федосов, Д. В. Повышение чувствительности и точностных характеристик стробоскопических преобразователей УВЧ диапазона: специальность 05.12.17: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / 1999. 118 с.
2. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах // Издательство «Мир». Москва. 1979.
3. Semyonov E. V., Kosteletskiy V. Comparative analysis of step and pulse signals as a test-signals for nonlinear sensing of the semiconductor objects // in Proc. SIBCON-2017. Astana, Kazakhstan. 2017. 4 p.
4. Semyonov E. V., Tuchin A. V. Comparison of electric and magnetic dipoles as antennas for near-field nonlinear baseband radars // in Proc. SIBCON 2019. Tomsk. Russia. 2019. 4 p.
5. Семенов Э.В., Семенов А.В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. 2007. Т.52. № 4. С. 480—485.
6. Вернигоров Н.С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42. № 10. С. 1181—1185.
7. Иванов А.В., Панычев С.Н., Подлужный В.И., Хакимов Н.Т. Параметрический метод обнаружения объектов с нелинейными рассеивателями. Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2003. №9-10. С. 11—16.

# Исследование фазовой чувствительности транзисторных сверхрегенеративных приемопередатчиков

[1] Иванов В.Э., [1] Кудинов С.И.
[1] *Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина*
*г. Екатеринбург, ул. Мира, 19, 620002, Российская Федерация*
*e-mail: kudinoffs@mail.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрены методы обеспечения фазовой чувствительности сверхрегенеративного приемопередатчика (СПП) аэрологических радиозондов в когерентном режиме работы РЛС.*

## 1. Введение

Отечественные системы радиозондирования атмосферы (СР) радиолокационного типа построены по угломерно-дальномерному методу измерения координат, скорости и направления движения аэрологического радиозонда (АРЗ) в свободной атмосфере. Для измерения наклонной дальности до АРЗ используется ответный сигнал СПП на запросные радиоимпульсы РЛС в виде короткой «ответной» паузы в излучении. Исследования показывают, что в когерентном режиме работы РЛС ответный сигнал СПП может быть принят в виде синхронизированных по фазе радиоимпульсов. Использование энергетической и фазовой информации ответного сигнала повышает надёжность и точность измерения дальности, позволяет снизить мощность запросного сигнала РЛС и увеличить оперативный радиус действия СР.

## 2. Методы обеспечения фазовой чувствительности СПП

В работе [1] изложена линейная теория сверхрегенеративного усилителя. В отличии от классического представления об известных режимах мягкого и жесткого самовозбуждения автогенератора в обсуждаемой теории СПП предложен и применяется режим самовозбуждения с жестким характером установления автоколебаний [2-4]. В этом случае запуск СПП может происходить с минимальным отрицательным значением затухания при $\delta(A) = \delta_{пз}$, что обеспечивает минимальную полосу приема и высокую чувствительность на начальном этапе автоколебаний. Развитие автоколебаний в инкрементном режиме обеспечивается за счет регенеративного процесса вплоть до стационарного уровня. СПП является приемопередатчиком с временным разделением приемного и передающего режимов работы в течение одного периода суперирующей частоты $T_с$.

В статьях [2] приведено описание принципа работы, механизма формирования ответного сигнала СПП в виде «ответной паузы», приведены результаты исследования ударных колебаний [3,4], обработки ответного сигнала АРЗ на выходе фазового детектора когерентной РЛС работающей в диапазоне 1680±10МГц [5]. СПП радиозонда содержит генератор видеоимпульсов (суперирующего напряжения), инерционную цепь автосмещения, стабилизатор среднего тока коллектора, СВЧ-автогенератор, приемопередающую антенну. В транзисторном СВЧ-автогенераторе СПП пусковой ток $I_п$ =5-10мА в течение приемного интервала превышает граничное значение $I_{гр}$ практически всего на десятки-сотни мкА. Далее постоянная составляющая тока эмиттера $I_{эо}$ (и тока коллектора $I_{ко} = I_{эо}$) изменяется синхронно с амплитудой автоколебаний за счет жесткого характера установления автоколебаний до максимальных значений для данного активного прибора вплоть до установления стационарного режима $I_{ко}$=180-250мА. Однако стационарные амплитуды СВЧ автоколебаний $U_{ст}$ и максимальные значения тока $I_{эо}$ не зависят от величины пускового тока $I_п$.

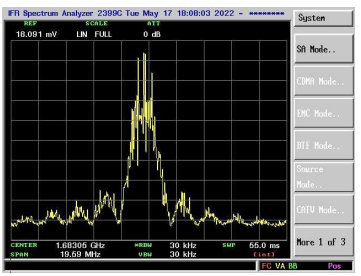



Рис. 1 Сплошной спектр излучения СПП

Классический спектр излучения СПП имеет сплошной характер из-за амплитудных и фазовых шумов (рис.1). Амплитудные шумы определяются флуктуациями времени задержки переднего фронта радиоимпульсов и ограничивают фазовую чувствительность. На верхней осциллограмме рис. 2 показаны флуктуации переднего фронта огибающих радиоимпульсов СПП. На нижней осциллограмме рис. 2 показана форма видеоимпульсов тока эмиттера $I_{эо}$ транзистора СВЧ автогенератора. Следует подчеркнуть, что небольшое повышение тока в начале видеоимпульсов определяется выбором соотношения граничного $I_{гр}$ и пускового $I_{п}$ токов. Дальнейшее развитие тока эмиттера $I_{эо}$ связано с жестким характером установления автоколебаний.

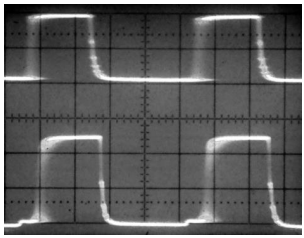


Рис. 2 Осциллограммы огибающей радиоимпульсов и видеоимпульсов тока эмиттера $I_{эо}$ СПП

Для повышения фазовой чувствительности необходимо снизить амплитудные шумы путем минимизации времени задержки переднего фронта радиоимпульсов, например, путем увеличения пускового тока АГ. При этом фазовая чувствительность СПП остается высокой при минимальной величине флуктуаций времени задержки переднего фронта радиоимпульсов. На рис. 3 показан спектр СПП при воздействии когерентных запросных радиоимпульсов мощностью минус 115-125 дБ/Вт [5].

## 3. Заключение

Исследования показывают, что для обеспечения высокой фазовой чувствительности при запуске автогенератора СПП необходимо обеспечить режим самовозбуждения СВЧ-автогенератора с жестким характером переходного процесса установления автоколебаний. Для снижения амплитудных шумов необходимо уменьшать время задержки переднего фронта радиоимпульсов. Подавление влияния ударных колебаний на чувствительность СПП осуществляется минимизацией величины граничного тока СВЧ-автогенератора. При этом длительность радиоимпульсов и к.п.д. СПП увеличивается, соответственно возрастает потенциал радиоканала АРЗ-РЛС. Ответный сигнал СПП в виде когерентных радиоимпульсов позволяет осуществить моноимпульсный режим измерения угловых координат и мгновенной скорости движения АРЗ в атмосфере.

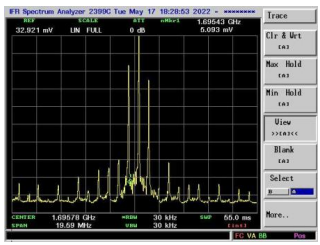



Рис. 3 Дискретный спектр излучения СПП при наличии входного когерентного сигнала

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011).

## Список литературы

[1] Сверхрегенераторы. М.К. Белкин, Г.И. Кравченко, Ю.Г. Скоробутов, Б.А.Стрюков; Под редакцией М.К. Белкина. – М.: Радио и связь, 1983. - 248 с., ил.

[2] Иванов В.Э., Кудинов С.И. Исследование регенеративной характеристики СВЧ-автогенератора на биполярном транзисторе // 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2010). Материалы конф. в 2-х т. (Севастополь, 13—17 сент. 2010 г.). Севастополь.: Вебер, 2010. Т.1, с. 220—221.

[3] Иванов В.Э., Кудинов С.И. Моделирование влияния ударных колебаний в транзисторных сверхрегенеративных приемопередатчиках / Иванов В.Э., Кудинов С.И. // 21-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 12-16 сентября 2011 г.: матери конф. в 2 т. - Севастополь: Вебер, 2011. – С.253-254. ISBN978-966335356-2.

[4] Иванов В.Э., Кудинов С.И. Исследование чувствительности транзисторных сверхрегенеративных приемопередатчиков // 21-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 12-16 сентября 2011 г.: матер. конф. в 2 т. - Севастополь: Вебер, 2011. – С.253-254. ISBN978-966335356-2.

[5] Иванов В.Э., Кудинов С.И. Исследование канала дальности когерентной РЛС с бортовым сверхрегенеративным ответчиком // 22-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: матер. конф. в 2 т. - Севастополь : Вебер, 2012. – С. 905-906.

# Результаты численного моделирования автодинного отклика генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией

[1] Носков В.Я., [2] Богатырев Е.В., [1] Вишняков Д.С., [1] Игнатков К.А.

[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 численного моделирования особенностей формирования автодинных сигналов радиоимпульсного автодинного генератора с одновременной частотной модуляцией излучения. Расчеты автодинного отклика выполнены методом шагов для различных значений времени запаздывания отраженного излучения, постоянной времени автодинного отклика СВЧ генератора, внутренних параметров автоколебательной системы, параметров ЧМ и величины параметра обратной связи системы «генератор — объект локации».*

## 1. Введение

В настоящее время для решения ряда задач ближней радиолокации находят широкое применение автодины (АД) с импульсной модуляцией (ИМ) [1—5]. Использование ИМ значительно расширяет функциональные возможности автодинных систем ближней радиолокации (СБРЛ) и улучшает их тактико-технические характеристики [2, 4]. Перспективы дальнейшего развития автодинных СБРЛ с ИМ связаны с применением дополнительной частотной модуляцией (ЧМ) [2, 6]. Такое совмещение обеспечивает объединение достоинств одного и другого видов модуляции, что позволяет реализовать СБРЛ с качественно новыми возможностями. Однако исследования особенностей формирования сигналов в таких СБРЛ с учетом внутренней инерционности СВЧ генератора по имеющейся у авторов информации не проводилось. Поэтому цель настоящей работы — на основе разработанной нами математической модели [7] выполнить расчеты автодинного отклика для различных значений времени запаздывания отраженного излучения, постоянной времени автодинного отклика СВЧ генератора, внутренних параметров автоколебательной системы, параметров ЧМ и величины параметра обратной связи системы «генератор — объект локации».

## 2. Численный анализ уравнений автодинного генератора с ИМ и ЧМ

Исходные выражения для пошагового численного моделирования автодинного отклика СВЧ генераторов с одновременной ИМ и ЧМ получены в [7]. Эти выражения позволяют выполнить расчёты требуемых величин на $n$-ом шаге, используя решения, полученные на предыдущем $(n-1)$-ом шаге. В общем случае результат воздействия $(n-1)$ отражённого от цели излучения на анализируемый процесс автоколебаний $n$-го шага имеет вид (все обозначения работы [7] здесь сохранены):

$$\delta(t_{\text{н}}^{(n)}) = \omega(t_{\text{н}}^{(n-1)})\tau = 2\pi[\tau_{\text{н}} + p_{\text{чм}} f_{\text{м}}(t_{\text{н}}^{(n-1)})] + C_{\text{ос}}\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(n-1)}), \quad (1)$$

$$a_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(n)}) = \cos\delta(t_{\text{н}}^{(n)}) + \exp(-t_{\text{н}}^{(n)}/\tau_{\text{ан}})[a_{\text{н}}(t_{\text{н}1}^{(n-1)}) - \cos\delta(t_{\text{н}0}^{(n-1)})], \quad (2)$$

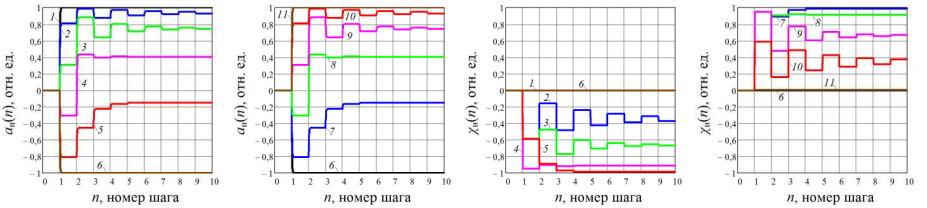
$$\chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(n)}) = -(1+\gamma^2)^{-1/2}[\sin\delta(t_{\text{н}}^{(n)}) - \gamma\, a_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(n)})], \quad (3)$$

$$\omega(t_{\text{н}}^{(n)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{чм}} f_{\text{м}}(t_{\text{н}}^{(n)}) + \Delta\omega_m \chi_{\text{н}}(t_{\text{н}}^{(n)}), \quad (4)$$

На рис. 1 представлены рассчитанные согласно (1) – (4) графики установления мгновенных значений нормированных относительных амплитуды $a_{\text{н}}(n)$ и частоты $\chi_{\text{н}}(n)$ для различных начальных значений нормированного на период колебаний времени $\tau_{\text{н}} = \omega_0\tau/2\pi$. По горизонтали на графиках отложены порядковые номера $n$ парциальных отражений (номера шагов) электромагнитного излучения после запуска генератора. Каждому $n$-му шагу соответствует временной интервал с протяжённостью, равной $\tau$, границы которого находятся в промежутке времени $n\tau < t < (n+1)\tau$.

Из графиков рис. 1 видно, что при отсутствии отражённого излучения (шаг «0») автодинный отклик, естественно, отсутствует $a_{\text{н}}(t_0) = a_1(0) = 0$, $\chi_{\text{н}}(t_0) = \chi_{\text{н}}(0) = 0$. Это означает, что частота генерации $\omega(t_0) = \omega(0) = \omega_0$. Поэтому на первом шаге, когда появляется отражённое излучение, фаза

$\delta(t_{н}^{(1)}) \equiv \delta(1)$ не изменяется и определяется относительным положением (неподвижного) отражателя, т.е. величиной нормированного времени запаздывания $\tau_{н}$.




(*а*) (*б*)

Рис. 1. Графики мгновенных значений нормированных относительных изменений амплитуды $a_{н}(n)$ (*а*) и частоты $\chi_{н}(n)$ (*б*) колебаний, рассчитанные при $C_{ос} = 0{,}8$; $\gamma = 1$; $\tau_{ан} = 0{,}02$ для различных значений нормированного времени $\tau_{н} = \omega_0 \tau / 2\pi$: $\tau_{н} = 0$ (кривые *1*); $\tau_{н} = 0{,}1$ (кривые *2*); $\tau_{н} = 0{,}2$ (кривые *3*); $\tau_{н} = 0{,}3$ (кривые *4*); $\tau_{н} = 0{,}4$ (кривые *5*); $\tau_{н} = 0{,}5$ (кривые *6*); $\tau_{н} = 0{,}6$ (кривые *7*); $\tau_{н} = 0{,}7$ (кривые *8*); $\tau_{н} = 0{,}8$ (кривые *9*); $\tau_{н} = 0{,}9$ (кривые *10*); $\tau_{н} = 1$ (кривые 11)

Дальнейшее пошаговое формирование автодинного отклика происходит в виде ступенек, когда последующие формирования парциального отклика $a_{н}(n)$ и $\chi_{н}(n)$ зависят от предшествующих $a_{н}(n-1)$ и $\chi_{н}(n-1)$. Как видно из графиков $\chi_{н}(n)$, на собственные (скачкообразные) изменения частоты $\chi_{н}(1)$, вызванные воздействием отражённой волны, накладываются вследствие неизохронности генератора $(\gamma \neq 0)$ дополнительные (экспоненциальные) изменения, обусловленные инерционными изменениями амплитуды колебаний $a_{н}(1)$. При этом общая картина полученных графиков для изменений амплитуды $a_{н}(n)$ отличается от аналогичной картины, полученной при квазистатическом расчёте [1, 2], сглаженностью процессов на границах зон, что обусловлено инерционностью установления амплитудных изменений $a_{н}(n)$. Тогда как автодинные изменения частоты $\chi_{н}(n)$ на границах зон происходят со скачком.

## 3. Заключение

Из результатов анализа следует, что продолжительность процесса установления в целом (число $n$) и его характер зависят как от внешних условий (через величину параметра обратной связи $C_{ос}$), так и внутренних параметров генератора (неизохронности $\gamma$). Расчёты показали, что для изохронного генератора $(\gamma = 0)$ графики пошаговых изменений $\delta(n)$ и $\chi_{н}(n)$ становятся ступенчатыми, без экспоненциальной составляющей, а продолжительность процесса установления – заметно меньше, чем у неизохронного генератора. Выполненные исследования динамики установления автодинного отклика с учётом инерционности изменений амплитуды колебаний значительно расширили известные представления о процессах, происходящих в радиоимпульсных СВЧ генераторах с ЧМ при воздействии на них собственного отражённого излучения, изложенные в обзоре [2].

## Список литературы


1. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора // Известия вузов. Физика. 2008. Т. 51. № 3. С. 64—70.
2. Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 6. С. 3—51.
3. Носков В. Я., Игнатков К. А. Динамика формирования автодинного отклика СВЧ генераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56. № 5. С. 21—41.
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. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32—86.
5. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А.. Принцип построения бортового радиолокационного датчика для обнаружения быстродвижущихся целей // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 12. С. 16—22.
6. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора с частотной модуляцией // Известия вузов. Физика. 2008. Т. 51. № 7. С. 80—89.
7. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А. Общее решение уравнений автодинного генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией (см. настоящий сборник).

# Двухтактный обострителя импульсов на диодах с накоплением заряда[1]

Березин А. А.

*Институт сильноточной электроники СО РАН*
*г. Томск, 634055, Академический пр., 2/3, Российская Федерация*
*andrei0433@mail.ru*

***Аннотация:*** *Для получения информации о нелинейных рассеивающих свойствах объектами сверхширокополосных сигналов возникла необходимость в создании схемы обострителя импульсов. В работе представлено макетирование схемы обострителя пар разнополярных импульсов с пикосекундным фронтом, выполненной на диодах с накоплением заряда. С помощью макетирования, показана возможность работы данной схемы с использованием диодов с накоплением заряда в двухтактном режиме на общую нагрузку.*

## 1. Введение

В последние годы в нелинейных радиолокаторах предпринимаются попытки перейти от традиционных гармонических тестовых сигналов [1] к импульсным [2—4]. Это является более привлекательным с точки зрения чувствительности и разрешения при одинаковой пиковой мощности [2]. Несмотря на преимущество импульсных сигналов в области нелинейной радиолокации, публикации с результатами исследований по данной теме встречаются крайне редко. Мы считаем, что это связано со сложностью перехода на совершенно иные технические решения. Возникает множество вопросов, связанных с приемом, передачей и обработкой таких сигналов [5].

Данная задача выполнялась в рамках разработки нелинейного видеоимпульсного локатора для инструментальных целей: проверки и отработки метода зондирования и исследования свойств нелинейных рассеивателей [6]. В связи с отсутствием информации о экспериментальных исследованиях в области нелинейного рассеяния объектами сверхширокополосных сигналов, необходимой для функционального проектирования нелинейного локатора, было необходимо провести исследования нелинейного отклика тестовых объектов в ТЕМ-камере. В связи с чем возникла необходимость создания схемы для формирования разнополярных импульсов амплитудой 10 В, фронтом 0.5 нс и временем спада 5…10 нс. Пары разнополярных импульсов необходимо создать близкие по форме и амплитуде.

Целью данной работы является получение экспериментальных данных о формировании разнополярных импульсов с пикосекундным фронтом.

## 2. Макетирование двухтактного обострителя импульсов

В настоящее время основным используемым методом для формирования импульсных сигналов большой мощности, имеющих фронт пикосекундной длительности, является прямой разряд накопленного заряда на реактивных элементах на нагрузку [7]. Таким образом возможно сформировать импульсы необходимой амплитуды и длительности с помощью диодов с накоплением заряда. Основной проблемой является суммирование положительного и отрицательного импульсов, формируемых разными каскадами. Решением данной проблемы может стать сумматор Уилкинсона, но он имеет малое значение развязки на низких частотах. В нашем случае данная проблема решается с помощью способа включения диодов.

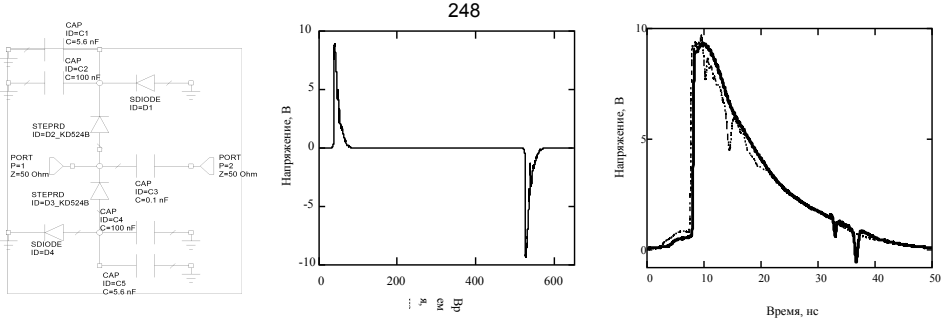
На рис. 1, представлена схема обострителя импульсов, выполненная на двух диодах КД524Б. Принцип работы данной схемы основан на свойстве диодов резко восстанавливать обратное сопротивление при переключении из состояния прямой проводимости в закрытое состояние [8]. При подаче напряжения с источника сигнала в диоде накапливается заряд, после изменения полярности входного сигнала происходит восстановление обратного сопротивления диода, формируется выходной импульс на нагрузке. В момент формирования положительного импульса, второй диод надежно заперт, благодаря своей схеме включения, таким образом исключается влияние формируемых импульсов друг на друга. Диоды *D1, D4* BZX84C10 осуществляют стабилизацию напряжения смещения, возникающего во время накачки ДНЗ, на уровне 10 В. Входной сигнал подается с генератора National Instruments PXI-5422, время нарастания фронта 4.4 нс, время спада 4.4 нс.

Недостаток схемы, приведенной на рис. 1, а заключается в амплитуде формируемых импульсов равной 10 В, несмотря на то что диоды КД524Б способны обеспечить выходной импульс амплитудой до 30 В на нагрузке.

Результаты макетирования схемы обострителя пар разнополярных импульсов с пикосекундным фронтом представлены на рис. 1, б. Достигнутые параметры выходных импульсов обеспечивают интенсивность 100 Вт/м$^2$ в ТЕМ-камере.

Так как задний фронт импульса обладает зондирующими свойствами, нельзя допустить того, чтобы он совпадал с передним по длительности. Для этого в схеме установлен конденсатор *C3,* обеспечивающий большее время спада.

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, тема № FWRM-2021-0015.




а б в

Рис. 1. Обостритель импульсов на ДНЗ, графики сигнала на выходе:
а) схема обострителя импульсов на диоде с накоплением заряда; б) импульсы на выходе схемы; в) импульс с длиной передающего тракта 20 см, (пунктир) и 3 м (сплошная)

При рассмотрении рис. 1, в, где изображен положительный импульс, можно заметить паразитные импульсы. В ходе проведения эксперимента обостритель импульсов подключался к генератору через кабель длиной 20 см, из-за чего отраженная волна существенно влияла на задний фронт импульса. Данная проблема была решена с помощью простой замены кабеля на другой длиной 3 м. Выходные импульсы до и после оптимизации тракта передачи сигнала представлены на рис.1, в. Как видно из рис. 1, в паразитные импульсы, возникающие из-за отражённых волн, более не влияют на задний фронт импульса благодаря линии задержки.

## 3. Заключение

Результаты макетирования показывают возможность формирования импульсов в двухтактном режиме. Схема включения диодов исключает влияние разнополярных импульсов друг на друга.

В ходе работы было установлено, что короткий передающий тракт, соединяющий вход схемы с генератором, может вносить искажения, существенно изменяющие задний фронт импульса, решением данной проблемы является увеличение его длины.

С помощью данной схемы обострителя были выполнены измерения нелинейных откликов тестовых объектов. Полученные результаты свидетельствуют о достаточной эффективности данного схемотехнического решения в рамках нашей задачи.

## Список литературы


1. Gallagher K. A., Harmonic radar: theory and applications to nonlinear target detection, tracking, imaging and classification. A dissertation in electrical engineering. The Pennsylvania State University, 2015. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://etda.libraries.psu.edu/files/final_submissions/11380 (дата обращения: 23.04.2022)
2. Семенов Э. В. Исследование нелинейности преобразования детерминированных сверширокополосных сигналов путем линейного комбинирования откликов объектов на линейно зависимые тестовые сигналы // Известия Томского политехнического университета. 2004. № 307. С. 18–21.
3. Авдеев В. Б., Бердышев А. В., Панычев С. Н. Сверхкороткоимпульсная сверхширокополосная нелинейная радиолокация // Телекоммуникации. 2006. № 8. С. 23–27.
4. Семенов Э. В. Семенов А. В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. 2007. № 52. С. 451–456.
5. Semyonov E. V., Loschilov A. G., Malyutin N. D., Fedorov V. N., and Artishchev S. A., Reflectometers and vector network analyzers for measuring nonlinear distortions of ultra-wideband and baseband pulse signals, // International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE) Proc. of International Symposium. Bucharest, Romania, June 30 – July 2 2016.
6. Увеличение дальности и проникающей способности нелинейных локаторов для селективного обнаружения электронных приборов и естественных сред с нелинейными свойствами в сложной фоно-целевой обстановке за счет применения сверхкоротких сверхширокополосных зондирующих сигналов: отчет о НИР (промежуточ.): // ИСЭ СО РАН; рук. Фатеев А. В.; исполн.: Семенов Э. В. [и др.]. Т. 2022. 237 С.
7. Месяц Г.А., Яландин М. И. Пикосекундная электроника больших мощностей // Успехи физических наук. № 3. С. 225–246.
8. Пикосекундная импульсная техника. Ильюшенко В. Н., Авдоченко Б. И., Баранов В. Ю. [и др.]. М. Энергоатомиздат, 1993. 368 с.

# Разработка МЭМС акселерометра емкостного типа

Калугин В.В., Пайн С.Х., Пьо В.Т., Калугина И.В.
*Национальный исследовательский университет «МИЭТ»*
*г. Зеленоград, 124498, Площадь Шокина, Дом.1, Российская Федерация*
*viktor118@mail.ru, paingsthu7@gmail.com, sologroovesinger68104@gmail.com.*

***Аннотация:*** *Рассматривается подход к определению параметров микроакселерометра емкостного типа. Подход основан на анализе отклонения привода акселерометра при воздействии ускорения с использованием Solidwork, и Ansys.*

## 1. Введение

В настоящее время технология микроэлектромеханических систем (МЭМС) является одним из самых революционных направлений в разработке изделий радио- и СВЧ-диапазона. Наиболее важными требованиями, предъявляемыми к современным и перспективным изделиям СВЧ-техники, является снижение их веса, объема, потребляемой мощности и стоимости одновременно с повышением их функциональности, рабочей частоты и уровня интеграции. Реализацию данных требований обеспечивают новые СВЧ-компоненты, изготовленные по MEMS-технологии с использованием системного подхода к построению их архитектуры. В последние годы были востребованы изделия МЭМС, частности, акселерометры емкостного типа в различных конструктивных исполнениях. В опубликованных статьях экспериментально продемонстрировано главное преимущество данного подхода — возможность реализовать разрешающую способность, что особенно важно в сильно поглощающих средах. В данной работе выполнена разработка МЭМС акселерометра емкостного типа с изменением емкости между гребенчатыми приводами [1]. Расчеты позволяют повысить чувствительность емкостного акселерометра.

## 2. Теория

Микроэлектомеханические системы состоят из механических элементов, электроники, датчиков и приводов, расположенных на общей кремниевой подложке. Изделия МЭМС получают используя процессы производства интегральных схем и микрообработки кремния. Упрощенно конструкция дифференциального емкостного МЭМС-акселерометра представляет собой конденсатор с тремя обкладками, две из которых зафиксированы, а одна является подвижной [2].

Принцип работы акселерометра основан на обнаружении изменения емкости между фиксированными гребенками и инерционной массой. Когда на акселерометр оказывается воздействие, конструкция перемещается и, следовательно, вызывает изменение динамической емкости гребенки за счет ее смещения из исходного положения в направлении оси X или Y. Постоянная подвеса математически рассчитывается по уравнению (1):

$$K = \frac{EW^3t}{l^3}, \tag{1}$$

где $E$ — модуль Юнга кремния, $W$ — ширина подвеса, $t$ — толщина кремниевой пластины, $L$ — длина подвеса. Максимальное ускорение, которое может выдержать устройство, определяется выражением (2):

$$a = \frac{Kx}{m}, \tag{2}$$

где $K$ — общая жесткость подвеса, $m$ — общая масса (гребенки и инерционной массы), и $x$ – смещение подвеса.

Основными параметрами, которые необходимо рассчитывать при разработке МЭМС-акселерометра, являются площадь и емкость обкладок, инерционная масса, собственная частота, коэффициент демпфирования. Площадь обкладок и инерционную массу можно рассчитать исходя из геометрических размеров структуры, а емкость обкладок – используя формулу для плоскопараллельного конденсатора [3].

Рассмотрим деформацию по оси-X и оси-Y подвеса, соединенного с подвижной инерционной массой. В этой модели у подвеса будем считать его ширину и длину фиксированными по трем вариантам длины гребенчатого привода (500 мкм, 600 мкм и 700 мкм). Количество зубцов обеих гребенок - одинаковое. Ускорение, воздействующее на подвижную инерционную массу - 10g, 30g и 50g. Представленный ниже рисунок иллюстрирует подвесы, связанные с инерционной массой, при воздействии ускорения по оси X.

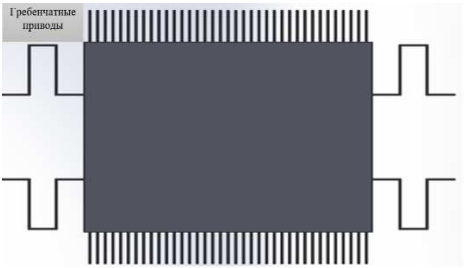



Рис. 1. Подвижная инерционная масса с подвесами

Вариант 1 - длина 500 мкм гребенчатых приводов, вариант 2 - длина 600 мкм гребенчатых приводов и вариант 3 - длина 700 мкм гребенчатых приводов. Рассчитываем деформацию и емкость с помощью программы SOLIDWORKS и ANSYS. В таблице 1 приведены результаты.

Таблица 1. Отклонение подвеса по осям X и Y

| Длина гребенчатых приводов | Ускорение, воздействующее на акселерометр, в ед.g | Отклонение подвеса по оси-X(мкм) | Отклонение подвеса по оси-Y(мкм) |
|---|---|---|---|
| 500 мкм | 10g | 1.3172 | 0.85345 |
| | 30g | 3.9517 | 2.5603 |
| | 50g | 6.5862 | 4.2672 |
| 600 мкм | 10g | 1.3368 | 0.86595 |
| | 30g | 4.0105 | 2.5978 |
| | 50g | 6.6842 | 4.3297 |
| 700 мкм | 10g | 1.3569 | 0.87892 |
| | 30g | 4.0706 | 2.6368 |
| | 50g | 6.7844 | 4.3946 |

Результаты моделирования обеспечивают лучшие параметры функционирования МЭМС акселерометра. Максимальное отклонение подвеса демонстрирует высокую чувствительность гребенчатых приводов.

## 3. Заключение

Приведены результаты определения параметров микроакселерометра емкостного типа. Использование трехмерного моделирования и конечно-элементного анализа позволяет значительно сократить время разработки и расчета конструкции емкостного акселерометра. Для получения приемлемой чувствительности емкостного акселерометра, важно выбрать оптимальные размеры подвеса и максимальное отклонение инерционной массы.

## Список литературы

1. Sinha S., Shakya S., Mukhiya R., Gopal R., B.D. Pant. Design and simulation of MEMS differential capacitive accelerometer // ISSS International Conference on Smart Materials, Structures and Systems. 2014. C.1.
2. Masihi S., Panahi M., Hajian S., Maddipatla D., Ali S., Zhang X., Bose A.K., Narakathu B.B., Bazuin B.J., Atashbar M.Z.. A Highly Sensitive Capacitive Based Dual-Axis Accelerometer for Wearable Applications. // IEEE. Department of Electrical and Computer Engineering. 2020. C. 965-966.
3. Ye Ko Ko Aung, B.M.Simonov, Sergey P.Timoshenkov, Zaw Min Oo, Aung Thura. Design and Implementation of the Sensing Element of the Capacitive Microaccelerometer with a Sandwich Construction Using the Variable Dielectric Displacement Method // IEEE. National Research University of Electronic Technology Zelenograd, Moscow, Russia. 2020 C. 2230-2232.

# Устройство сбора и преобразования энергии для систем автономного питания[1]

Смирнов А. В., Колесов В.В., Серебров М. М.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
*Российская Федерация, 125009 Москва, ул. Моховая 11, корп. 7*
*andre-smirnov-v@yandex.ru*

***Аннотация:*** *В работе продемонстрирован разработанный макет системы микроэнергетики, позволяющий преобразовывать низковольтное входное напряжение от нестабильных источников энергии к стандартным значениям, используемым в электронной технике. Напряжение холодного запуска конвертера составляет 330 мВ, ток покоя 330 нА, КПД превышает 80%, выходное напряжение составляет 3 В. Разработанный макет имеет широкие перспективы применения при создании беспроводных сенсорных систем.*

## 1. Введение

В последнее время, в научном и инженерном сообществе наблюдается всплеск интереса в области разработки миниатюрных, микромощных систем сбора и преобразования энергии [1,2]. Это связано с интенсивным развитием беспроводных технологий входящих в различные технологические концепции, такие как «Беспроводные сенсорные сети» (Wireless Sensor Network-WSN), «Интернет вещей (IoT)» [4-6] и т.д. Возможность создания миниатюрных харвестеров использующих в качестве источника питания энергию окружающей среды или фоновую электромагнитную энергию, обусловлена существенным расширением элементной базы современной микроэлектроники, одним из векторов развития которой является курс на снижение потребляемой мощности полупроводниковых схем. Благодаря этому растет список устройств, способных использовать энергию окружающей среды вместо традиционных источников питания. Действительно, традиционные малогабаритные элементы питания не отвечают потребностям современных технологий. Если рассмотреть создание беспроводной сенсорной сети в рамках концепции «Умный дом», на небольшой объекте жилой недвижимости, то замена микро аккумуляторов в 30-50 сенсорных устройствах один раз в 3-5 лет представляется не сложной и практически реализуемой задачей, но при масштабировании сенсорной сети на сложный технологический процесс или их совокупность, в рамках современного высокотехнологичного производства, имеющего потребность в тысячах или десятках тысяч сенсорных устройств, задача по обслуживанию и замене источников питания представляется крайне трудозатратой и, как следствие, экономически не эффективной. Поэтому актуальной задачей является разработка новых технических решений в области

## 2. Методика эксперимента

Для создания системы микроэнергетики была разработана макетная плата DC-DC преобразователя, в основе которого лежит микросхема bq25504 (Texas Instruments, USA). Она представляет собой высокоэффективный повышающий конвертер энергии, способный преобразовывать энергию малых, нестабильных источников к стандартным величинам. Входная мощность преобразователя составляет порядка микроватта, типовое значения тока покоя 330 нА, КПД 80%, напряжение холодного запуска – 330 мВ, этого напряжения достаточно для активации конвертера, после чего входное напряжение может опускаться до 130 мВ. Выходное напряжение преобразователя составляет 3 В. Принципиальная электрическая схема и фотография макетной платы представлена на рисунке 1. В качестве накопительной емкости использовался конденсатор в 100 мкФ, время зарядки конвертера от биотопливного элемента на основе терморасширенного графита, выбранного в качестве тестового образца, до напряжения 3 В, составляло 14 минут, время хранения заряда до начала процесса саморазряда около 5 часов.

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ Государственное задание ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и Совета по грантам Президента Российской Федерации (грант МК-1587.2022.4).

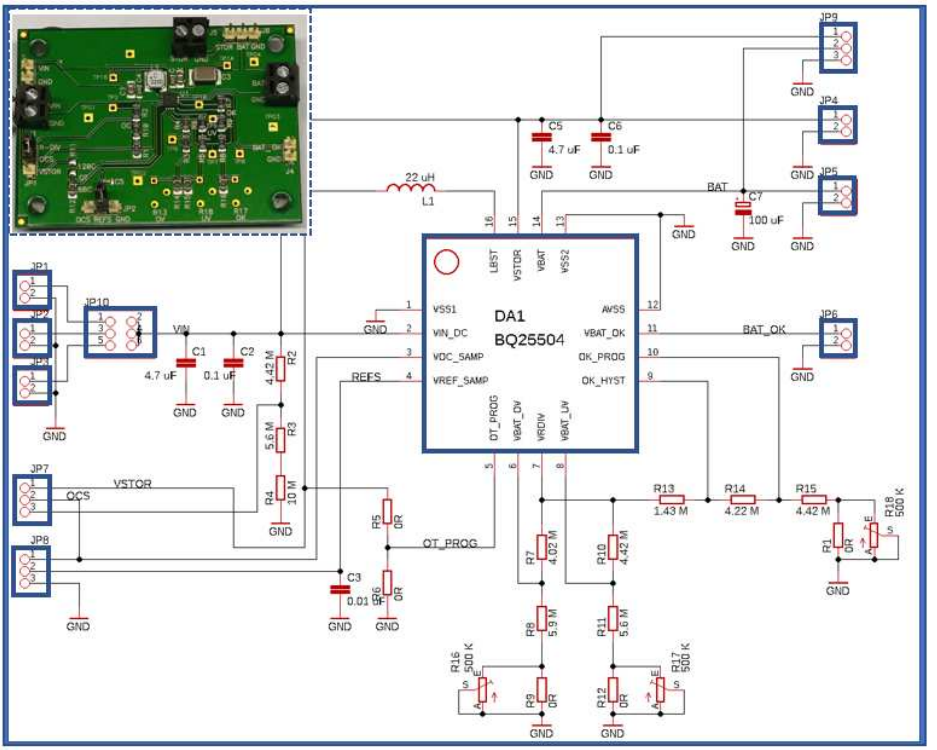



Рис. 1. Электрическая схема преобразователя напряжения и макетная плата на базе микросхемы bq25504.

## 3. Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты разработки преобразователя напряжения от малых, нестабильных источников энергии к стандартным величинам. Проведены тестовые испытания созданного макета и показана его работоспособность. Время полного заряда накопительной ёмкости составляет порядка 14 минут, время хранения составляет порядка 5 часов. Программируемые настройки представленного макета преобразователя позволяют адаптировать его к разнообразным накопителям и источникам энергии, что говорит о его перспективности в качестве источников питания микромощных электронных устройств, к примеру, элементов беспроводных сенсорных сетей.

### Список литературы


1. Колесов В.В., Решетилов А.Н. Микроэнергетика: системы с накоплением энергии для микроэлектронных устройств. // Радиотехника. 2015. № 8. С. 66-72.
2. De Souza R., Casisi M., Micheli D., Reini, M. A Review of Small–Medium Combined Heat and Power (CHP) Technologies and Their Role within the 100% Renewable Energy Systems Scenario. // Energies. 2021. Т. 14. №. 17. С. 5338.
3. Roy S. et al. Design of a Highly Efficient Wideband Multi-Frequency Ambient RF Energy Harvester // Sensors. 2022. Т. 22. №. 2. С. 424.
4. Bakytbekov A. et al. Fully printed 3D cube-shaped multiband fractal rectenna for ambient RF energy harvesting //Nano Energy. 2018. Т. 53. С. 587-595.
5. Smirnov A.V. et al. Fractal rectenna for collecting energy in the Wi-Fi range// Radioelektronika, Nanosystemy, Informacionnye Tehnologii.. 2020. Т. 12. №. 3. С. 313-318.
6. Mösch M., Fischerauer G., Hoffmann D. A self-adaptive and self-sufficient energy harvesting system //Sensors. 2020. Т. 20. №. 9. С. 2519.

# Сбои в работе микроконтроллера при воздействии импульсных электрических помех[1]

Смирнов А. В., Сорокин Л. Н., Сасункевич А. А.

[1] *Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр Российской академии наук»*
*г. Санкт-Петербург, 199178, 14 линия В.О., д. 39, Российская Федерация*
*sorokinln@mail.ru*

***Аннотация**: Исследован физический механизм обратимых (устраняемых оператором) отказов в работе микроконтроллера ATmega 8 при воздействии электрических импульсов разной амплитуды, длительности и частоты следования. Предложен метод фильтрации, снижающий влияние помех.*

## 1. Введение

В последние годы стремительно развиваются автоматизация и робототехника, создаются беспилотные транспортные средства и роботы, управляемые искусственным интеллектом. Широко используются микросхемы, микропроцессоры, микроконтроллеры (МК), многочисленные порты которых связаны проводниками с различными вспомогательными элементами. Наводимые на них электрические напряжения различной природы могут привести к отказам в работе устройств с непредсказуемыми последствиями. Эта возрастающая со временем проблема требует комплексного решения задач обеспечения безопасности человека, особенно в городских условиях [1].

Изучению и объяснению причин возникновения обратимых и необратимых отказов, возникающих в работе различных цифровых устройств, посвящено большое количество экспериментальных, и теоретических статей, например, [2-5], но физические механизмы многих из них остаются до конца не раскрытыми. В этом докладе представлены результаты исследования причины сбоев, возникающих в работающем микроконтроллере ATmega8, находящемся под воздействием как одиночных, так и периодически следующих (с частотами 40 Гц … 10 кГц) электрических видеоимпульсов амплитудой до нескольких десятков вольт, длительностью от 0,1 мкс до 10 мкс.

## 2. Микроконтроллер как обобщенный инвертор

Выполненный по технологии CMOS 8-разрядный МК ATmega8 имеет 28 выводов, из которых 23 однотипных вывода – сигнальные, содержащие разнообразные CMOS–устройства, обладающие затворными емкостями $C_{\text{g}}$ и емкостью полосков $C_{\text{s}}$ их соединяющих. В линейном представлении все CMOS–устройства можно рассматривать как безынерционные инверторы, не имеющие пассивных элементов. Для объяснения явлений, возникающих при воздействии электрических помех, предложена физическая модель МК в виде обобщенного инвертора (рис. 1), состоящего из параллельного соединения (через шину данных Data bus) всех $N$ каналов цепи протекания тока микросхемы, каждый из которых образуют $n$ параллельно соединенных емкостей $C_{\text{G}} = C_{\text{g}} + C_{\text{s}}$ элементарных инверторов, периодически с тактовой частотой $F_{\text{т}} = 1$ МГц подключаемых к источнику питания Vcc, а затем к «земле» Gnd. Их сумма образует затворную емкость всех CMOS–устройств одного канала $C_{\text{к}}$, из которых, соответственно, складывается общая емкость $C_{\Sigma}$ МК в целом. Расчетное $I_{\text{р}} = C_{\Sigma} V_{\text{cc}} F_{\text{т}} \approx 5$ мА и измеренное экспериментально $I_{\text{э}} = U_I / R_I \approx 10$ мА значения тока, потребляемого МК, совпали по порядку величин, что в определенной мере подтверждает адекватность модели.

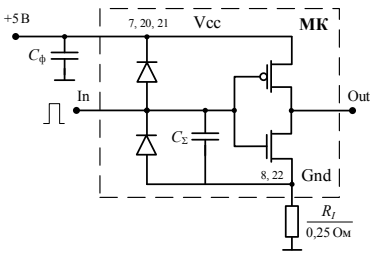



Рис. 1. Модель МК в виде обобщенного инвертора

## 3. Физический механизм функционального сбоя МК

Измерения проводили на установке (рис. 2), формирующей видеоимпульсы (ВИ) напряжения положительной полярности, преимущественно длительностью $\tau \approx 0{,}1$ мкс и амплитудой $U$ более 10В, подаваемых на сигнальные выводы МК. Программа «прошивки» обеспечивала работу МК в одном из двух режимов генерации: медленного (ММ) или быстрого (БМ) меандра, диагностируемых

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, в рамках научного проекта № 19-29-06010.

визуально по частоте мигания подключенных к МК двух светодиодов (СД). По мере повышения амплитуды $U$ определялось такое пороговое значение $U_{\delta}$, при котором возникал обратимый отказ (функциональный δ-сбой) в работе МК. Под δ-сбоем понимается переход МК от режима БМ к режиму ММ (более редкое мигание СД). Возврат к выполнению программы БМ после окончания ВИ-воздействия возможен только при участии оператора нажатием соответствущей кнопки запуска.

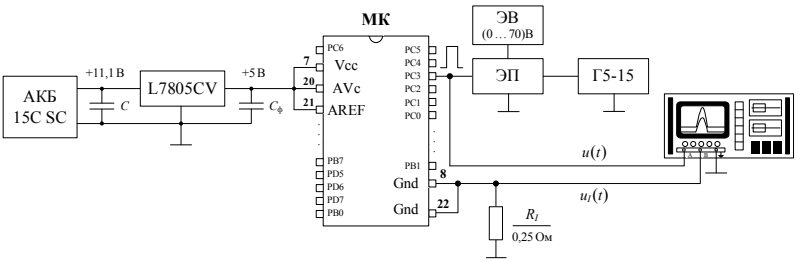



Рис. 3. Функциональная схема ВИ-установки: АКБ – Li-Po аккумуляторная батарея; L7805CV –стабилизатор напряжения; ЭП – эмиттерный повторитель; Г5-15 – импульсный генератор; ЭВ – электронный выпрямитель HY1001 OE

*Физический механизм сбоя МК* заключается в следующем. При амплитуде $U$ импульсов, превышающих напряжение Vcc = +5 В, открывается верхний защитный диод (рис. 1) и на инверторе увеличивается напряжение стока. Это приводит к увеличению тока $u_I(t)/R_I$, протекающего через инвертор и измерительное сопротивление $R_I$. При этом в шине питания МК наблюдается колебательный переходный процесс, временные и амплитудные параметры которого существенно зависят от амплитуды $U$ воздействующего ВИ и величины фильтрующей емкости $C_ф$ источника питания. Когда амплитуда $U_{cc}$ питающего напряжения Vcc становится меньше нижнего предела номинального уровня 3,3 В логической «1», тогда МК автоматически перезапускает свой режим работы, что и становится причиной δ-сбоя.

Увеличение емкости $C_ф$ в диапазоне (0,1 … 10870) мкФ существенно меняет «картину» переходного процесса: его длительность, а также амплитуды всплеска $U_{cc}$ в цепи питания значительно снижаются. При этом для возникновения δ-сбоя нужно увеличивать амплитуду $U$ воздействующего ВИ; сбой всегда происходит при достижении амплитудой всплеска нижнего уровня $U_{cc} \approx 3{,}3$ В логической «1».

Изменение длительности ВИ в пределах (0,1 … 10) мкс, подаваемых как на один сигнальный вывод порта МК, так и на все его порты одновременно (так воздействуют электромагнитные импульсы), не влияет на проявление δ-сбоев. Отказы происходят и при подаче периодической последовательности импульсов с частотами 40 Гц … 10 кГц. В этом случае наблюдается «мягкое зависание», при котором тестовая программа прекращает свою работу (СД гаснут). После снятия воздействия, как и при δ-сбое, МК остается в режиме работы ММ.

## 4. Заключение

Исследования показали, что при достаточно большой амплитуде импульсных помех в работе МК ATmega8 (как и в МК других типов [2]) происходят обратимые отказы – функциональные δ-сбои, для устранения которых требуется оператор. Установлено, что подбором емкости фильтра в цепи питания можно существенно повысить стойкость МК к воздействию мощных помех.

### Список литературы


1. Усыченко В. Г., Сорокин Л. Н., Юсупов Р. М. Концептуальные задачи обеспечения безопасности «умного города», насыщенного роботами с искусственным интеллектом // Робототехника и техническая кибернетика. – Санкт-Петербург: ЦНИИ РТК. 2020. Т.8. №1. – С. 24-33. **DOI**: 10.31776/RTCJ.8103
2. Camp M., Gerth H., Garbe H., Haase H. Predicting the Breakdown Behavior of Microcontrollers Under EMP/UWB Impact Using a Statistical Analysis // IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility. V. 46, №3, August, 2004. – P. 368-379.
3. Ключник А. В., Пирогов Ю. А., Солодов А. В. Обратимые отказы интегральных микросхем в полях радиоизлучения // Электронный журнал РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ. №1, 2013. http://jre.cplire.ru/mac/jan13/18/text.html
4. Влияние электромагнитных воздействий на работоспособность технических средств. Аналитический обзор / Усыченко В.Г., Сорокин Л.Н., Усыченко А.С., Сасункевич А.А. // Прикладные проблемы безопасности технических и биотехнических систем. 2021. №2. С. 2-19. DOI: 10.25960/2500-2538.2021.2.2
5. Modeling the Influence of Electromagnetic Interference on Failures in the Operation of Clock Generators / P.S. Glazunov, E.A. Vorobeva, V.A. Vdovin // Proc. 2020 7th All-Russian Microwave Conference (RMC 2020). Moscow, 25–27 Nov. 2020. – P. 273-275. DOI: 10.1109/RMC50626.2020.9312353

# Снижение погрешности волноводного уровнемера с длинным составным волноводом

Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В.

*ООО предприятие «КОНТАКТ-1»*
*г. Рязань, 390010 проезд Шабулина, 18, Российская Федерация*
*skb@kontakt-1.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается метод снижения погрешности, вызванной частотной дисперсией в волноводе, при практической реализации волноводного уровнемера с составным волноводом, состоящим из отдельных отрезков с разными электродинамическими свойствами.*

## 1. Введение

При измерении уровня заполнения промышленных резервуаров жидкими веществами волноводным уровнемером в резервуар вертикально опущен полый волновод с перфорацией, по которому вниз от передатчика распространяется зондирующая электромагнитная волна с линейной частотной модуляцией (ЧМ) [1]. Наличие волновода приводит к возникновению паразитной частотной модуляции из-за частотной дисперсии, резко увеличивающей погрешность измерения [2]. Для однородного волновода эту погрешность уменьшают, применяя весовую функцию (ВФ) при обработке сигнала разностной частоты (СРЧ) или полностью устраняют, используя внесение предискажений в закон ЧМ [2, 3]. На практике при высоких резервуарах, применяют составной волновод. Технологические погрешности приводят к разбросу электродинамических параметров отрезков составного волновода. Поэтому полная компенсация влияния дисперсии невозможна и возникает погрешность измерения, порождённая дисперсией и помехами, возникающими на стыках отрезков волновода из-за различия волновых сопротивлений. Целью данной работы является разработка метода, позволяющего существенно снизить погрешность измерения, вызванную неполной компенсацией влияния дисперсии.

## 2. Метод снижения погрешности

Предполагается незначительное отличие диаметров отдельных отрезков волновода друг от друга. Для снижения погрешности необходимо выполнять следующее.

1. Предискажения в закон ЧМ вводятся для некоторого среднего диаметра волновода.

2. При настройке уровнемера производителем после его сборки на каждом отрезке волновода выполняется своя индивидуальная калибровка, позволяющая определить для всех отрезков по два калибровочных параметра. Эти параметры записываются в память прибора.

3. В процессе эксплуатации уровнемера первоначальное измерение производится с использованием калибровочных параметров, определённых теоретически для среднего диаметра.

4. Все последующие измерения выполняются с использованием пары калибровочных параметров, выбранной по результату предыдущего измерения.

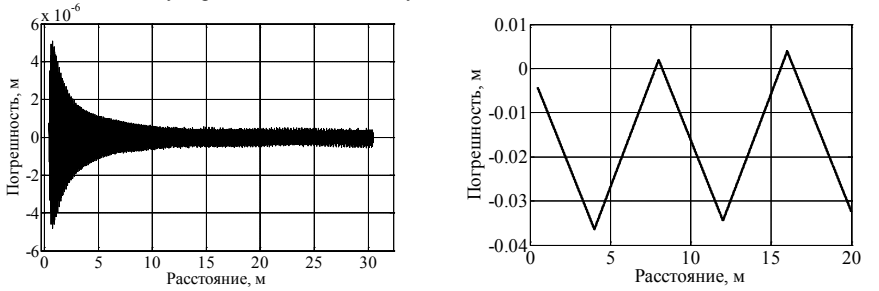
Оценка результативности указанного метода выполнялась численным моделированием. Моделирование основано на выражении для дискретного СРЧ, записанном в соответствии с [3]:

$$u(i) = U(i)\cos\Phi(i),$$

где $\Phi(i) = 2\pi\left(\sum_{k=1}^{M-1} L_{\text{вк}} / \lambda_{\text{вкi}} + L_{\text{в}} / \lambda_{\text{вMi}}\right)$ - текущий отсчёт фазы СРЧ на $i$-й ступени при ступенчатой линейной ЧМ; $U(i)$ - текущий отсчёт огибающей СРЧ; $M-1$ - общее число отрезков волновода на участке от передатчика до текущего положения уровня жидкости на $M$ - м отрезке; $L_{\text{вк}}$ - длинна $k$ - го участка волновода; $\lambda_{\text{вкi}} = \lambda_{\text{свi}} \Big/ \sqrt{1 - \lambda_{\text{свi}}^2 / \lambda_{\text{кр}}^2}$ - длина волны на $i$ - й ступени частоты в $k$ - м участке волновода; $\lambda_{\text{свi}}$ - длина волны на $i$ - й ступени частоты в свободном пространстве; $\lambda_{\text{крk}}$ - критическая длина волны $k$ -го отрезка волновода; $L_{\text{в}}$ - расстояние в последнем $M$ - м отрезке волновода до отражающей поверхности.

На рис.1а приведены результаты моделирования процесса измерения расстояния в однородном волноводе при его известном диаметре. Несущая частота 10 ГГц, диапазон перестройки частоты 1 ГГц, диаметр волновода 25 мм. Использовалась ВФ Блэкмана и введение предискажений в закон ЧМ. На рис.1б приведены аналогичные результаты для составного волновода из пяти отрезков по 4 м.

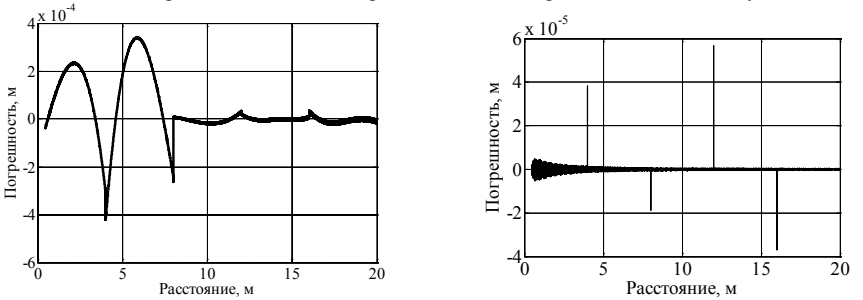
Диаметры отрезков равны соответственно 25,2 мм; 24,8 мм; 25,2 мм; 24,8 мм и 25,2 мм. Здесь и далее влияние стыков между отрезками волновода не учитывалось.




а) б)

Рис. 1. Погрешность измерения расстояния с ВФ и компенсацией паразитной ЧМ без калибровки:
а) однородный волновод; б) составной волновод из 5 отрезков

На рис. 2а приведены аналогичные результаты при использовании только ВФ и калибровке по двум точкам на каждом участке волновода. На рис 2б показаны результаты, полученные с использованием ВФ, внесении предискажений и калибровке на каждом отрезке волновода по двум точкам.




а) б)

Рис. 2. Погрешность измерения расстояния в составном волноводе с калибровкой:
а) с использованием только ВФ; б) с использованием ВФ и компенсацией паразитной ЧМ

По рис.1 видно, что отличие диаметров отрезков волновода приводит к повышенной погрешности даже при введении предискажений в закон ЧМ. Использование индивидуальной калибровки на каждом отрезке существенно снижает погрешность. Выбросы погрешности на рис. 2б вызваны ошибками в определении текущей пары калибровочных параметров вблизи стыка. Однако их величина существенно меньше допустимой для практики.

## 3. Заключение

Использование ВФ и внесение предискажений в закон ЧМ не позволяют снизить погрешность измерения расстояния при отличии диаметров отрезков волновода от среднего значения. Предложенный метод предварительной калибровки на каждом отрезке волновода позволяет практически полностью устранить погрешность измерения, вызванную паразитной ЧМ из-за влияния частотной дисперсии при использовании ВФ, внесении предискажений и калибровке на каждом участке. И даже в случае использования только ВФ без внесения предисказаний в закон ЧМ обеспечивается приемлемая для практики величина погрешности.

## Список литературы

1. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с.
2. Отечественные радиолокационные и волноводные уровнемеры с частотной модуляцией. Промышленное применение. Монография / Б.А. Атаянц, Л.С. Атаянц, И.В. Баранов, М.В. Бронин, В.М. Давыдочкин, Ю.В. Мазалов, С.В. Майоров, Д.Я. Нагорный, В.С. Паршин, В.А. Пронин, Под ред. Б.А. Атаянца. - Рязань: ГУП РО «Рязанская областная типография» 2021. – 388 с.
3. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Точность измерения уровня волноводным частотно-модулированным уровнемером // Радиотехника. 2015. № 5. С. 73—79.

# Экспериментальная апробация прототипа радиоволнового досмотрового томографа[1]

Муксунов Т.Р., Кузьменко И.Ю., Сатаров Р.Н., Шипилов С.Э., Смокотин П.В., Сарьяров С.Ф.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, пр. Ленина 36, 634050, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Приводится результат экспериментальной проверки прототипа томографа на основе решетки микроволновых датчиков. Показано, что прототип способен обнаруживать скрытые под одеждой объекты на теле человека.*

## 1. Введение

Принципиальная возможность использования радиоволнового излучения для томографии скрытых объектов к настоящему времени неоднократно подтверждена [1-7]. Одним из вариантов прикладного применения полученных результатов является бесконтактная досмотровая система на основе решетки микроволновых (24 – 24,25 ГГц) приемопередатчиков.

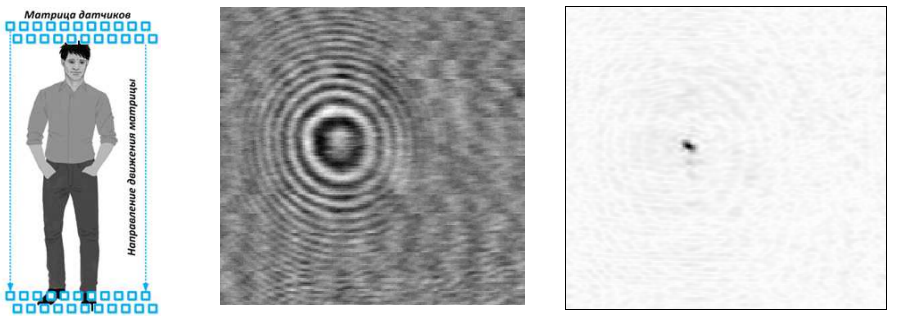
## 2. Апробация

Установлено [7], что минимальный и достаточный шаг зондирования составляет 0,5 см. Учитывая среднестатистические размеры человеческого тела, необходимо просканировать область порядка 200 X 80 см. Таким образом, можно определить количество волновых проекций, необходимых для восстановления радиоизображения человека в полный рост.

$$N = \frac{200 \times 80}{0.5 \times 0.5} = 64000 \quad (1)$$

Полученное число ставит задачу регистрации столь большого числа проекций за время порядка 5 секунд. Простейший вариант решения – создание двумерной матрицы из заданного количества датчиков. Полное заполнение датчиками всей сканируемой площади нерационально, в разработанном прототипе датчики установлены по ширине сканируемой площади с возможностью перемещения по всей ее длине. Геометрические размеры датчиков 2,5 X 2,5 см не позволили использовать единственный ряд с учетом ранее определенного шага зондирования 0,5 см. Таким образом, сканирующий модуль состоит из рядов датчиков, расположенных со смещением.

При относительно широкой диаграмме направленности локационной системы принимаемый сигнал является результатом интерференции множества волн, отраженных пространственно-распределенными объектами. Снятая с помощью матрицы микроволновых датчиков интерференционная картина является основой для обработки по соответствующей технологии восстановления реального распределения неоднородностей. По завершению процесса сканирования, волновые проекции, полученные на разных проходах матрицы необходимо объединить в целостную интерференционную картину. Пример результата показан на рисунке 1.




а) б) в)

Рис. 1. Движение матрицы датчиков (а), интерференционная картина металлического шарика (б) и его радиоизображение (в)

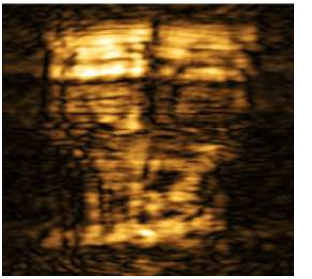
[1] Исследование выполнено при поддержке Программы развития Томского государственного университета (Приоритет-2030).

Как видно из рисунков пространственное распределение неоднородностей тестовой сцены эксперимента уверено восстанавливается, погрешности в восстановленных изображениях практически отсутствуют, все узлы радиоволнового сканера функционирует корректно.

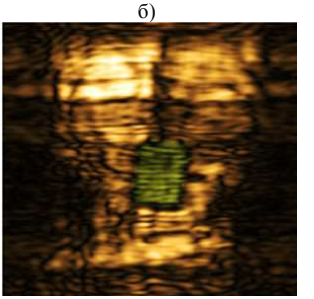
Рисунок 2 показывает результат более сложного эксперимента по обнаружению куска мыла под одеждой человека.



а)



б)



в)

Рис. 2. Сканирование человека (а) без объекта под одеждой (б) и с объектом под одеждой (в)

Как видно из рисунков, скрытый под одеждой объект выделяется на фоне тела человека.

## 3. Заключение

Экспериментальная апробация прототипа микроволнового сканера показала, что он позволяет восстановить радиоизображение объекта методом апертурного синтеза, достигнутое пространственное разрешение порядка 2 см на частоте зондирования 24 ГГц. Представленные радиоизображения показывают, что с помощью разработанного досмотрового томографа возможно обнаруживать предметы, в том числе, изготовленные из диэлектрических материалов.

## Список литературы


1. Федянин И.С., Клоков А.В. Доплеровский метод измерения диэлектрической проницаемости влажных материалов // Труды 5-й конференции студенческого научно-исследовательского инкубатора – Томск: Изд-во Томского государственного университета, 2008. С. 62. Papathanassiou K.P. and Cloude S.R., Single baseline polarimetric SAR interferometry. // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2001. – vol. 39. – № 11. – pp. 2352–2363.
2. Mette T., Papathanassiou K.P, Hajnsek I. Biomass estimation from polarimetric SAR interferometry over heterogeneous forest terrain, IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS ’04, 20-24 Sept. 2004. // Proc. IEEE International. – 2004. – vol. 1. – pp. 511–514.
3. Praks J., Kugler F., Papathanassiou K., Hajnsek I., Hallikainen M. Height estimation of boreal Forest: interferometric model based inversion at L- and X-band vs. HUTSCAT profiling scatterometer IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007. – №3. vol. 4. – pp. 466-470.
4. Praks J., Kugler F., Papathanassiou K., Hajnsek I., Hallikainen M. Height estimation of boreal Forest: interferometric model based inversion at L- and X-band vs. HUTSCAT profiling scatterometer IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing Letters, 2007. – №3. vol. 4. – pp. 466-470.
5. Anders P. Kaestner and Lars B. Baath Microwave Polarimetry Tomography of Wood // IEEE SENSORS JOURNAL. – 2005. – VOL. 5. – №2. – pp. 209–215.
6. Cloude S.R. and Papathanassiou P.K. A Three-Stage Inversion Process for Polarimetric SAR Interferometry. IEE Proc. radar Sonar and Navigation. – 2003. – vol. 150. – №3. – pp.125–134.
7. Сатаров Р.Н., Кузьменко И.Ю., Муксунов Т.Р., Клоков А.В., Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Шипилов С.Э., Якубов В.П. Коммутируемая сверхширокополосная антенная решетка для радиотомографии // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т. 55. № 8. С. 26-30

# Допплеровский измеритель скорости и сноса

[1]Адиатулин А.В., [1]Карасев М.С.,[1]Карозин И.А.,[1]Шацкий С.В.

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

***Аннотация:*** *Представлен допплеровский измеритель скорости и сноса (ДИСС), предназначенный для автоматического непрерывного измерения и индикации составляющих вектора скорости, модуля путевой скорости, угла сноса и координат места положения летательного аппарата автономно или в комплексе с другим навигационным оборудованием. Описан принцип работы узлов модуля. Показан внешний вид готового изделия и его основные характеристики.*

## 1. Введение

Одной из важнейших составных частей современного бортового навигационного оборудования является допплеровский измеритель скорости и сноса (ДИСС).

Изделие представляет собой приемо-передающий СВЧ модуль, работающий в сантиметровом диапазоне длин волн, предназначенный для формирования и подачи зондирующего сигнала на передающую антенну, а также для усиления и преобразования отраженного сигнала, поступающего с приемной антенны в системе измерения скорости.

## 2. Структурная схема модуля, его состав и принцип действия.

Структурная схема ДИСС-32 показана на рисунке 1.

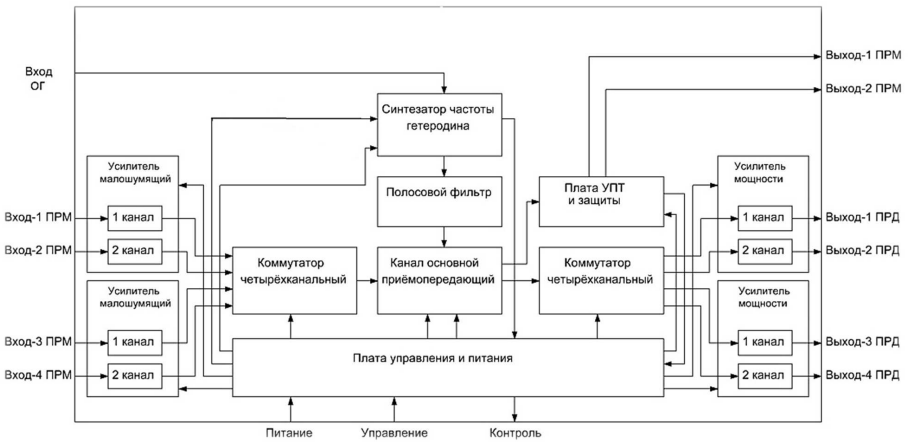



Рис. 1. Структурная схема модуля СВЧ ДИСС-32

Модуль СВЧ ДИСС-32 состоит из четырехканального приемного (ПРМ) и четырехканального передающего (ПРД) трактов, а также общих для приемного и передающего тракта узлов, включающих в себя основной канал, синтезатор частоты гетеродина (СЧГ), платы питания, защиты, усиления низкой частоты, контроля и управления, объединенных в единый радиогерметичный корпус для использования в современных допплеровских измерителях скорости и сноса. Основой модуля является синтезатор частоты с ФАПЧ (СЧГ), играющий роль одновременно задающего генератора передатчика и гетеродина приемника. Синтезатор состоит из генератора, управляемого напряжением (ГУН), работающий в Ku диапазоне, (имеющий встроенный делитель частоты на 2), монолитного цифрового синтезатора частоты, опорный генератор на частоту 20 МГц, УПТ с пропорционально-интегрирующим фильтром и цепь, благодаря которой осуществляется угловая модуляция сигнала гетеродина.

Передающий тракт модуля СВЧ предназначен для генерации непрерывного СВЧ сигнала в Ku диапазоне, мощностью не менее 400 мВт и последовательной электронной коммутации выходного сигнала на один из 4-х выходных каналов.

Приемный тракт модуля предназначен для приема, усиления и синхронного детектирования отраженных от подстилающей поверхности сигналов. На входе модуля обеспечивается последовательная электронная коммутация с одного из 4-х приемных каналов. Приемный тракт модуля имеет два квадратурных выхода, сигналы с которых после предварительного усиления подаются на входы АЦП, после чего обработка сигнала производится в цифровом виде.

В модуле имеется возможность использования подачи внешнего опорного сигнала формой SIN или КМОП, а также ЛЧМ сигнала, который может быть использован, например, при групповых полетах в целях идентификации своего сигнала на фоне близко расположенных по частоте мешающих сигналов других ЛА.

Внешний вид модуля показан на рисунке 2.



Рис. 2. Внешний вид модуля СВЧ ДИСС-32

Основные характеристики модуля СВЧ ДИСС представлены в таблице 1.

Таблица 1 Основные характеристики модуля СВЧ ДИСС-32

| | |
|---|---|
| Коэффициент передачи приемного тракта (дБ) | не менее 50 |
| Выходная мощность по каналам передающего тракта, мВт | не менее 400 |
| Чувствительность приемного тракта при полосе пропускания 2х10 кГц и соотношении сигнал/шум, равном 1, дБм | не более минус 120 |
| Развязка между входами приемного тракта, дБ | не менее 40 |
| Развязка между выходами передающего тракта и выходами приемного тракта, дБ | не менее 80 |

## 3. Заключение

Разработанный модуль является законченным приемопередающим СВЧ устройством, выполненным на современной российской электронно-компонентной базе СВЧ диапазона.

Применение в составе бортового навигационного оборудования модуля СВЧ ДИСС-32 позволяет выполнять широкий спектр актуальных задач в современной СВЧ-технике, что подтверждается полученными характеристиками, освещенными в работе.

### Список литературы

1. А.В. Рыжков, В.Н. Попов, Синтезаторы частот в технике радиосвязи, Москва «Радио и Связь» 1991.
2. Сосулин Ю.Г., Теоретические основы радиолокации и радионавигации, Москва «Радио и Связь» 1992.
3. Финкельштейн М.И., Основы радиолокации, Москва «Радио и Связь» 1983.
4. CMC Electronic Inc, Equipment Specification for CMA-2012C Doppler Navigation Sensor, rev F 15 nov. 2010.

# СВЧ датчик скорости в системе безопасности на транспорте

Хаблов Д. В.

*Институт Проблем Управления им. В.А. Трапезникова РАН*
*ул. Профсоюзная, д. 65, Москва, , 117997, Россия*
*dkhablov@mail.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается система безопасности движения на автомобильном транспорте, препятствующая блокировке колес при торможении, основой которой является СВЧ доплеровский датчик скорости. Благодаря прямому непрерывному измерению линейной скорости, система управления может с большой точностью регулировать тормозное усилие для недопущения блокировки. В результате сокращается тормозной путь и вероятность перехода в неуправляемое движение.*

## 1. Введение

Важную функцию осуществления безопасности движения и сохранения управляемости при сложных дорожных условиях и режимах эксплуатации автомобиля несет антиблокировочная система (АБС). Её суть заключается в регулировании степени тормозного усилия при снижении скорости с целью недопущения блокировки колес транспортного средства. Это связано с тем, что коэффициент трения скольжения значительно ниже коэффициента трения покоя. При блокировке происходит скольжение колес по поверхности, поэтому тормозной путь увеличивается. При вращении, шина в точке контакта с дорогой находится в точке покоя относительно ее, в результате, тормозной путь уменьшается. Также задача АБС заключается не только в уменьшении тормозного пути, но и в сохранении контроля над транспортным средством при совершении экстренного торможения. Эффективность действия этой системы зависит от конкретных параметров движения, свойств самого транспортного средства, погодных условий, состояния дороги и т.п. Таким образом, существует необходимость поиска решений, позволяющих АБС работать оптимально в независимости от условий эксплуатации. Таким новым решением может быть использование СВЧ доплеровских датчиков скорости с целью прямого измерения линейной скорости автомобиля.

## 2. Сравнение классической антиблокировочной тормозной системы и системы с СВЧ датчиком скорости.

Рассмотрим модель работы классической АБС транспортного средства на примере автомобиля для одного колеса с радиусом $R$ (такие системы АБС ставятся на каждое колесо) с возможностью репликации на все колеса (см. Рис.1 а) [1].

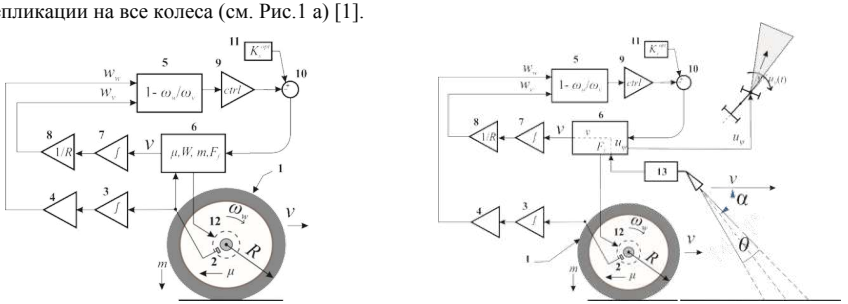



Рис. 1. Блок схема системы АБС : а) стандартная классическая схема; б) с СВЧ датчиком скорости

На колесе 1 находится частотный датчик вращения 2, который непрерывно вычисляет угловую скорость ωw в виде последовательности импульсов, которая после интегрирования в блоке 3 и усиления в блоке 4 поступает в блок 5. В контроллере 6 вычисляется линейная скорость движения транспортного средства $v$, преобразованная в угловую скорость ωv, путем интегрирования в блоке 7 и деления на радиус колеса $\omega_v = v/R$ в блоке 8. При этом используются показания датчика вращения и другие дополнительные параметры. Эта скорость, также как и угловая скорость колеса, попадает в вычислительный блок 5. На рис. 1 б) представлена схема, где эта скорость измеряется напрямую с помощью СВЧ датчика. Далее в этом блоке происходит вычисление коэффициента проскальзывания $k_s$ согласно уравнению:

$$k_s = 1 - \omega_w / \omega_v \quad (1)$$

Значение этого коэффициента через переключатель 9 подается на отрицательный вход блока сравнения 10, на положительный вход подается постоянное значение оптимального желаемого значения коэффициента проскальзывания $k_{опт}$ с ввода 11. Выход блока сравнения 10 поступает в контроллер, вырабатывающий сигнал управления, поступающий на устройство торможения колеса 12.

В начальный момент, прежде чем было приведено в действие торможение, эта скорость соответствует линейной скорости передвижения колеса или путевой скорости, выраженной в виде скорости вращения $\omega_v$, (см. Рис.2). Коэффициент проскальзывания $k_s$ равен нулю, когда скорости колеса и транспортного средства равны, и единице, когда колесо заблокировано. Значение этого коэффициента через переключатель 9 подается на отрицательный вход блока сравнения 10, на положительный вход подается постоянное значение оптимального желаемого значения коэффициента проскальзывания $k_{опт}$=0,2 с ввода 11. Выход блока сравнения 10 поступает в контроллер, вырабатывающий сигнал управления, поступающий на устройство торможения колеса 12.

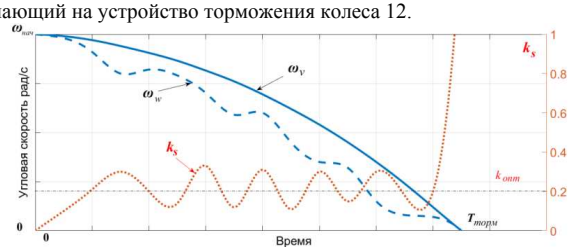



Рис. 2. Зависимости угловых скоростей $\omega_w$ колеса и автомобиля $\omega_v$, а также коэффициента проскальзывания $k_s$ при торможении с антиблокировочной системой

. Использование во второй схеме (см. Рис. 1б) СВЧ датчика позволяет обеспечить более точное измерение скорости, чем это производится по первой схеме [2]. В СВЧ доплеровском датчике 13 (см. Рис. 1б) используется непрерывное излучение радиоволн СВЧ диапазона. Приемо-передающая антенна излучает вперед и под углом $\alpha$ к направлению движения транспортного средства или от него в вертикальной плоскости СВЧ волны с частотой $f_0$. Отраженные от поверхности дороги СВЧ волны принимаются этой же антенной. Затем они смешиваются в смесителе с частью излучаемых волн, в результате чего выделяется доплеровский сигнал с частотой $f_D$. Эта частота будет пропорциональна линейной скорости $v$ транспортного средства:

$$f_D = 2v\cos\alpha / \lambda_0, \text{ или} \qquad v = f_D\lambda_0 / 2\cos\alpha$$

где $\lambda_0 = c/f_0$ – длина волны электромагнитных колебаний, $c$ – скорость света. В результате в контроллер поступает прямые данные о текущей мгновенной скорости, обеспечивая более точное действие системы АБС. При сравнении данных о скорости двух колес возможно генерирование корректирующего сигнала для поддержания курсовой устойчивости при торможении [3].

## 3. Заключение

В работе предложено использовать в системе АБС автомобиля СВЧ доплеровский датчик прямого измерения линейной скорости. Это позволило увеличить точность работы контроллера, обеспечивающего оптимальное сочетание соотношения между круговой скоростью вращения колеса и линейной скоростью. Результатом этого стало уменьшение тормозного пути и повышение общей устойчивости системы управления движением.

## Список литературы

1. Modeling an Anti-Lock Braking System. Matlab&Simulink® Automotive Applications 2017.
2. Khablov D.V. Application of super-high frequency Doppler displacement sensors in an anti-lock braking system // Measurement Techniques. 2021. Vol. 64, No 2. C. 124-13
3. Хаблов Д.В. Система управления беспилотными транспортными электрокарами на основе радиоволновых доплеровских датчиков // Измерительная техника. 2022. № 2. С. 66-72.

# Радиочастотный метод инвариантной уровнеметрии диэлектрических жидкостей в емкостях

Совлуков А.С.

*Институт проблем управления им. В.А.Трапезникова РАН*
*г. Москва, ул. Профсоюзная,65,117997, Российская Федерация*
*sovlukov@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрен метод измерения уровня диэлектрической жидкости в емкости с применением двух отрезков длинной линии, проводники которых покрыты по всей длине диэлектрическими оболочками разной толщины. В каждом из этих отрезках длинной линии возбуждают электромагнитные волны на фиксированной частоте и измеряют фазовый сдвиг возбуждаемых и принимаемых электромагнитных волн. Производят совместное функциональное преобразование этих двух измеренных значений фазового сдвига, по результату которого судят об уровне диэлектрической жидкости в емкости независимо от значения ее диэлектрической проницаемости.*

## 1. Введение

Известны методы и устройства для измерения уровня жидкостей в емкостях, основанные на применении отрезков длинных линий (коаксиальной линии, двухпроводной линии и др.) в качестве чувствительных элементов [1]. Такой отрезок длинной линии размещают вертикально в емкости с контролируемыми жидкостью. Измеряя какой-либо его информативный параметр, в частности, резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить уровень жидкости. Недостатком таких методов измерения и реализующих их устройств является невысокая точность измерения, обусловленная зависимостью результатов измерения уровня от электрофизических параметров жидкости.

Также известен метод измерения, в котором применяют отрезок длинной линии с оконечным горизонтальным участком, располагаемый вертикально отрезок длинной линии, и заполняемый жидкостью в соответствии с ее уровнем в емкости [2]. Горизонтальный участок отрезка длинной линии скачкообразно заполняется жидкостью и опорожняется при соответственно поступлении жидкости в емкость и ее удалении из нее. Возбуждая в отрезке длинной линии электромагнитные колебания на двух разных резонансных частотах, которым соответствуют разные распределения энергии электромагнитного поля вдоль данного отрезка длинной линии, измеряя эти резонансные частоты и производя их совместную функциональную обработку согласно соотношению, соответствующему именно этому способу измерения, можно определить значения уровня жидкости независимо от диэлектрической проницаемости жидкости. Недостатком этого метода является наличие определенных трудностей при возбуждении и выделении гармоники отрезка длинной линии более высокого порядка, чем основная гармоника, что усложняет его реализацию.

Известен также метод, согласно которому возбуждают электромагнитные колебания в располагаемом вертикально отрезке длинной линии, и заполняемом жидкостью в соответствии с ее уровнем $z$ в емкости, измеряют собственную (резонансную) частоту $f$ отрезка длинной линии и производят обработку результатов измерений [3]. При этом дополнительно возбуждают в отрезке длинной линии электромагнитные волны на фиксированной частоте, принимают на его верхнем конце электромагнитные волны, отраженные от нижнего конца отрезка длинной линии, измеряют фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ возбуждаемых и принимаемых электромагнитных волн и учитывают его при обработке результатов измерений. Недостатком этого метода является невысокая точность измерения в области малых значений уровня, близких к нулевому значению. В этом случае при нулевом значении уровня ($z = 0$) имеется неопределенность типа “0/0”, а вблизи значения $z = 0$ погрешность измерения резко возрастает, поскольку при этом результат совместного преобразования $f$ и $\Delta\varphi$ может принимать разные значения из-за возможных, даже малых, девиаций значений $f$ и $\Delta\varphi$.

## 2. Метод измерения

Согласно данному методу, в первом измерении, в располагаемом вертикально в емкости с контролируемой диэлектрической жидкостью первом отрезке длинной линии, заполняемом жидкостью в соответствии с ее уровнем $z$ в емкости, возбуждают электромагнитные волны на фиксированной частоте, принимают на том же конце отрезка длинной линии электромагнитные волны, распространившиеся вдоль него и отраженные от его нижнего конца, измеряют фазовый сдвиг $\Delta\varphi_1$ этих возбуждаемых и принимаемых электромагнитных волн.

Дополнительно, во втором измерении, в располагаемом вертикально в емкости с контролируемой жидкостью втором отрезке длинной линии, заполняемом жидкостью в соответствии с ее уровнем $z$ в емкости, возбуждают на той же, что и в первом измерении, или иной фиксированной частоте электромагнитные волны, распространяющиеся со скоростью, отличной от скорости распространения электромагнитных волн в первом отрезке длинной линии, принимают электромагнитные волны, распространившиеся вдоль него и отраженные от его нижнего конца, измеряют сдвиг $\Delta\varphi_2$ этих возбуждаемых и принимаемых электромагнитных волн, и производят совместное функциональное преобразование измеренных значений $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$, по результату которого судят об уровне жидкости в емкости. Поскольку информативные параметры $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$ являются функциями как уровня $z$ жидкости, так и ее диэлектрической проницаемости $\varepsilon$, то, осуществляя совместные преобразования $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$, можно исключить влияние $\varepsilon$ на результат определения $z$.

Для осуществления метода измерения здесь используют два отрезка длинной линии, в частности коаксиальной длинной линии, в качестве измерительных каналов. В качестве информативных параметров используют фазовый сдвиг этих возбуждаемых и принимаемых электромагнитных волн, $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$ соответственно, в первом и втором отрезках длинной линии. Рассмотрение зависимостей $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$ от $z$, каждая из которых выражается соответствующим уравнением, как системы уравнений относительно $z$ и $\varepsilon$, позволяет, после ее решения, определить $z$ независимо от $\varepsilon$. В устройстве, реализующем данный метод, применяют располагаемые вертикально в емкости с диэлектрической жидкостью два отрезка однородной коаксиальной длинной линии одинаковой длины, нижние концы отрезков длинной линии совмещены с дном емкости. У каждого отрезка коаксиальной длинной линии внутренний проводник покрыт по всей длине диэлектрической оболочкой определенной толщины. В первом измерении в емкости располагают вертикально первый отрезок длинной линии. В этом отрезке длинной линии возбуждают электромагнитные волны на фиксированной частоте, принимают на том же конце отрезка длинной линии электромагнитные волны, распространившиеся вдоль него и отраженные от его нижнего конца, измеряют фазовый сдвиг $\Delta\varphi_1$ этих возбуждаемых и принимаемых электромагнитных волн. Дополнительно, во втором измерении, в емкости располагают вертикально второй отрезок длинной линии. В этом отрезке длинной линии возбуждают на той же или иной фиксированной частоте электромагнитные волны, распространяющиеся со скоростью, отличной от скорости распространения электромагнитных волн в первом отрезке длинной линии. Принимают электромагнитные волны, распространившиеся вдоль этого отрезка длинной линии и отраженные от его нижнего конца, измеряют фазовый сдвиг $\Delta\varphi_2$ этих возбуждаемых и принимаемых электромагнитных волн. Для возбуждения электромагнитных волн, распространяющихся с разной скоростью в первом и втором отрезках длинной линии, используют для проведения измерений отрезки длинной линии, проводники каждого из которых покрыты по всей длине диэлектрическими оболочками разной толщины. Измеряемые значения $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$, поступают в функциональный преобразователь. В нем осуществляют совместное преобразование $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$, результат которого, несущий информацию об уровне $z$, инвариантен к $\varepsilon$. В коаксиальной длинной линии диэлектрической оболочкой может быть покрыт ее внутренний проводник. Эти отрезки длинной линии имеют одинаковые диаметры внутреннего и внешнего проводников, но их внутренние проводники покрыты по всей длине диэлектрическими оболочками разной толщины. Поскольку данный метод измерения предназначен для измерения уровня диэлектрической жидкости, то в одном из двух отрезков коаксиальной длинной линии диэлектрическая оболочка на его внутреннем проводнике может отсутствовать. Нахождение значения $z$ в вычислительном блоке измерительного устройства возможно при решении конкретных задач при известных численных значениях величин, входящих в соотношение для определения $z$. Это соотношение позволяет определять уровень $z$ при любом его значении, включая нулевое значение.

## 3. Заключение

Данный метод измерения обеспечивает высокую точность измерения при любых значениях координаты $z$, включая его малые, вблизи нуля, значения, позволяя измерять уровень диэлектрической жидкости в емкости независимо от значения ее диэлектрической проницаемости.

## Список литературы


1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С**.** Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Наука, 1989. 208 с.
2. Совлуков .А.С. Пат. 2473056 (РФ). Способ определения уровня жидкости в емкости. Опубл. в Б.И., 2013, № 2.
3. Совлуков .А.С. Пат. 1744502 (СССР). Способ определения уровня вещества. Опубл. в Б.И., 1992, № 24. 1992.

# Измерение положения границы раздела двух сред в резервуаре с применением трех отрезков длинной линии

[1] Совлуков А.С., [2] Яценко В.В., [2] Кайченов А.В.

[1] *Институт проблем управления им. В.А.Трапезникова РАН*
*г. Москва, ул. Профсоюзная,65,117997, Российская Федерация*
*sovlukov@yandex.ru*
[2] *Мурманский государственный технический университет*
*г. Мурманск, ул. Спортивная, 10, 183010, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Рассмотрен метод измерения положения границы раздела различных сред, содержащихся в резервуаре одна над другой. Метод обеспечивает инвариантность результатов измерения к электрофизическим параметрам обеих сред. Метод реализуется с применением трех отрезков длинной линии, в частности коаксиальной длинной линии, вертикально располагаемых в резервуаре и содержащих на нижнем конце каждого из них горизонтальный участок, длина которого отлична от длины таких участков в других отрезках длинной линии.*

## 1. Введение

В различных отраслях промышленности необходимо производить измерение положения границы раздела двух сред, находящихся в каком-либо резервуаре одна над другой и образующих плоскую границу раздела, в частности двух несмешивающихся жидкостей с разной плотностью. Для измерения и индикации положения границы раздела двух сред в резервуарах известно применение методов и устройств, основанных на использовании в качестве чувствительных элементов отрезков длинных линий [1]. Такой отрезок длинной линии размещают вертикально в резервуаре с контролируемыми средами, образующими границу раздела. Измеряя его резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить положение границы раздела. Недостатком таких методов измерения и реализующих их устройств является невысокая точность измерения, обусловленная зависимостью результатов измерения положения границы раздела сред от электрофизических параметров одной или обеих сред, образующих границу раздела.

В известном методе измерения положения границы раздела двух сред применяют два независимые, располагаемые вертикально, отрезки длинной линии с оконечными горизонтальными участками разной длины [2]. Измеряя резонансные частоты этих отрезков длинной линии и производя их совместную функциональную обработку согласно математическим соотношениям, соответствующим именно этому методу измерения, можно определить положение границы раздела двух диэлектрических сред независимо от диэлектрической проницаемости нижерасположенной среды. Недостатком этого метода также является невысокая точность измерения при непостоянном значением диэлектрической проницаемости вышерасположенной среды. В другом методе, предназначенном для измерения положения границы раздела двух сред независимо от электрофизических параметров обеих сред, применяют три независимых отрезка длинной линии [3]. В этом случае в резервуаре размещают вертикально три отрезка длинной линии: два отрезка коаксиальной длинной линии и один отрезок двухпроводной длинной линии, который образован наружными проводниками отрезков коаксиальной длинной линии. Отрезки коаксиальной длинной линии выполняют идентичными, имеющими одинаковые оконечные горизонтальные участки фиксированной длины, но разные нагрузочные реактивные сопротивления на концах этих горизонтальных участков. Между параллельными наружными проводниками отрезков коаксиальной длинной линии возбуждают электромагнитные колебания как в отрезке двухпроводной длинной линии, имеющем на конце нагрузочное реактивное сопротивление, отличное от нагрузочных реактивных сопротивлений отрезков коаксиальной длинной линии. Это обеспечивает отличие друг от друга трех зависимостей соответствующих резонансных частот отрезков длинной линии от координаты $z$ границы раздела двух жидкостей. За счет наличия горизонтальных участков у отрезков длинной линии обеспечивается возможность измерения значения $z$ при его нулевом и близких к нему значениям при соответствующей, присущей данному методу, совместной функциональной обработке резонансных частот трех отрезков длинной линии. Несмотря на эти достоинства данного метода, его реализация связана с неавтономностью измерительного канала на основе отрезка двухпроводной длинной линии, требуя для его получения применение близко располагаемых коллинеарных наружных проводников отрезков коаксиальной длинной линии, что не всегда оптимально на практике.

## 2. Метод измерения

Рассмотрим метод измерения положения границы раздела двух сред, в частности диэлектрических сред, в емкости с повышенной точностью, реализуемый с применением трех автономных измерительных каналов. Будем считать, что контролируемые среды являются диэлектриками. При измерении положения границы раздела сред, хотя бы одна из которых является несовершенным диэлектриком, следует использовать отрезки длинной линии, у которых, по меньшей мере, один из проводников покрыт диэлектрической оболочкой. Выбором конструктивных параметров (соотношения диаметров проводников и оболочки, а также материала оболочки), можно обеспечить достаточно большую величину (> 10) добротности резонатора [1]. При покрытии хотя бы одного из проводников отрезков линии диэлектрической оболочкой можно при этом обеспечить инвариантность не только к величинам $\varepsilon_1$ и $\varepsilon_2$ диэлектрической проницаемости нижерасположенной и вышерасположенной сред, соответственно, но и к другим электрофизическим параметрам (тангенсу угла диэлектрических потерь, проводимости) при определении положения (координаты $z$) границы раздела двух проводящих или несовершенных диэлектрических сред. Согласно этому методу измерения, в резервуаре, содержащем расположенные одна над другой диэлектрические среды, размещают вертикально три отрезка длинной линии. Они имеют оконечные горизонтальные участки фиксированной разной длины и одинаковые нагрузочные реактивные сопротивления на концах этих горизонтальных участков. В каждом из отрезков длинной линии возбуждают электромагнитные колебания и измеряют резонансную частоту электромагнитных колебаний. В этих отрезках длинной линии, имеющих разные значения длины их горизонтальных участков, имеет место разное распределение напряженности поля стоячей электромагнитной волны вдоль вертикальной части длины каждого из них. Это обеспечивает отличие друг от друга трех зависимостей соответствующих резонансных частот отрезков длинной линии от координаты $z$. При этом, за счет наличия горизонтальных участков у всех трех отрезков длинной линии, устраняется неопределенность результатов измерения значения $z$ при его нулевом и близких к нему значениям, при соответствующей, присущей рассматриваемому методу, совместном функциональном преобразовании резонансных частот трех отрезков длинной линии.

Каждый из отрезков однородной, в частности коаксиальной, длинной линии может быть выполнен короткозамкнутым на нижнем конце, то есть на конце его горизонтального участка, и разомкнутым на его верхнем конце. При этом отрезки длинной линии являются четвертьволновыми. На нижнем конце каждого отрезка длинной линии (то есть на конце его горизонтального участка) напряженность электрического поля стоячей волны равна нулю, имея максимальное значение на верхнем конце отрезка длинной линии. При этом горизонтальные участки соответствующих отрезков длинной линии заполняются контролируемой средой скачкообразно и опорожняются при, соответственно, поступлении сред в резервуар и их удалении из резервуара.

В отрезках длинной линии возбуждают электромагнитные колебания основного *TEM*-типа на соответствующих резонансных частотах $f_1$, $f_2$ и $f_3$ и осуществляют их измерение. Далее путем совместного функционального преобразования $f_1$, $f_2$ и $f_3$ согласно соотношению $\dfrac{(f_{1_0}/f_1)^2-(f_{2_0}/f_2)^2}{(f_{2_0}/f_2)^2-(f_{3_0}/f_3)^2}$ определяют значение $z$ независимо от $\varepsilon_1$ и $\varepsilon_2$. Здесь $f_{1_0}, f_{2_0}, f_{3_0}$ – начальные (при отсутствии в резервуаре обеих сред, образующих границу раздела) значения $f_1$ $f_2$ и $f_3$, соответственно. Это соотношение является инвариантным по отношению к $\varepsilon_1$ и $\varepsilon_2$. Предлагаемый метод измерения обеспечивает высокую точность измерения при любых значениях координаты $z$, включая малые, вблизи нуля, значения.

## 3. Заключение

Данный метод позволяет измерять положение границы раздела двух сред в резервуаре независимо от значений электрофизических параметров обеих сред и возможных изменений этих параметров в процессе измерения.

### Список литературы


1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С**.** Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Наука, 1989. 208 с.
2. Маслов А.А., Прохоренков А.М., Совлуков А.С., Яценко В.В. Методы измерения положения границ раздела двух и трех веществ в емкостях с применением отрезков длинной линии// Датчики и системы. 2020. № 2. С. 34-38.
3. Маслов А.А., Прохоренков А.М., Совлуков А.С., Яценко В.В. Радиочастотный метод измерения положения границы раздела двух жидкостей в емкости // Датчики и системы. 2018. № 3. С. 43-49.

# Изучение физических свойств суспензий электрофизическим и акустоэлектрическим методами[1]

[1]Шамсутдинова Е.С, [1]Анисимкин В.И., [1]Фионов А.С., [1]Смирнов А.В., [1]Колесов В.В., [1]Кузнецова И.Е.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
*г. Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7, 125009, Российская Федерация*
*shes1996@bk.ru*

***Аннотация:*** *Проведено измерение диэлектрической проницаемости, электрического сопротивления и вязкости суспензий на основе вазелинового и силиконового масел, а также глицерина с помощью электрофизических и акустоэлектрических методов. В качестве наполнителей использовались микрочастицы фармацевтического активированного угля и поверхностно-активное вещество сорбитан моноолеат. Электрофизические исследования выполняли с помощью LCR-метра Agilent E4980A и специально разработанной измерительной ячейки. Для определения вязкости использовались акустические волны высших порядков в пластине ST,X-кварца. Между встречно-штыревыми преобразователями размещалась ячейка для жидкости из фторопласта.*

## 1. Введение

Как известно, неполярные жидкости (нефть, бензин, органические наножидкости) обладают низкой диэлектрической проницаемостью ε [1]. В настоящее время существуют работы по исследованию электрофизических параметров таких жидкостей. Однако, такие работы направлены в основном на исследования определенных суспензий, использующихся в конкретных технологических процессах и технических задачах [2-4]. Таким образом, существует необходимость проведения комплексного исследования свойств неполярных жидкостей, включая поиск путей значительного изменения параметров таких жидкостей.

## 2. Методика проведения эксперимента

Для исследования электрофизических и акустических свойств были выбраны следующие суспензии: силиконовое масло (СМ) марки ПМС-100 (ε=2.1) и вазелиновое масло (ВМ) (ε=2.25). В качестве наполнителей использовали фармацевтический активированный уголь (АУ) и сорбитан моноолеат (SPAN 80 Sigma Aldrich). Для сравнения в качестве полярной жидкости брался глицерин (ε=44.5).

Были созданы суспензии на основе вазелинового масла и глицерина с сорбитаном моноолеатом в концентрации 5 масс.% и на основе силиконового масла марки ПМС-100 и вазелинового масла с добавлением микрочастиц фармацевтического активированного угля в концентрации 60 мг/мл.

Схема и фотография созданной измерительной ячейки из эппендорфа и двух коаксиальных цилиндрических никелевых электродов для электрофизического метода представлены на рисунке 1. Емкость такого измерительного конденсатора с воздушным заполнением составляла $C_0$=10.8 пФ при частотах 200 Гц…2 МГц. Измерение емкости и сопротивления ячейки с исследуемой жидкостью проводили при помощи LCR-метра Agilent E4980A.

Диэлектрическая проницаемость жидкости вычислялась по формуле:

$$\varepsilon = \frac{C(\Delta h)}{2\pi\varepsilon_0 ln\frac{D}{d}\Delta h},$$

где $C(\Delta h) = C(h_2) - C(h_1)$ – разница емкостей конденсатора при разной его наполненности; $D$ и $d$ – диаметры внешнего и внутреннего электродов соответственно; $\varepsilon_0$=8.85·10$^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость вакуума. Для уменьшения влияния краевых эффектов на результат измерения выбиралось два уровня жидкости $h_1$ и $h_2$.

Результаты измерений электрофизическим методом (табл. 1) для чистых жидкостей соответствуют справочным данным [1] в пределах погрешности 5%. Изоляция измерительных электродов (ИИЭ) для полярных жидкостей и суспензий на их основе позволяет избежать сквозного электрического тока. Результаты также показали, что диэлектрическая проницаемость полярных жидкостей зависит от выбранной частоты.

[1] Исследование выполнено за счет гранта РНФ № 21-49-00062, https://rscf.ru/project/21-49-00062.

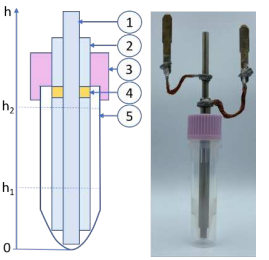



Рисунок 1. Схематическое изображение измерительной ячейки и фотография (1 – внутренний электрод; 2 – внешний электрод; 3 – закручивающаяся крышка с отверстием; 4 – изолятор; 5 – эппендорф).

Таблица 1. Результаты измерения электрического сопротивления и диэлектрической проницаемости суспензий электрофизическим методом

| Образец | ε (1 кГц) | ε (1 МГц) | *R*, Ом | Образец | ε (1 кГц) | ε (1 МГц) | *R*, Ом |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ВМ | 2.25 | 2.26 | $1.8\cdot10^{11}$ | ВМ + АУ | 2.6 | 2.6 | $1.8\cdot10^{9}$ |
| | | | | ВМ + SPAN 80 | 2.3 | 2.3 | $3\cdot10^{8}$ |
| СМ | 2.1 | 2.1 | $9.4\cdot10^{11}$ | СМ + АУ | 3.4 | 3.4 | $1.5\cdot10^{9}$ |
| Глицерин | 45 | 42 | $3.8\cdot10^{5}$ | Глицерин + SPAN 80 | 85 | 37 | $2.1\cdot10^{4}$ |
| Глицерин (ИИЭ) | 45 | 30 | $2.1\cdot10^{6}$ | Глицерин + SPAN 80 (ИИЭ) | 51 | 17 | $3\cdot10^{6}$ |

Для акустического измерения вязкости суспензий использовались линии задержки на основе специально подобранной пластинчатой волны Лэмба [5]. По калибрационным кривым для вязкости и электропроводности была найдена наиболее чувствительная мода к вязкости и наименее чувствительная к электропроводности жидкости в пластине ST,X-кварца: частота моды – 49.74 МГц, нормированная толщина пластины $H/\lambda = 1.0$ ($H$ – толщина, $\lambda$ - длина волны).

Данная мода была применена для определения вязкости чистого глицерина, глицерина с 5 масс.% SPAN 80, ВМ, ВМ с 5 масс.% SPAN 80 или с АУ (60 мг/мл), а также для СМ и СМ с АУ (60 мг/мл) (табл. 2).

Результаты измерений для созданных суспензий приводятся впервые, тогда как результаты измерений для вазелинового масла, силиконового масла и глицерина находятся в соответствии со справочными данными [6].

Таблица 2. Результаты определения вязкости суспензий акустическим методом при комнатной температуре (20°C)

| Образец | Глицерин | Глицерин+ SPAN80 | СМ | СМ+АУ | ВМ | ВМ+SPAN80 | ВМ+АУ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| η, сП | 1500 | 1550 | 80 | 47 | 70 | 75 | 73 |

## 3. Заключение

В результате проведения исследований была разработана и создана универсальная коаксиальная измерительная ячейка и отработана методика измерения диэлектрической проницаемости и сопротивления полярных и неполярных жидкостей и суспензий на их основе электрофизическим методом. Также была обнаружена акустическая мода с эллиптической поляризацией в пластине ST,X-кварца, обладающая чувствительностью к вязкости суспензии. На основе данной моды разработана соответствующая методика измерения.

## Список литературы

1. Ахадов Я.Ю. Диэлектрические свойства чистых жидкостей // М.: Изд-во МАИ. 1999. С. 854.
2. Dukhin A.S., Goetz P.J. How non-ionic “electrically neutral” surfactants enhance electrical conductivity and ion stability in non-polar liquids // J. Electroanal. Chem. 2006. Т. 588. №1. P. 44-50.
3. Guo Q., Singh V., Behrens S. H. Electric charging in nonpolar liquids because of nonionizable surfactants //Langmuir. 2010. Т. 26. №. 5. С. 3203-3207.
4. Chattopadhyay A., Dhar P. Dielectric relaxation behaviors and dissipation characteristics of colloidal nanocarbon (graphene and CNTs) complex fluids // J. Appl. Phys. 2019. Т. 125. № 3. P. 034103.
5. Anisimkin V. I., Voronova N. V. New modification of the acoustic Lamb waves and its application for liquid and ice sensing //Ultrasonics. 2021. Т. 116. С. 106496.
6. Weast R.C., Astle M.J., Beyer W.H. Chemical Rubber Company Handbook of Chemistry and Physics, 66th ed. Chemical Rubber. Boca Raton. FL. 1985. P. D232.

# Микроволновый синтезатор частот гомодинной системы измерения дистанций

Широков И. Б., Сердюк И. В., Широкова Е.И.

*Севастопольский государственный университет*
*г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация*
*shirokov@ieee.org*

***Аннотация:*** *Проведён анализ погрешности гомодинных методов измерения, вызванных переходными процессами в цепи ФАПЧ опорного генератора при перестройки его частоты. Предлагается новый подход к синтезу зондирующего сигнала в системе локального прецизионного позиционирования с гомодинным преобразованием частоты. Подход основан на минимизации фазовой ошибки выходного сигнала синтезатора частоты при анализе численной модели петли ФАПЧ.*

## 1. Введение

Одним из основных преимуществ гомодинных методов измерения параметров трасс является отсутствие зависимости результатов измерений от начальной фазы источника зондирующего сигнала. Но на практике из-за влияния случайных факторов начальная фаза колебания, вырабатываемая автогенератором, представляет собой флуктуирующий процесс. К этим факторам относятся тепловые, дробовые шумы, нестабильность напряжения питания, старение и др. При этом влияние этих флуктуаций увеличивается с ростом частоты флуктуаций [1]. В ряде работ [2, 3] рассматриваются фазовые методы определения координат объектов. В этих работах применяются многочастотные и амплитудно-фазовые методы измерения с целью устранения неоднозначности определения координат. В данной работе выполнен анализ влияния переходных процессов в опорном генераторе на точность измерения набега фазы при многочастотном измерении и предложены подход к минимизации фазовой ошибки, вызванной переходным процессом в опорном генераторе при его перестройке.

## 2. Исследование влияния характеристик петли ФАПЧ

Систематические погрешности системы локального прецизионного позиционирования обусловлены следующими основными факторами: неточность установки диапазона изменения фазового сдвига зондирующего сигнала при гомодинном преобразовании; флуктуации фазы зондирующего сигнала при гомодинном преобразовании. Влияние неточности установки диапазона изменения фазового сдвига зондирующего сигнала на погрешность работы гомодинного преобразователя исследовано в работе [1].

С учётом наличия мешающих факторов, напряжение опорного сигнала, поступающего от автогенератора на первый вход гомодинного преобразователя, можно записать в виде случайного узкополосного процесса

$$u_R(t) = U_R(t)\cos\left[\psi_R(t)\right] = U_R(t)\cos\left[\omega_0 t + \theta_0 + \xi(t)\right], \tag{1}$$

где $\psi_R(t)$ — полная фаза опорного сигнала; $\omega_0$ — частота зондирующего сигнала; $U_R$ — амплитуда, представляющая собой случайную функцию времени $t$; $\theta_0$ — начальная фаза опорного сигнала; $\xi(t)$ — приращение начальной фазы опорного сигнала.

Поскольку амплитуду автоколебаний можно эффективно ограничить, то считаем, что амплитудный множитель постоянен $U_R(t) = U_R = const$, при этом формула (2) приобретает вид

$$u_R(t) = U_R\cos\left[\psi_R(t)\right] = U_R\cos\left[\omega_0 t + \theta_0 + \xi(t)\right]. \tag{2}$$

Таким образом, измерительный сигнал, поступающий на второй вход гомодинного преобразователя частоты, можно записать в виде

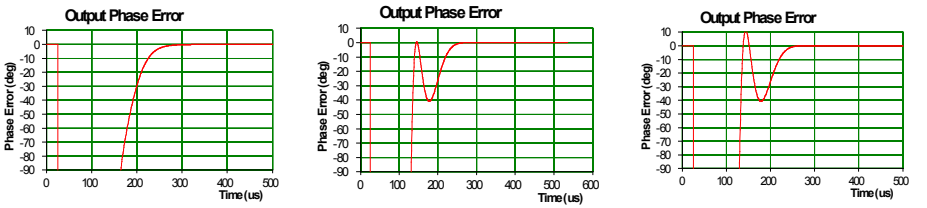
$$u_T(t) = U_T\cos\left[\psi_T(t)\right] = U_T\cos\left[(\omega_0 + \Omega_1)t + \theta_0 + \varphi_T + \xi(t - \Delta t)\right], \tag{3}$$

где $\psi_T(t)$ — полная фаза измерительного сигнала; $U_T$ — амплитуда измерительного сигнала; $\varphi_T$ — начальная фаза измерительного сигнала; $\Omega_1$ — сдвиг частоты микроволнового сигнала, вносимый ретранслятором, под управлением опорного низкочастотного сигнала; $\xi(t - \Delta t)$ — приращение начальной фазы измерительного сигнала; $\Delta t$ — время запаздывания измерительного сигнала относительно опорного.

Время запаздывания измерительного сигнала относительно опорного в данной системе не превышает периода низкочастотного управляющего сигнала $2\pi / \Omega_1$.

Для количественного анализа влияния нестабильности начальной фазы микроволнового измерительного сигнала проведём анализ параметров синтезатора частоты на основе микросхемы ADF4360-5, которая обладает генератором управляемым напряжением с встроенной ФАПЧ. Микросхема ADF4360-5 имеет следующие характеристики: диапазон генерируемых частот от 1,2 ГГц до 1,4 ГГц, целочисленный и дробный синтезатор частот, низкий уровень фазового шума, программируемый выходной делитель от 1 до 2, программируемый предделитель 8/9, 16/17 или 32/33, программируемый выходной аттенюатор, функция отключения радиочастотного выхода, полоса пропускания фазового детектора 8 МГц, типичное время захвата 400 мкс, уровень фазового шума –87 дБн/Гц — при отстройке на 1 кГц, СКО фазовой ошибки 0,46º.

На рис. 1 показано сравнение параметров фазовой ошибки при запасе по фазе в цепи ФАПЧ 45º, 43,4º 2; 43,3º.




а) б) в)

Рис. 1. Сравнение параметров фазовой ошибки при запасе по фазе в цепи ФАПЧ: а) 45º; б) 43,4º; в) 43,3º

Таким образом, результаты, представленные на рис. 1 показывают, что при уменьшении запаса по фазе системы регулирования ФАПЧ с 45º до 43,3º возможно уменьшение длительности переходного процесса в системе ФАПЧ с 300 до 250 мкс. Однако дальнейшее уменьшение запаса по фазе системы приводит к возникновению колебаний начальной фазы выходного сигнала генератора и увеличению длительности переходного процесса. При этом увеличение полосы захвата цепи ФАПЧ сопровождается ростом уровня фазового шума сигнала на выходе генератора. При частоте измерительного сигнала $F_1 = \Omega_1 / 2\pi = 1$ кГц время переходного процесса в цепи ФАПЧ составляет 25% от длительности измерительного сигнала. Таким образом, при необходимости обеспечения многочастотных измерений, в режиме реального времени, необходимо синхронизировать от одного опорного генератора несколько генераторов косвенного синтеза и строить многоканальную измерительную систему.

## 3. Заключение

Проведён анализ погрешности гомодинных методов измерения, вызванных переходными процессами в цепи ФАПЧ опорного генератора при перестройки его частоты. Показано, что задержка в цепи ФАПЧ не устранима аппаратными средствами. Таким образом, для обеспечения измерений в режиме реального времени необходимо строить многоканальную измерительную систему.

## Список литературы

1. Широков И.Б., Гимпилевич Ю.Б., Сердюк И.В. Исследования характеристик каналов связи // ИНФРА-М, Москва. 202020. 247 с. DOI: 10.12737/1093426.
2. Shirokova E. I., Serdyuk I. V., Shirokov I. B. Transponder of the System of Radio Frequency Identification and Positioning // 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), 2021, pp. 1092-1096. DOI: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396346.
3. Shirokov I. B., Serdyuk I. V., Shirokova E. I. Positioning of Unmanned Vessel at its Passing of Complex Fairway and Mooring // 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2021, pp. 421-424. DOI: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494133.

# Тепловая модель для расчета температуры элементов сборки силовых варисторов

[1] Мальцев Р. В., [2] Михайлюк Ю. П.

*Севастопольский государственный университет*
*г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация*
[1] *rodion.evpatoriya@gmail.com*
[2] *YPMikhaylyuk@sevsu.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрена четырехзонная тепловая модель сборки силовых варисторов с радиаторами. Для построенной тепловой модели составлена система дифференциальных уравнений, описывающих протекающие в сборке тепловые процессы. Преобразованная к итерационному виду с помощью метода Эйлера система уравнений внедрена в программное обеспечение микроконтроллерного устройства для обеспечения расчета температуры элементов сборки варисторов в режиме эксплуатации.*

## 1. Введение

Варистор представляет собой полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого нелинейно зависит от приложенного напряжения. Данное свойство позволяет применят варисторы для ограничения перенапряжений. Силовые варисторы предназначены для защиты электрооборудования и электроустановок путем ограничения импульсных перенапряжений в сетях мощностью до нескольких МВт. В процессе ограничения перенапряжений варистор также поглощают энергию электромагнитного поля, поглощение энергии приводит к нагреву варистора. При нагреве выше критической точки (предела термической стабильности) варистор и прилегающие к нему конструктивные элементы могут выйти из работоспособного состояния. Для недопущения перегрева варисторов могут применяться различные решения, в частности, установка радиаторов и обеспечение принудительного охлаждения с помощью вентиляторов. Тем не менее, в ряде случаев невозможно полностью обеспечить тепловую стабильность сборки варисторов с радиаторами. В подобной ситуации возникает необходимость контролировать температуру варисторов в процессе их эксплуатации. Поскольку варисторы, в общем случае, находятся под высоким напряжением, применение контактных методов измерения температуры достаточно затруднительно и может быть экономически нецелесообразно. При этом бесконтактные методы определения температуры представляются достаточно дорогостоящими. В данной работе предлагается для контроля температуры сборки варисторов с радиаторами использовать математическую тепловую модель. Расчет модели производится в режиме реального времени, что обеспечивает получение актуальных данных о температуре и позволяет ограничить работу варисторов в случае возникновения вероятности их критического перегрева при эксплуатации.

## 2. Основная часть

Исследуемая сборка силовых варисторов собрана на базе варисторов EPCOS E48NR113E[1], соединенных параллельно в количестве 20 единиц. Для отвода тепла на варисторы установлены радиаторы AB9025[2]. Теплоемкость сборки составляет 28 кДж/К. Основными конструктивными элементами сборки являются: варистор, изоляция варистора, радиаторы и терминалы для соединения варисторов с радиаторами.

Процессы теплообмена, протекающие внутри сборки варисторов, представляют собой функции теплового потока от координат и времени. В рамках данной задачи интерес представляет зависимость температуры сборки от времени, что в конечном итоге позволяет определять текущую температуру сборки во время эксплуатации.

Рассматриваемая сборка обладает осевой симметрией ввиду цилиндрической конструкции варисторов. В результате задача сводится к построению двумерной осесимметричной тепловой модели части сборки, включающей в себя часть варистора и прилегающую к нему часть радиатора. Также в тепловую модель следует включить изоляцию варисторов и терминалы. Таким образом, предложена четырехзонная тепловая модель, геометрия которой показана на рис. 1.

[1] Energy Varistors. EPCOS Product Brief 2016: [Электронный ресурс] / TDK EPCOS. Режим доступа: https://www.tdk-electronics.tdk.com.cn/download /140440/81f9a0ac5131c8d1f8d8f12e1164daaf/energy-varistors-pb.pdf (дата обращения 10.10.2021).

[2] Чертеж радиаторного профиля AB9025 [Электронный ресурс] / ООО «Лигра». — Режим доступа: https://www.ligra-spb.ru/CAD/AB9025_CAD.pdf (дата обращения 10.10.2021).

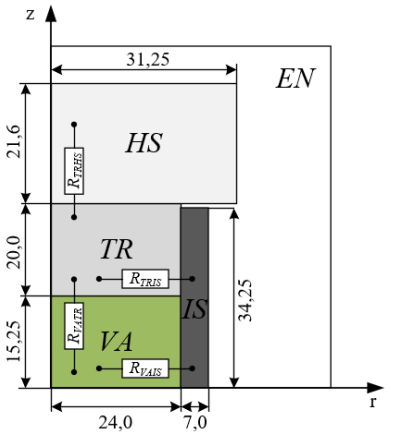



Рисунок 1 — Геометрия четырехзонной тепловой модели:
*VA* — варистор, *TR* — терминал, *IS* — изоляция,
*HS* — радиатор, *EN* — окружающая среда (воздух)

Каждый элемент сборки представлен в виде зоны тепловой модели с характерными физическими параметрами. Для каждой такой зоны может быть составлено уравнение теплового баланса [1]. Группируя уравнения для всех зон модели получим систему уравнений, составляющую математическое описание протекающих в сборке тепловых процессов

$$\begin{cases} C_{VA}\dfrac{dT_{VA}}{dt} = P_{VA} - \dfrac{1}{S_{VATR}}\dfrac{T_{VA}-T_{TR}}{R_{VATR}} - \dfrac{1}{S_{VAIS}}\dfrac{T_{VA}-T_{IS}}{R_{VAIS}}; \\ C_{TR}\dfrac{dT_{TR}}{dt} = \dfrac{1}{S_{VATR}}\dfrac{T_{VA}-T_{TR}}{R_{VATR}} - \dfrac{1}{S_{TRIS}}\dfrac{T_{TR}-T_{IS}}{R_{TRIS}} - \dfrac{1}{S_{TRHS}}\dfrac{T_{TR}-T_{HS}}{R_{TRHS}}; \\ C_{IS}\dfrac{dT_{IS}}{dt} = \dfrac{1}{S_{VAIS}}\dfrac{T_{VA}-T_{IS}}{R_{VAIS}} + \dfrac{1}{S_{TRIS}}\dfrac{T_{TR}-T_{IS}}{R_{TRIS}}; \\ C_{HS}\dfrac{dT_{HS}}{dt} = \dfrac{1}{S_{TRHS}}\dfrac{T_{TR}-T_{HS}}{R_{TRHS}} - \alpha_{HS}(T_{HS}-T_{EN}). \end{cases}$$

Для внедрения в программное обеспечение для расчета температур элементов сборки варисторов в режиме эксплуатации представленная система дифференциальных уравнений преобразуется с помощью метода Эйлера к итерационному виду.

Для получения коэффициентов уравнений, таких как тепловые сопротивления $R$ и коэффициент теплоотдачи (конвекции) радиаторы $\alpha_{HS}$, а также верификации тепловой модели был поставлен эксперимент по охлаждению сборки варисторов в корпусе в условиях естественной и вынужденной конвекции [2].

## 3. Заключение

Построена четырехзонная тепловая модель сборки варисторов с радиаторами. Получена система дифференциальных уравнений на основе уравнений теплового баланса зон тепловой модели. Полученная система уравнений преобразована к итерационному виду для расчета температур элементов сборки варисторов в режиме эксплуатации с помощью микроконтроллерной системы.

### Список литературы

1. Иофин А.А. Теплофизическое конструирование. Учебное электронное текстовое издание / Иофин А.А. — Изд-во ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2009 г.
2. Мальцев Р. В. Исследование охлаждения сборки варисторов / Р. В. Мальцев, Ю. П. Михайлюк // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: сб. науч. тр. / под ред. Ю.Б. Гимпилевича. — Москва-Севастополь: Изд-ва: РНТОРЭС им. А.С. Попова, СевГУ, 2021. — №4. — С. 195. — ISSN 2658-6347.

# Датчик на основе акустической щелевой моды с использованием микробных клеток для определения ампициллина [1]

[1] Бородина И.А., [1] Зайцев Б.Д., [2] Караваева О.А., [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, ФИЦ «Саратовский научный центр РАН» (ИБФРМ РАН)*
*г. Саратов, 410049, ул. просп. Энтузиастов, 13, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Представлен датчик для определения ампициллина в проводящих растворах на основе акустической щелевой моды в структуре, состоящей из двух пьезопластин ниобата лития различных срезов, разделенных воздушным зазором. Одна из пьезопластин служила дном жидкостного контейнера, в который вносилась суспензия микробных клеток, чувствительных к анализируемому антибиотику. Измерялась глубина резонансных пиков на частотной характеристике полных потерь датчика. После этого в контейнер добавлялся исследуемый антибиотик, и измерения повторялись. Аналитическим сигналом, свидетельствующим о появлении антибиотика в суспензии клеток, служило изменение глубины резонансных пиков после его добавления в контейнер.*

## 1. Введение

Интенсивное использование антибактериальных препаратов в медицине и ветеринарии, приводит к сильному загрязнению антибиотиками окружающей среды и, особенно, водных ресурсов [1]. Поэтому существует большая потребность в постоянном мониторинге и определении антимикробных препаратов в объектах окружающей среды. Для обнаружения противомикробных препаратов перспективным является использование акустических биосенсоров, которые позволяют проводить не только качественный, но и количественный анализ антибиотиков [2,3]. Одним из основных моментов при разработке биодатчиков является подбор чувствительного элемента датчика. Микроорганизмы, проявляющие чувствительность к определяемому антибиотику, в комплексе с электрофизическим датчиком, представляют простые, чувствительные и быстродействующие сенсорные системы [4]. Особый интерес представляют датчики, позволяющие проводить исследование без иммобилизации микроорганизмов на поверхности датчика. Такие датчики значительно ускоряют процесс анализа по сравнению с методами, использующими иммобилизацию бактерий. В работе экспериментально исследована возможность определения ампициллина в проводящей жидкости датчиком на основе акустической щелевой моды с использованием в качестве сенсорного элемента микробных клеток, проявляющих чувствительность к анализируемому антибиотику.

## 2. Методика эксперимента и полученные результаты

Основным элементом датчика для определения ампициллина 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 3 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.

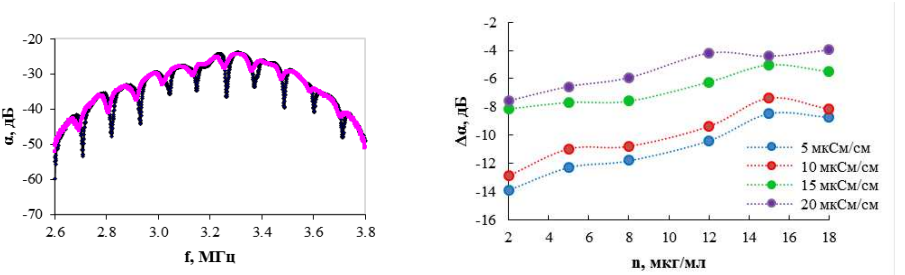
Для проведения экспериментов датчик подключался к измерителю S-параметров E5071C («Agilent», США) и измерялись частотные зависимости полных потерь выходного сигнала устройства. Контейнер заполняли суспензией исследуемых клеток и проводили измерения глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь датчика. Затем добавляли антибиотик с определенной концентрацией и вновь измеряли параметры датчика. Аналитическим сигналом служило изменение глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь датчика после добавления ампициллина в суспензию микробных клеток. Эксперименты проводились с бактериальными клетками в буферных растворах (pH 7.0) с проводимостью 5 – 20 мкСм/см.

В работе анализировался антибиотик ампициллин (Sigma, США) с концентрацией 2, 5, 8, 12, 15 и 18 мкг/мл. В качестве сенсорного элемента датчика использовали микробные клетки *Escherichia coli* штамма К-12, полученные из коллекции ризосферных микроорганизмов ИБФРМ РАН (Россия)

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 22-29-00587.

(http://collection.ibppm.ru), поскольку ранее было показано, что они являются чувствительными к ампициллину [5].

Обнаружено, что добавление ампициллина с концентрацией 2–18 мкг/мл к суспензии микробных клеток *E. coli* K-12 приводило к значительному уменьшению глубины резонансных пиков (5–15 дБ) и к сдвигу резонансных частот на 0.01 МГц. На рис. 1а, в качестве примера представлены частотные зависимости полных потерь датчика до (черная кривая) и после (розовая кривая) добавления ампициллина (концентрация 2 мкг/мл) к буферному раствору с проводимостью 10 мкСм/см с клетками.




а) б)

Рис. 1. (а) - Частотные зависимости полных потерь (α) датчика с контейнером, наполненным буферным раствором с проводимостью 10 мкСм/см и клетками *E. coli* K-12 до (черная кривая) и после (розовая кривая) добавления ампициллина с концентрацией 2 мкг/мл; (б) - Зависимости изменения глубины резонансного пика (Δα) вблизи частоты 2.82 МГц от концентрации ампициллина (n) в буферных растворах (начальная проводимость: 5, 10, 15 и 20 мкСм/см) с клетками *E. coli* K-12

Были найдены зависимости изменения глубины пиков резонансного поглощения от концентрации ампициллина при различной начальной проводимости буферного раствора. На рис. 2б представлены зависимости изменения глубины резонансного пика (Δα) вблизи частоты 2.82 МГц от концентрации ампициллина после его добавления к суспензии клеток *E. coli* K-12 при начальной проводимости буферного раствора 5, 10, 15 и 20 мкСм/см. Видно, что с увеличением начальной проводимости буферного раствора изменение глубины резонансных пиков уменьшается. Для всех исследуемых проводимостей буферного раствора максимальное изменение глубины выбранного резонансного пика наблюдается для концентрации ампициллина 2 мкг/мл. При увеличении концентрации ампициллина изменение глубины резонансных пиков немного уменьшается. Наименьшее изменение глубины резонансного пика наблюдается для концентраций ампициллина 15 и 18 мкг/мл при заданной начальной проводимости буферного раствора.

## 3. Заключение

Проведенные исследования показали возможность применения датчика на основе акустической щелевой моды с использованием микробных клеток в качестве сенсорного элемента для определения ампициллина в проводящей жидкости. Время анализа не превышало 7 мин.

## Список литературы

1. Ierapetritou M., Muzzio F., Reklaitis G. Perspectives on the continuous manufacturing of powder-based pharmaceutical processes. AIChE J. 2016. V. 62. P. 1846–1862.
2. Gruhl F.J., Länge K. Surface acoustic wave (SAW) biosensor for rapid and label-free detection of penicillin G in milk. // Food Anal. Methods. 2014. V. 7. P. 430–437.
3. Gaudin V., Fontaine J., Maris P. Screening of penicillin residues in milk by a surface plasmon resonance-based biosensor assay: comparison of chemical and enzymatic sample pre-treatment. Anal. Chim. Acta. 2001. V. 436. №2. P. 191–198.
4. Lu M.-Y., Kao W.-C., Belkin S., Cheng J.-Y. A smartphone-based whole-cell array sensor for detection of antibiotics in milk. Sensors. 2019. V. 19. P. 3882.
5. Guliy O.I., Zaitsev B.D., Borodina I.A. New approach for determination of antimicrobial susceptibility to antibiotics by an acoustic sensor. Appl. Microbiol. Biotechnol. 2020. V. 104. P. 1283–1290.

# Учет мнимой составляющей диэлектрической проницаемости в естественных пассивных элементах

[1] Харланов А. В., [1] Харланова Т. С.

[1] *Волгоградский Государственный Технический Университет*
*г. Волгоград, 400005, пр-т Ленина, 28, Российская Федерация*
*harlanov_av@mail.ru*

***Аннотация:*** *Рассматриваются задачи возбуждения электромагнитных колебаний и волн в пассивных элементах естественного происхождения. Проведен электродинамический анализ колебаний клетки, представленной в виде открытого резонатора и распространения волн в кровеносном сосуде, представленном в виде открытого волновода с учетом комплексной диэлектрической проницаемости. Результаты могут быть полезны в радиоэлектронике и биомедицинских приложениях.*

## 1. Введение

Повсеместное распространение электромагнитных волн в быту и технике ставит перед современной наукой новые задачи. Одной из таких задач является взаимодействие электромагнитных волн с пассивными элементами естественного происхождения (биообъектами). Это обеспечит прогресс как с точки зрения медицинского применения радиоволн, так и с точки зрения нахождения новых элементов радиоэлектронных устройств и изучение их характеристик [1 – 3]. Так в последнее время все более перспективным становится биорадиоэлектроника – раздел радиоэлектроники, рассматривающий биологические объекты в качестве элементов радиоэлектронных устройств [4]. Такие объекты как клетки и зерна могут рассматриваться в качестве резонаторов [5, 6], а артерии и вены – в качестве волноводов [7, 8]. Однако, в отличие от пассивных элементов искусственного происхождения, диэлектрическая проницаемость биологических объектов всегда комплексна, что ухудшает характеристики радиоэлектронных элементов. Поэтому важной задачей является оценка влияния мнимой части диэлектрической проницаемости на протекание электромагнитных процессов в биообъектах.

## 2. Теория

Наиболее часто встречаются сферические и сфероидальные клетки, поэтому для нахождения собственных частот необходимо решить уравнения Максвелла в сфероидальных координатах (ξ, η, φ) – в этом случае граничные условия будут зависеть только от одной координаты [9]. Решение в этом случае будет описываться сфероидальными функциями $R_{1l}(\xi)$.

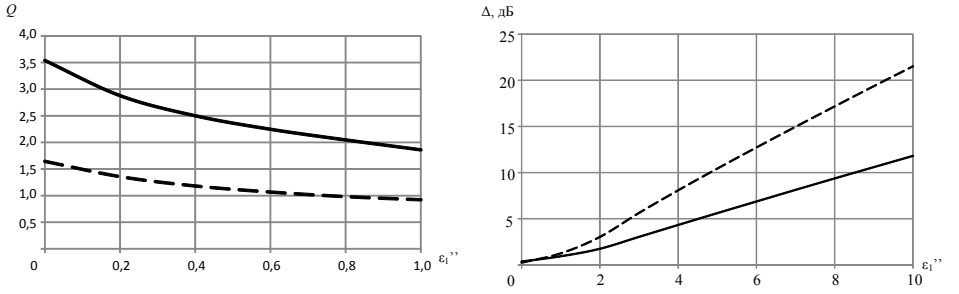
Считая, что эллипсоид находится в свободном пространстве, из условия непрерывности полей на границе раздела сред можно получить соотношение для расчета волновых чисел. Для магнитных типов колебаний:

$$\frac{R_{1l}\left(k\frac{d}{2}\sqrt{\varepsilon_2},\xi\right)-iR_{1l}^{(4)}\left(k\frac{d}{2}\sqrt{\varepsilon_2},\xi\right)}{R_{1l}\left(k\frac{d}{2}\sqrt{\varepsilon_1},\xi\right)}\cdot\frac{d\left[R_{1l}\left(k\frac{d}{2}\sqrt{\varepsilon_1},\xi\right)\right]}{d\xi}=\frac{d\left[R_{1l}\left(k\frac{d}{2}\sqrt{\varepsilon_2},\xi\right)-iR_{1l}^{(4)}\left(k\frac{d}{2}\sqrt{\varepsilon_2},\xi\right)\right]}{d\xi}, \quad (1)$$

где $k$ – волновое число, $\varepsilon_1=\varepsilon_1'-i\cdot\varepsilon_1''$ – комплексная диэлектрическая проницаемость резонатора, $i$ – мнимая единица, $\varepsilon_2$ – диэлектрическая проницаемость внешней среды, $d=2\sqrt{b^2-a^2}$ – фокусное расстояние в эллиптической системе координат, $b$ – большая полуось эллипсоида, $a$ – малая ось. Аналогичное уравнение можно получить и для электрических типов колебаний. Уравнение (1) имеет комплексные корни $X-i\cdot Y$, которые соответствуют резонансным частотам $\omega'-i\cdot\omega''$. Тогда добротность электромагнитных колебаний открытого резонатора определяется формулой:

$$Q=\frac{X}{2Y}. \quad (2)$$

Для расчетов на рис. 1 а взяты следующие параметры: большая полуось эллипсоида $b$ = 10 мкм, малая полуось эллипсоида $a$ = 5 мкм, диэлектрическая проницаемость внешней среды $\varepsilon_2$ – 1, действительная часть диэлектрической проницаемости внутренней среды $\varepsilon_1'$ – 4 (сплошная линия), 2 (пунктирная линия), мнимая часть диэлектрической проницаемости внутренней среды $\varepsilon_1''$ 0 – 1 [10]. Низшая частота собственных электромагнитных колебаний резонатора ($H_{101}$) получилась равной 17 ТГц. Добротность $Q$, как видно из рисунка, оказалась больше единицы.




а) б)

Рис. 1. Зависимости характеристик затухания в естественных пассивных объектах от мнимой составляющей диэлектрической проницаемости: а) добротность электромагнитных колебаний открытого резонатора; б) коэффициент затухания открытого волновода.

Артерии и вены в первом приближении представляют собой цилиндрические диэлектрические волноводы с комплексной диэлектрической проницаемостью. Особый интерес представляет изучение поглощения мощности электромагнитной волны при прохождении такого волновода.

На рис. 1б представлены графики зависимости коэффициента затухания (Δ) от значения мнимой диэлектрической проницаемости ε'' для случая $H_{01}$ волн, распространяющихся в цилиндрическом волноводе с радиусом поперечного сечения $r_1 = 2$ мм, длиной $l = 5$ мм. Относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = \varepsilon' - i\,\varepsilon''$, где ε'' принимает значения 1 – 10. На графике сплошная линия соответствует ε' = 50 и ν = 15 ГГц, пунктирная линия – ε' = 25 и ν = 20 ГГц [11].

## 3. Заключение

Показано, что, несмотря на большие затухания по сравнению с искусственными резонаторами и волноводами, их естественные аналоги (клетки и артерии) тоже могут рассматриваться как пассивные элементы, что может быть полезным при рассмотрении влияния электромагнитных волн на живые объекты, в том числе и в медицинских целях. Зависимости поглощения энергии от диэлектрической проницаемости также можно использовать для определения электрических характеристик сред.

## Список литературы


1. Галка А. Г., Мартусевич А. К., Янин Д. В. и др. Резонансное ближнепольное СВЧ-зондирование ожоговых ран // Радиотехника и электроника. 2020. № 9. С. 911 – 918. doi: 10.31857/S0033849420080033
2. Еськин В. А., Кудрин А. В., Попова А. А. Возбуждение электромагнитного поля в компактном нервном волокне системой нитевидных электрических токов // Изв. вузов. Радиофизика. 2019. Т. 62, № 1. С. 72 – 84. doi: 10.1007/s11141-019-09954-1
3. Demidova E. V., Goryachkovskaya T. N., Malup T. K., et al. Studying the non‐thermal effects of terahertz radiation on E. coli/pKatG‐GFP biosensor cells // Bioelectromagnetics. 2013. 34(1). P. 15 – 21. doi: 10.1002/bem.21736
4. Owens R., Kjall P., Richter-Dahlfors A., et al. Organic bioelectronics – Novel applications in biomedicine // Biochimica et Biophysica Acta. 2013. 1830 (9) P. 4283–4285. doi: 10.1016/j.bbagen.2013.04.025
5. Заргано Г. Ф., Шеин А. Г., Харланов А. В. Электродинамический анализ собственных колебаний сфероидальных диэлектрических резонаторов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2021. № 6. С. 484 – 492. doi: 10.52452/00213462_2021_64_06_484
6. Харланов А. В. Строение зерна злаковых и электромагнитные колебания // Электромагнитные волны и электронные системы. 2010. № 6. С. 34 – 39.
7. Shein A. G., Kharlanova T. S. Features of electromagnetic wave propagation in two- and three-layer cylindrical dielectric waveguides // ITM Web of Conferences. - 2019. - Vol. 30: 29th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2019) (Sevastopol, Russia, September 8-14, 2019) / ed. by P. Yermolov. 10 p. doi: https://doi.org/10.1051/itmconf/20193006006.
8. Заргано Г.Ф., Шеин А.Г., Харланова Т.С. Исследование условий максимальной концентрации мощности в диэлектрическом волноводном канале // Физические основы приборостроения. 2021. Т. 10, № 1 (39). С. 48 – 56. doi: 10.25210/jfop-2101-048056
9. Вайнштейн Л. А. Открытые резонаторы и открытые волноводы. М.: Советское радио. 1966. 467 с.
10. Wilmink G., Ibey B., Tongue T., et al. Development of a compact terahertz time-domain spectrometer for the measurement of the optical properties of biological tissues // Journal of Biomedical Optics. 2011. 16. 047006. doi: 10.1117/1.3570648
11. Gabriel S., Lau R.W., Gabriel C. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues // Physics in medicine and biology. 1996. Vol. 41. No. 11. P. 2271–2293. doi:10.1088/0031-9155/41/11/003.

# Неинвазивная технология радиоволновой томографии рака молочной железы на ранних стадиях с использованием СВЧ излучения [1]

[1] Шипилов С. Э., [1] Еремеев А. И., [1] Цепляев И. С., [2] Шипилова С.С.

[1] *Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация*
[2] *Томский политехнический университет*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина, 30, Российская Федерация*
*s.shipilov@gmail.com*

***Аннотация:*** *Предлагается новый метод радиоволновой томографии для ранней неинвазивной диагностики новообразований молочной железы. Метод основан на разнице диэлектрических характеристик в микроволновом диапазоне новообразований по сравнению со здоровыми тканями молочной железы. Результаты, полученные при сканировании по полусфере фантома молочной железы с использованием предложенного метода, показывают, что многоракурсный метод микроволновой визуализации способен формировать 3D точные изображения. Показана возможность применения разработанного метода для динамического наблюдения за изменением опухолей с размерами много меньше длины волны зондирующего излучения.*

## 1. Введение

В данной статье предложен подход по разработке метода микроволновой визуализации для решения задачи ранней неинвазивной диагностики новообразований молочной железы. Данное направление активно развивается в мире, поскольку рак молочной железы второе по частоте после рака лёгких онкологическое заболевание в мире и является социально значимым заболеванием. Выживаемость при онкологических заболеваниях в первую очередь зависит от стадии, на которой началось лечение, поэтому диагностировать их нужно как можно раньше (в случае ранней диагностики рака (I-II стадии) молочной железы вероятность полного выздоровления достигает 93% [1, 2]. Неинвазивная, комфортная для пациента (в отличие от болезненной рентгеновской маммографии), но в то же время быстрая диагностика, является давним запросом медицины, несмотря на существующие методы рентгеновской и ультразвуковой диагностики. За счет разрастания кровеносных сосудов, обеспечивающих приток крови к новым клеткам опухоли в данной области пространства, меняется диэлектрическая проницаемость в области формирования опухоли [3]. Такое изменение электрофизических характеристик можно зарегистрировать при радиоволновом зондировании.

## 2. Метод радиоволновой томографии

Как известно, использование фокусировки излучения уменьшает в значительной степени влияние многократных взаимодействий и дифракционных эффектов так, что адекватное описание доминирующих волновых взаимодействий удается описать в приближении однократного взаимодействия. Основная идея подхода состоит в том, чтобы все принятые сигналы сложить с рассчитанной задержкой для заданной точки фокусировки. Сканируя точкой фокусировки выделенную область зондирования, можно получить распределение неоднородностей по пространству. Если зондирование проводится с использованием большого числа ракурсов, то наложение друг на друга (сложение) множества интерференционных картин принятых сигналов уменьшит уровень боковых лепестков и увеличит значение главного максимума в точке фокуса [4].

Для исследований объемных объектов удобно осуществлять сканирование по полусферической поверхности с радиусом $R$ и угловыми координатами $(\varphi_n, \theta_m)$, окружающей исследуемый объект. Результат фокусировки сигналов в случае моностатической схемы локации записывается как

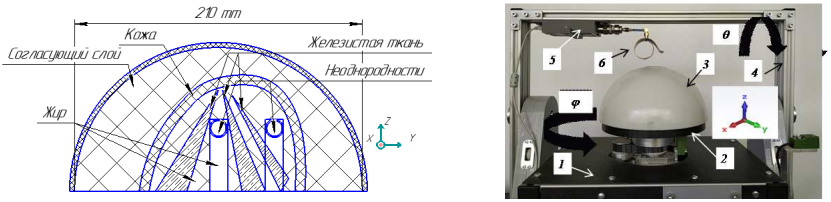
$$U(\mathbf{r}_F) = \sum_n \sum_m E(\varphi_n, \theta_m, R, t_{n,m}) = \sum_n \sum_m E\left(\mathbf{r}_{n,m}, t_{n,m} = \frac{2n'}{c}\left|\mathbf{r}_F - \mathbf{r}_{n,m}\right|\right), \quad (1)$$

где $n'$ — действительная часть показателя преломления фоновой среды, задержка для точки фокусировки с координатами $\mathbf{r}_F = (x_F, y_F, z_F)$, вычисляется по формуле

$$t_{n,m} = \frac{2n'}{c}\sqrt{\left(x_F - R\sin(\theta_m)\cos(\varphi_n)\right)^2 + \left(y_F - R\sin(\theta_m)\sin(\varphi_n)\right)^2 + \left(z_F - R\cos(\theta_m)\right)^2}. \quad (2)$$

[1] Исследование выполнено при поддержке Программы развития Томского государственного университета (Приоритет-2030)

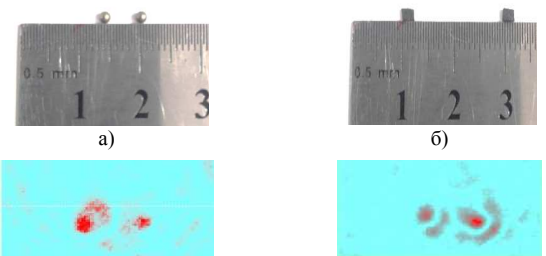
Для полноценного тестирования метода был разработан и изготовлен фантом (3) молочной железы, схожий по электрофизическим свойствам с реальной молочной железой (рис.1 а). Фантом состоял из слоев, имитирующих кожу, жировую и железистую ткани. Многоракурсное зондирование обеспечивалось с использованием полусферического сканера (1), векторного рефлектометра (5) и СШП антенны (6) (рис. 1б). Сканирование проводилось в диапазоне 2-8 ГГц. Полученные результаты записывались в массив данных и обрабатывались описанным выше методом.




а) б)

Рис. 1. Эксперимент по радиоволновой томографии фантома молочной железы: а) сечение фантома; б) полусферический сканер. 1 – корпус сканера; 2 – поворотная платформа; 3 – фантом; 4 – поворотная рамка; 5 – векторный рефлектометр; 6 – сверхширокополосная антенна

Проводились эксперименты для определения минимального размера неоднородностей, которые можно обнаружить внутри фантома молочной железы. В качестве тестовых объектов использовались металлические шарики диаметром 2 мм (рис. 2 а) и объекты с размерами 5x3x2 мм (рис. 2 б). На рисунках 2 в и 2 г приведены радиоизображения этих объектов. При расчете радиоизображения применялся вычет фонового сигнала, полученного без неоднородностей. Тестовые объекты, представленные на рисунке 2 б, имели слабый контраст, поскольку их диэлектрическая проницаемость примерно равнялась диэлектрической проницаемости кожи.




а) б)

в) г)

Рис. 2. Тестовые объекты и их радиоизображения

## 3. Заключение

Эксперименты продемонстрировали принципиальную возможность применения разработанного метода для динамического наблюдения за изменением опухолей с размерами много меньше длины волны зондирующего излучения. При этом измерения могут проводиться с определенным периодом времени (неделя, месяц), при котором отслеживается рост опухоли. Таким образом, результаты проведенных экспериментов продемонстрировали возможность обнаружения и картографирования неоднородностей в фантоме молочной железы.

### Список литературы

1. Cancer: Facts and Figures 2019–2020. // American Cancer Society. 2020. [Electronic resource]. Access mode: https://www.cancer.org/research/cancer-facts-statistics/all-cancer-facts-figures/cancer-facts-figures-2020.html (access date: 11.09.2020).
2. Jemal A., Bray F., Center M. et al. Global cancer statistics // CA: a cancer journal for clinicians. 2011. Vol. 61. No 2. P. 69–90.
3. Lazebnik M., McCartney L. Popovic D. et al. A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues obtained from cancer surgeries // Physics in medicine & biology. 2007. Vol. 52. No 20. P. 6093–6115.
4. Shipilov S., Eremeev A., Yakubov V. et al. Use of multi-angle ultra-wide band microwave sounding for high resolution breast imaging // Medical Physics. 2020. Vol. 47. No 10. P. 5147–5157.

# Ближнепольный датчик для неинвазивного определения концентрации глюкозы[1]

[1] Горст А. В., [1] Мироньчев А. С., [1] Запасной А. С., [1] Шипилов С. Э.
[1] *Национальный исследовательский Томский государственный университет*
*г. Томск, 634050, пр Ленина 36, Российская Федерация*
*gorst93@gmail.com*

***Аннотация:*** *Предлагается датчик ближнего поля для неинвазивного мониторинга глюкозы. Датчик имеет высокое проникновение электромагнитных волн в сильнопоглощающие среды за счет протяженности ближнего поля. Приведены результаты численного моделирования и экспериментальной проверки ближнепольного датчика. По результатам проведенных экспериментов наблюдается четкое различие различных концентраций глюкозы. Точность определения глюкозы при изменении концентрации отличаются в 0.5 - 0.8 дБ. Полученные результаты показывают, что датчик обладает существенными преимуществами по сравнению с другими микроволновыми датчиками.*

## 1. Введение

Число людей с заболеванием диабет растёт каждый год. Еще в 2002 году Jones M. и Harrison J. M. описывали в своей статье [1] о том, что всемирная организация здравоохранения (ВОЗ) ожидает увеличение числа людей с диабетом до 300 миллионов к 2025 году. Согласно опросу, проведенному Международной федерацией диабета (IDF) уже в 2013 году, 382 миллиона пациентов во всем мире страдали диабетом. Спустя семь лет в 2020 году число людей, живущих с диабетом, составляет 463 миллиона. Наиболее распространенные методы по определения концентрации сахара в крови человека являются рамановская спектроскопия [2,3] основана на измерении рассеянного света. Импедансная спектроскопия, основанная на измерении сопротивления при изменении частоты излучения [4]. Ближняя инфракрасная спектроскопия основана на передаче ближнего инфракрасного излучения через сосудистую область тела (палец, мочка уха и т. д.) [5,6]. Спектроскопия в средней инфракрасной области основана на поглощении света молекулами глюкозы [7 – 8].

## 2. Моделирование

За основу ближнепольного датчика бралась комбинированная щелевая антенна. По форме датчик напоминает монету в центре которой расположена металлизированная окружность с проделанной в ней щелью. Далее с помощью двух прямоугольных металлизированных участков окружность соединяется с проводящей рамкой. Обратная сторона датчика представляет собой слой диэлектрика с микрополосковой линией, замкнутой на центральную окружность, и небольшая прорезь в диэлектрике до проводящей рамки – для подключения к питающему элементу. Зондирующее ближнее поле формируется на стороне со щелью. В связи с наличием нескольких излучающих элементов (щель и рамка) имеет место формирование реактивных частей специфического интерференционного потока энергии. Эти особенности могут повысить чувствительность датчика при ближнепольной диагностике биологических сред и объектов.

При численном моделировании эксперимента по определению концентраций глюкозы в крови датчик вплотную прикладывался к образцу биологической среды в виде модели человеческой руки. Измерения проводились в диапазоне частот 0.5-5 ГГц для охвата всего частотного диапазона, в котором КСВН датчика меньше уровня 3. Результаты моделирования показали, что разработанный датчик способен различать разные уровни концентрации глюкозы в крови.

## 3. Эксперимент

Изготовления датчика было основано на рассчитанной модели. При этом используемые материалы совпадали с материалами при моделировании: использовалась подложка Rogers3003, датчик был изготовлен размерами 25 мм по диаметру, к нему был припаян 50 Ом-ый порт (рис. 1). Изготовление биологического фантома основывалось на графите, полиуретане, ацетоне. Полученные фантомы были измерены с использованием установки для измерения электрофизических параметров [9] Для измерения была собрана установка на основе векторного анализатора цепей PNA-L Network Analyzer (N5230C) компании Agilent Technologies.

[1] Исследование выполнено при поддержке Программы развития Томского государственного университета (Приоритет-2030)

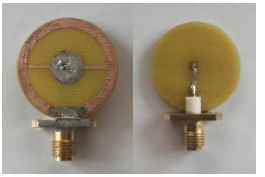


Рис. 1. Ближнепольный датчик

Экспериментальное исследование показало, что максимальное отличие амплитуд находится в диапазоне частот 1.45-1,55 ГГц. Концентрации выстраиваются по порядку что говорит о правильности данного подхода к исследованию концентрации глюкозы в крови. По результатам проведенных экспериментов построен доверительный интервал с погрешностями для каждого отдельного значения концентрации глюкозы.

По полученным результатам была построена зависимость коэффициента отражения S11 от различных концентраций глюкозы в физ.растворе (рис. 2). Точками отмечены данные, полученные экспериментальным путем на частоте 1.53 ГГц, также построена регрессионная кривая проходящая по данным экспериментальным точкам.

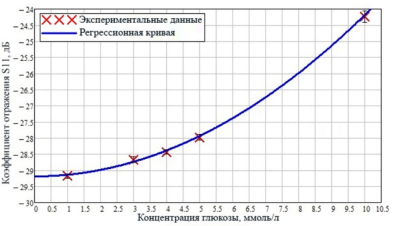



Рис. 2. Зависимость Коэффициента отражения от концентрации глюкозы на частоте 1.53 ГГц.

Для каждой точки построен интервал погрешности с учетом приведенных. Видно, что при минимальной концентрации глюкозы полученные значения выстраиваются по регрессионной кривой. Также высоком значении концентрации в 10 ммоль/л совпадает с регрессионной кривой.

## 4. Заключение

Полученные данные говорят о возможности определения глюкозы в крови с высокой точностью. Средний разброс данных отраженного сигнала при изменении на 1 ммоль/л составляет 0.1-0.15 дБ, что является высоким значением для столь малого изменения уровня глюкозы. Созданный фантом, показал высокое сходство диэлектрической проницаемости с математическими расчетами биологических сред. Экспериментальные данные полученные с использованием изготовленного датчика показали больший разброс отраженного сигнала при малом изменении уровня глюкозы.

### Список литературы


1. Jones M., Harrison J. M. The future of diabetes technologies and therapeutics //Diabetes Technology & Therapeutics. – 2002. – Vol. 4. – №. 3. – P. 351-359.
2. Forst T. et al. Impact of environmental temperature on skin thickness and microvascular blood flow in subjects with and without diabetes //Diabetes Technology & Therapeutics. – 2006. – Vol. 8. – №. 1. – P. 94-101..
3. Hanlon E. B. et al. Prospects for in vivo Raman spectroscopy //Physics in Medicine & Biology. – 2000. – Vol. 45. – №. 2. – P. R1.
4. Caduff A. et al. First human experiments with a novel non-invasive, non-optical continuous glucose monitoring system //Biosensors and Bioelectronics. – 2003. – Vol. 19. – №. 3. – P. 209-217.
5. Khalil O. S. Spectroscopic and clinical aspects of noninvasive glucose measurements //Clinical chemistry. – 1999. – Vol. 45. – №. 2. – P. 165-177..
6. Ciudin A., Hernández C., Simó R. Non-invasive methods of glucose measurement: current status and future perspectives //Current diabetes reviews. – 2012. – Vol. 8. – №. 1. – P. 48-54.
7. Gebhart S. et al. Glucose sensing in transdermal body fluid collected under continuous vacuum pressure via micropores in the stratum corneum //Diabetes technology & therapeutics. – 2003. – Vol. 5. – №. 2. – P. 159-166.
8. Lipson J. et al. Requirements for calibration in noninvasive glucose monitoring by Raman spectroscopy. – 2009. – Vol. 3. – №. 2. – P. 233-241.
9. Gorst A. et al. Microwave Method for Measuring Electrical Properties of the Materials //Applied Sciences. – 2020. – Vol. 10. – №. 24. – P. 1 – 14.

# Оптимизация параметров тулиевого волоконного лазера при проведении трансуретральной контактной литотрипсии

[1] Чернега В.С., [2] Арбузов 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:*** *Проведено обоснование и выбор критерия оптимальности параметров лазерного излучения волоконного тулиевого литотриптера, в качестве которого предложено использовать время проведения литотрипсии с учетом ограничений на допустимые значения энергии и частоты импульсов. Определены оптимальные значения энергии и частоты излучения лазерных импульсов при осуществлении трансуретральной тулиевой литотрипсии в режимах распыления и фрагментации мочевых конкрементов.*

## 1. Введение

Лазерные квантовые генераторы широко применяются в настоящее время при оказании медицинской помощи различного профиля. Одним из перспективных направлений использования лазеров является трансуретральная лазерная литотрипсия — дробление мочевых конкрементов (камней) в различных отделах мочевыделительной системы (МВС) человека. При таком способе дробления энергия лазерного импульсного излучения подводится к камню с помощью оптоволоконного зонда, проводимого через естественные физиологические отверстия до непосредственного контакта с конкрементом. В настоящее время для дробления камней в МВС применяются литотриптеры, построенные на основе твердотельных гольмиевых лазеров, которые считаются «золотым стандартом» современной литотрипсии. Особенности построения и применение гольмиевых литотриптеров освещены в [1]. В последнее время на смену гольмиевым литотриптерам приходят более перспективные устройства, построенные на основе тулиевых волоконных квантовых генераторов. При тулиевой литотрипсии заметно снижается доля постоперационных осложнений и уменьшается длительной самой операции. Кроме того, тулиевые литотриптеры имеют значительно меньшие вес и габариты и не требуют водяного охлаждения [2,3].

Промышленные тулиевые литотриптеры генерируют импульсные оптические колебания с длиной волны 1940 нм с энергией от 0,025 до 6 Джоулей и частотой импульсов от до 1600 Гц. Выбор параметров импульсов зависит от многих факторов: возраста и поля больного, индекса массы тела, места локализации камня, его объема и плотности. В ряде случаев урологи вместо объема и плотности используют параметр «масса камня». До настоящего времени урологи экспериментальным путем определяют параметры тулиевой лазерной литотрипсии опытным путем.

Целью настоящей работы является определение оптимальных параметров лазерного излучения тулиевых литотриптеров на основе математических методов оптимизации.

## 2. Теоретическая часть

В качестве критерия оптимальности целесообразно выбрать минимум времени проведения литотрипсии, так как этот параметр оказывает влияние на вероятность возникновения и степень тяжести послеоперационных осложнений. Время литотрипсии состоит из «чистого» времени собственно дробления мочевого конкремента и времени дополнительных затрат на извлечение осколков, перемещение оптического зонда для компенсации смещения (ретропульсии) камня под действием лазерных импульсов, зачистки или замены обгоревшего оптического зонда. При обгорании (деградации) дистального конца лазерного волокна врачу приходится приостанавливать процедуру литототрипсии, чтобы подготовить наконечник оптического волокна для обеспечения эффективности процесса разрушения камня или вообще заменить световод.

Чистое время дробления зависит от массы конкремента, энергии и частоты лазерных импульсов и коэффициента удельной потери массы камня на один джоуль энергии. Формула для оценки этого времени при выполнении литотрипсии гольмиевым лазером приведена в [1]. Зависимость чистого времени дробления от энергии и частоты импульсов тулиевого волоконного лазера не может быть

получена теоретически. Нами, на основании экспериментальных данных по измерению скорости разрушения искусственных мочевых камней тулиевым волоконным литотриптером [4], рассчитана зависимость времени разрушение мочевого конкремента массой 1 *г* от средней мощности *P*ср оптического излучения. Так как *P*ср = *Ei*×*Fi* то целевую функцию оптимизации времени литотрипсии *T*лт можно представить в виде:

$$T\text{лт} = f(Ei, Fi, m) \rightarrow min. \quad (1)$$

Варьируемыми параметрами являются энергия *Ei* и частота лазерных импульсов *Fi*. Требуется найти значения энергии и частоты импульсов при заданной массе мочевого конкремента *m*, при которых длительность литотрипсии будет минимальной.

Время литотрипсии нелинейно уменьшается при увеличении энергии и частоты импульсов тулиевого лазера. Однако эти параметры, наряду с длительностью лазерных импульсов, сказываются на величине ретропульсии камня и степени деградации дистального конца оптического зонда. Поэтому на величину энергии и частоту импульсов накладываются ограничения, при которых ретропульсия не превышает технологически допустимую величину 2 мм и не происходит обгорание оптического волокна:

$$Ei \leq Ei\ доп; \qquad Fi \leq Fi\ доп. \quad (2)$$

Для поиска оптимальных значений энергии и частоты лазерных импульсов был использован графический метод решения. При этом учитывалось, что в режиме распыления при частоте импульсов свыше 80 Гц уменьшение времени дробления зависит только от энергии импульсов. Энергия импульсов ограничена в свою очередь в соответствии с (2) величиной появления ретропульсии и начала деградации дистального конца оптического волокна. С учетом этого найдено, что оптимальными значениями энергии и частоты лазерного излучения в режиме распыления являются соответственно 0,2 Дж, 80 Гц. Аналогично определены оптимальные параметры тулиевой литотрипсии в режиме фрагментации: 0,6 Дж, 20 Гц.

## 3. Заключение

Использование тулиевых волоконных лазеров является более эффективным по сравнению с применением твердотельных гольмиевых лазеров при выполнении контактной литотрипсии, а установка оптимальных значений энергии и частоты лазерного излучения позволяет уменьшить время операции и тем самим снизить вероятность интра- и постоперационных осложнений, а также увеличить срок службы оптоволоконных зондов.

### Список литературы


1. Чернега В.С., Еременко А. Н. Особенности использования твердотельных лазеров при лечении мочекаменной болезни // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 3. С.287-295.
2. 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. http://dx.doi.org/10.21037/tau.2019.08.01
3. Чернега В.С., Арбузов И.А.. Влияние конструктивных особенностей волоконного тулиевого лазера на клинические характеристики литотриптера // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2021. Т. 4, № 1. С.31-41.
4. Blackmon R., Irby P., Fried N. Comparison of holmium:YAG and thulium fiber laser lithotripsy: ablation thresholds, ablation rates, and retropulsion effects // Journal of biomedical optics. 2011, 16 (7), P. 071403 https://doi.org/10.1117/1.3564884
5. Глыбочко П.В., Альтшулер Г.Б., Винаров А.З.и др. Тулиевая (Tm) лазерная литотрипсия. Экспериментальное исследование // Материалы Российского конгресса по эндоурологии и новым технологиям, 2016. https://uroweb.ru/article/tulievaya_tm_lazernaya_litotripsiya_eksperimentalnoe_issledovanie
6. Hutchens Th. C., Gonzalez D.A., Irby P.B., Fried N.M. Fiber optic muzzle brake tip for reducing fiber burnback and stone retropulsion during thulium fiber laser lithotripsy // Journal of Biomedical Optics 2017, V. 22(1), Pp.0180-01 – 10 https://doi.org/10.1117/1.JBO.22.1.018001
7. Cheng H., Clymer J.W., Chen B.P-H. et.al. Prolonged operative duration is associated with complications: a systematic review and meta-analysis // Journal of Surgical Research, 2018. V.229. Pp.134-144 https://doi.org/10.1016/j.jss.2018.03.022

# Влияние малой нерегулярности на распространение электромагнитных волн в двухслойном волноводе

[1] Харланова Т.С.

[1] *Волгоградский Государственный Технический университет*
*г. Волгоград, пр. им. В.И. Ленина, 28, 400005, Российская Федерация*
*harlanova.ts@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Приводится представление кровеносного сосуда в виде нерегулярного цилиндрического волновода. Рассматривается распространение электромагнитных волн электрического и магнитного типа в двухслойном цилиндрическом диэлектрическом волноводе в случае постоянного круглого поперечного сечения и при наличии нерегулярности. Представлены результаты моделирования распределения электрического поля в слоях волновода в зависимости от радиальной координаты.*

## 1. Введение

Волноводы круглого сечения, используемые в различных устройствах СВЧ и КВЧ диапазонов волн, не всегда имеют регулярную структуру. При возникновении в них любой нерегулярности, будь то изменение поперечного сечения, изменение характеристик заполняющей среды, или некий изгиб, картина распределения электромагнитного поля может в значительной степени исказиться [1-3]. Особый интерес представляет изучение распространения электромагнитных волн в естественном направляющем канале, а именно в кровеносном сосуде, который можно представить в виде волновода, имеющего круглое поперечное сечение. Под влиянием пульсовой волны происходит изменение объема сосуда, а значит увеличение радиуса поперечного сечения, что можно рассматривать как появление нерегулярности [4]. Так как заполняющая внутренний слой среда (кровь) имеет достаточно высокое значение относительной диэлектрической проницаемости [5-7], затухание в ней велико, таким образом, имеет смысл подбора таких частот, при которых основная часть потока будет проходить по кровеносному сосуду – волноводному каналу [8,9].

## 2. Объект исследования

Рассматривается модель кровеносного сосуда как открытый двухслойный диэлектрический волновод постоянного круглого сечения (регулярный волновод, рис.1а) и проводится сравнение с волноводом, имеющим нерегулярный участок поперечного сечения (рис.1б). Потери энергии не учитываются. Относительные диэлектрические проницаемости внутреннего и внешнего слоев связаны выражением $\varepsilon_1 = 10\varepsilon_2$. Относительные магнитные проницаемости слоев $\mu_1 = \mu_2 = 1$. Приняты следующие значения радиусов поперечных сечений слоев: $r_1$=2 мм, $r_2$=2,5 мм, $r_1'$=2,5 мм, $r_2'$=3 мм. Здесь $r_1'$ и $r_2'$ – радиусы поперечного сечения нерегулярности в средней части рассматриваемого волновода.

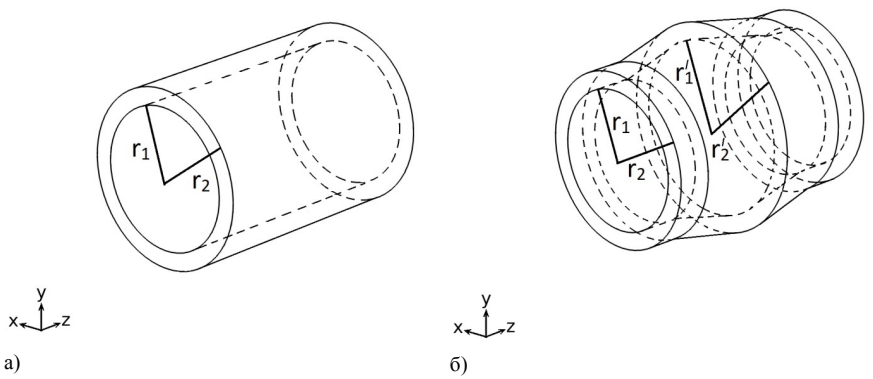
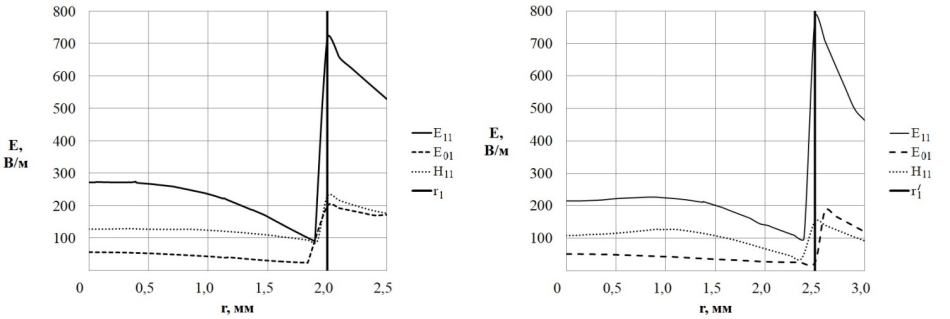



Рис. 1. Исследуемые регулярный (а) и нерегулярный (б) двухслойные волноводы.

## 3. Результаты моделирования

Моделирование распространения волн проводилось при частотах порядка 10-30 ГГц при значении входной мощности сигнала $P_{вх}$=1мВт. Относительные диэлектрические проницаемости слоев были выбраны $\varepsilon_1 = 50$, $\varepsilon_2 = 5$.

На рис.2 представлены графики распределения электрического поля при отсутствии (рис.2а) и наличии небольшой нерегулярности поперечного сечения волновода (рис.2б) для отдельных мод: $E_{11}$ при ν=12 ГГц, $E_{01}$ при ν=9 ГГц, $H_{11}$ при ν=10 ГГц. Также отмечена граница первого слоя $r_1$ для случая регулярного волновода и $r_1^{/}$ - для случая нерегулярного волновода.




а) б)

Рис. 2. Сравнение результатов моделирования распределения электрического поля в регулярном (а) и нерегулярном (б) волноводах.

## 4. Заключение

Проведено сравнение распространения электромагнитных волн различных типов (мод) в регулярном и нерегулярном волноводах круглого сечения. При моделировании для случаев $E_{11}$, $E_{01}$ и $H_{11}$ частоты подобраны таким образом, чтобы основной поток приходился на второй (внешний) слой. Волны типа $H_{01}$ не проникают во внешний слой, или доля потока в нем мала. Графики распределения плотности потока электромагнитных волн для исследуемых случаев имеют схожий вид с графиками распределения электрического поля (рис. 2). Таким образом, видно, что тип волн $E_{11}$ наиболее эффективен для получения концентрации основного потока в волноводном канале. При появлении малой нерегулярности электромагнитное поле перераспределяется таким образом, что увеличивается доля энергии в нерегулярном участке волновода для волн электрического типа.

## Список литературы


1. Каценеленбаум Б.З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. Акад. наук СССР, Ин-т радиотехники и электроники. М.: Изд-во Акад. наук СССР, 1961. 216 с.
2. Федоров Н.Н. Основы электродинамики: учебное пособие для вузов. М.: «Высш. школа», 1980. 399 с.
3. A. Kapoor and G. S. Singh. Mode classification in cylindrical dielectric waveguides // Journal of Lightwave Technology. 2000. Vol. 18, no. 6. P. 849-852. DOI: https://doi.org/10.1109/50.848397.
4. Муха, Ю.П., Хворост Т.С., Авдеюк О.А. Спектральный анализ сигнала пульсовой волны для диагностики состояния физиологических систем организма // Биомедицинская радиоэлектроника. 2011. № 9. С. 45-49.
5. R. Pethig. Dielectric Properties of Biological Materials: Biophysical and Medical Applications // IEEE Transactions on Electrical Insulation. 1984. Vol. EI-19. No. 5. P. 453-474. DOI: https://doi.org/10.1109/TEI.1984.298769.
6. Gabriel S, Lau RW, Gabriel C. The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz // Physics in Medicine & Biology. 1996. Vol. 41, no.11. 2251-2269. DOI: https://doi.org/10.1088/0031-9155/41/11/002.
7. Gabriel S, Lau RW, Gabriel C. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues // Physics in Medicine & Biology. 1996. Vol. 41, no.11. 2271-2293. DOI: https://doi.org/10.1088/0031-9155/41/11/003.
8. Shein A.G., Kharlanova T.S. Features of electromagnetic wave propagation in two- and three-layer cylindrical dielectric waveguides // ITM Web of Conferences. 2019. Vol. 30: 29th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2019) (Sevastopol, Russia, September 8-14, 2019) / ed. by P. Yermolov. 10 p. DOI: https://doi.org/10.1051/itmconf/20193006006.
9. Заргано, Г.Ф., Шеин А.Г., Харланова Т.С. Исследование условий максимальной концентрации мощности в диэлектрическом волноводном канале // Физические основы приборостроения. 2021. Т. 10, № 1 (39). С. 48-56.

# Фрактальное проектирование производственно-сбытовых систем нового поколения

[1] Горлачева Е.Н., [1] Омельченко И.Н., [1] Дроговоз П.А.
[1] *МГТУ им. Н.Э. Баумана*
*г. Москва, ул.2-ая Бауманская, 5, 105005, Российская Федерация*
*gorlacheva@yandex.ru, logistic@bmstu.ru, drogovoz@gmail.com*

***Аннотация:*** *Предлагается новый подход к проектированию производственно-сбытовых систем нового поколения. Подход основан на применении принципов фрактальной организации, позволяющих проектировать адаптивные системы производственного назначения, в том числе занимающиеся производством МИС СВЧ.*

## 1. Введение

Основной предпосылкой Индустрии 4.0 является качественное изменение промышленности за счет достижения бесшовной интеграции между физическими и виртуальными технологиями для обеспечения промышленной автоматизации и росту технологий Интернета вещей. Индустрия 5.0 как естественный преемник Индустрии 4.0 опирается на существующие архитектурные рамки взаимодействия кибер-физических систем, поскольку крупномасштабная промышленность нуждается в масштабируемой сетевой структуре своих устройств. Основным спектром технологий Индустрии 5.0 становятся технологические решения, направленные на взаимодействие человека и кибер-физических систем, технологии цифровых двойников, сетевая аналитика, автоматизация на основе машинного обучения.

Ключевой проблемой современных производственно-сбытовых систем (далее ПСС) становится экспоненциальный рост сложности и необходимость быть универсальными и гибкими. Одним из способов решения этой проблемы является проектирование ПСС, основанное на теории фракталов. Объективным трендом современного развития производственно-сбытовых систем является их структурное усложнение, происходящее параллельно и комплементарно с интенсивным технологическим развитием. Теория фракталов, как концепция сложных адаптивных систем, позволяет описать такие необходимые для современных ПСС черты как эмерджентность, холизм, саморегуляцию [1]. Теория фракталов также нашла отражение при проектировании МИС СВЧ [2].

## 2. Теория

В настоящее время достижения в области гибких производственных систем определили новые задачи и возможности для производства. Появляющиеся технологические базы предлагают новые «нулевые дефекты» и связанные (оцифрованные и автоматизированные) промышленные системы, использующие Интернет вещей, повсеместные вычисления, искусственный интеллект, облачное производство и взаимодействие человека и машины. Основной целью является создание самоорганизующихся систем, которые эффективно достигают цели, для которой они были разработаны [2-4].

Применительно к производству фрактальные системы в последние десятилетия широко используются для проектирования сложных адаптивных систем: они позволяют вводить требования устойчивости (способность реагировать на изменения в турбулентной среде) и снижать сложность ее структуры, эксплуатации и управления. Фрактальная теория предлагает концепцию, аналогичную интеллектуальным фабрикам: фрактальная производственная система представляет собой сложную систему со структурой агентов, которые взаимодействуют и образуют децентрализованные и автономные блоки управления [5]. Они являются открытыми системами с самоподобной сетевой структурой, обладающей способностью к самоорганизации, самооптимизации и эволюции, могут адаптироваться к непрерывным изменениям в окружающей среде [6]. Ключевая идея фрактального проектирования заключается в особой организации предприятия, включающей самоорганизующиеся динамичные подразделения внутри компании, которые работают на ее цели и связаны информационными потоками. Такая организация распространяется на все уровни. Гибкость ее применения повышает интерес к ее развитию, поскольку можно создать фрактал или «фрактализировать» любую систему на разных уровнях (материальные ресурсы, человеческие ресурсы, данные и информация, продукты или процессы).

Фрактальная производственная система представляет собой набор базовых фрактальных единиц, адаптированный в соответствии с масштабным уровнем и для различных измерений, характери-

зующих систему. Адаптация будет зависеть от функций, которые должны быть развиты фрактальными единицами, и типа отношений, которые они имеют в своем контексте [7]. Так, применение мультифрактальной параметризации для характеризации организации наноматериала полупроводниковых слоев и гетероструктур, стала возможной благодаря тому, что характер организации наноматериала находит отражение в особенностях морфологии поверхности [8]. Таким образом, фрактальные единицы независимы друг от друга, то есть развиваются во времени автономно для достижения своей цели. Это означает, что они должны иметь всю информацию и ресурсы, необходимые для автономных действий. Поскольку нет никакого внешнего вмешательства для их управления, структурирования и улучшения, фрактальные единицы будут самодостаточными единицами с точки зрения функционирования и внутреннего и внешнего взаимодействия. Таким образом, фрактальные единицы создадут совместную сеть для поддержания состояния глобального равновесия, где сотрудничество будет необходимо для достижения цели более высокого уровня, но без вмешательства между подцелями.

## 3. Заключение

Фрактальный подход позволяет проектировать корпоративные и производственные системы, которые должны работать в нестабильных бизнес-средах, обеспечивая гибкость и жизнеспособность за счет баланса между сложностью и простотой организационного управления и операций. Поддерживающие информационные технологии позволят более легко включить «интеллектуальные» возможности в фрактальные производственные структуры за счет создания киберфизических систем. Этого можно добиться путем создания специализированной технологической базы для использования в теории фракталов путем улучшения связи человека и машины на основе четырех аспектов.

Первый аспект – проектирование продукта и автоматизация процессов (физическая область). Работают с посредниками, сосредоточенными на «производственном оборудовании», таком как робототехника, автономные транспортные средства, модульное производство, аддитивное производство, машины с самодиагностикой и другие. Второй аспект – управление и мониторинг с цифровыми интерфейсами (физический домен). Осуществляется с помощниками для улучшения интерфейса «человек-машина-фабрика»: интеллектуальные продукты, товары, интеллектуальное распознавание окружающей среды, профилактическое обслуживание, виртуальная реальность и т. д. Третий – организация работы, функциональная совместимость и взаимосвязь (виртуальный домен). С посредниками «программного обеспечения для обмена, управления и обработки данных»: большие данные, интеллектуальный анализ данных и облачные вычисления, платформа управления данными. Наконец, четвертый аспект – точная и гибкая производственная операция (виртуальная область). Работает с помощью «компьютерного оборудования» для интеллектуального управления заказами, спросом, прогнозированием качества, цифровым прототипированием, созданием технологической документации. Применение фрактального подхода на предприятиях, занимающихся производством аппаратуры с использованием МИС СВЧ перспективно и может найти применение в будущем.

## Список литературы


1. Qu X, Hao Z, Sun W. The total entropy model of fractal supply chain network system, J Comput 2011; 6 : 2454–9. [Электронный ресурс] https://doi.org/10.4304/jcp.6.11.2454–2459 (Дата обращения 27.01.2022).
2. Radanliev P, De Roure D, Nurse JRC, Nicolescu R, Huth M, Cannady S, et al. New Developments in Cyber Physical Systems, the Internet of Things and the Digital Economy – Discussion on Future Developments in the Industrial Internet of Things and Industry 4.0. 2019. [Электронный ресурс] https://doi.org/10.20944/PREPRINTS201903.0094.V1 (Дата обращения 27.01.2022).
3. Ramanathan J. Fractal architecture for the adaptive complex enterprise. Commun ACM 2005; 48 : 51. [Электронный ресурс] https://doi.org/10.1145/1060710.1060739. (Дата обращения 27.01.2022).
4. Renna P, Ambrico M. Evaluation of cellular manufacturing configurations in dynamic conditions using simulation. Int J Adv Manuf Technol 2011; 56 : 1235–51. [Электронный ресурс] https://doi.org/10.1007/s00170-011-3255-0. (Дата обращения 27.01.2022).
5. Ryu K, Yücesan E, Jung M, Dynamic restructuring process for self-reconfiguration in the fractal manufacturing system. Int J Prod Res 2006; 44 : 3105–29. [Электронный ресурс] https://doi. org/10.1080/00207540500465659. (Дата обращения 27.01.2022).
6. Simpson TW, Siddique Z, Jiao J. Product Platform and Product Family Design: Methods and Applications. London: Springer; 2006.
7. Kirikova M. Towards multifractal approach in IS development. Inf Syst Dev, Springer US 2009 : 295–306. [Электронный ресурс] bttps://doi.org/10.1007/978-0-387-68772-8_23 (Дата обращения 27.01.2022).
8. Горлачева Е.Н., Гудков А.Г., Шмидт Н.М. Повышение надежности и качества ГИС и МИС СВЧ / под ред. В.Н. Вьюгинова, А.Г. Гудкова, В.В. Попова. М.: ООО «НТП «Вираж-Центр», 2016.252 с.

# Оптические блоховские осцилляции в массивах волноводов с показателем преломления, зависящим от температуры [1]

[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:*** *Для описания оптических блоховских осцилляций используется формализм многократного рассеяния. Одним из преимуществ подхода является возможность восстановления электромагнитного поля во всем пространстве "из первых принципов", что показывается соответствием результатов эксперименту.*

## 1. Введение

Блоховские осцилляции в массивах 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], в частности, использование полимеров с температурной зависимостью показателя преломления. 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". Это демонстрируется соответствием получаемых результатов эксперименту.

## 2. Теория

В рамках формализма многократного рассеяния показывается, что электромагнитное поле, рассеянное системой круглых волноводов, однозначно определяются набором парциальных амплитуд $a_{jm}(\beta,\omega)$ и $b_{jm}(\beta,\omega)$, которые удовлетворяют следующей системе уравнений:

$$S_{jm}(\beta,\omega)\begin{pmatrix} a_{jm}(\beta,\omega) \\ b_{jm}(\beta,\omega) \end{pmatrix} - \sum_{\substack{l=1 \\ l\neq j}}^{N} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \frac{H_{m-p}^{(1)}\left(\kappa_{ex}\rho_{lj}\right) J_m\left(\kappa_{ex}R_j\right)}{H_p^{(1)}\left(\kappa_{ex}R_l\right)} e^{i(p-m)\varphi_{lj}} \begin{pmatrix} a_{lp}(\beta,\omega) \\ b_{lp}(\beta,\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{jm}(\beta,\omega) \\ Q_{jm}(\beta,\omega) \end{pmatrix}. \quad (1)$$

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 $Q_{jm}$ могут быть выражены через Фурье-компоненты внешнего (падающего) поля.

## 3. Сравнение с экспериментом

На рис. 1. показана температурная зависимость интенсивности на выходе системы волноводов. Слева – результат эксперимента, описанного в работе [3], справа – результат моделирования в рамках формализма многократного рассеяния. Возбуждается дышащая мода с помощью узкого гауссова пучка, который освещает только один (центральный) волновод. В работе [3] была рассмотрена система N = 75 волноводов квадратного сечения размером 3.5мкм на 3.5мкм, изготовленных из термооптического полимера ($dn/dT = -10^{-4}$ K$^{-1}$) с показателем преломления n = 1.554. Показатель преломления подложки равняется $n_1 = 1.457$, показатель преломления покрытия $n_2 = 1.550$. Расстояние между волноводами a = 8.5мкм, длина волноводов L = 4.5см, длина волны возбуждающего пучка $\lambda = 633$нм.

Эквивалентная система, использованная при моделировании, также состоит из N = 75 волноводов радиусом R = 1.975мкм (сохраняет площадь поперечного сечения волновода). Эквивалентный показатель преломления окружающей среды $n_{ex} = 1.53627$ (лежит вблизи среднего взвешенного между $n_1$ и $n_2$). Все остальные параметры (расстояние между волноводами, их

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 19-02-00433, № 18-32-00204.

показатели преломления, величина dn/dT и перепад температур на краях системы) совпадают с данными из работы [3].

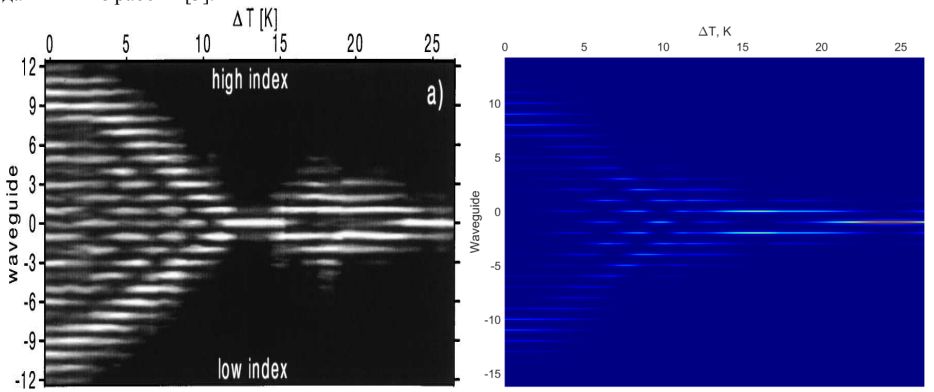



Рис. 1. Температурная зависимость интенсивности поля, рассеянного системой N = 75 волноводов, в поперечном сечении системы на расстоянии L = 4.5см от торца, в который направлен возбуждающий пучок (λ = 633нм). Возбуждается один (центральный) волновод. Разность температур на границах системы волноводов составляет ΔT. Слева – результат эксперимента [3], справа – результат численного моделирования в рамках формализма многократного рассеяния.

Видим, что имеется хорошее соответствие результатов моделирования и эксперимента. Отметим, что для моделирования использовался метод, требующий только геометрические и оптические (показатели преломления) данные системы.

## 4. Заключение

Предложен подход к описанию оптических блоховских осцилляций в системах цилиндрических волноводов, основанный на формализме многократного рассеяния. Выполнено моделирование оптических блоховских осцилляций в рамках задачи рассеяния гауссова пучка конечной системой круглых волноводов. Показано соответствие результатов моделирования эксперименту при практически полном совпадении параметров системы, использовавшейся при расчетах, с параметрами экспериментального образца.

## 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)

# Методы реинжиниринга в радиофотонных КНИ технологиях

[1,3] Торхов Н. А., [1] Будняев В. А., [2] Шеерман Ф. И., [2] Коколов А. А.

[1] *Севастопольский государственный университет (СевГУ)*
*г. Севастополь, ГСП-105, 603950, Российская Федерация*
*trkf@mail.ru*
[2] *Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)*
*г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация*
[3] *Научно исследовательский институт полупроводниковых приборов (НИИПП)*
*г. Томск, 634050, ул. Красноармейская 99А, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *На примере оптического микрорезонатора в работе продемонстрирован метод реверс-инжиниринга КНИ-технологии, позволяющий осуществлять контроль, коррекцию и верификацию критических конструктивных параметров при разработке и оптимизации технологических процессов для производства радиофотонной компонентной базы.*

## 1. Введение

Преодоление физических пределов развития СВЧ-техники в настоящее время осуществляется переходом к новым способам обработки информации в оптическом диапазоне, что требует интенсивного развития интегральных радиофотонных технологий. Параметры интегральных оптических устройств имеют сильную зависимость от точности воспроизведения топологических норм, линейных размеров конструкций элементов, качеству подготовки поверхностей и интерфейсов. Данная зависимость в настоящее время еще недостаточно хорошо изучена. В этом помогают методы реверс-инжиниринга (реинжиниринга), которые позволяют осуществлять контроль, коррекцию и верификацию параметров, оптимизацию технологических процессов и уточнение проектно-конструкторской документации. Ярким примером реализации радиофотонных технологий являются электронно-оптические преобразователи (оптические модуляторы), осуществляющие модуляцию оптической несущей СВЧ сигналом. Конструктивно такие модуляторы часто выполняются на основе кольцевых оптических резонаторов (ОР) по технологии кремний-на-изоляторе (КНИ) [1], позволяющей обеспечить монолитную интеграцию с кремниевой микроэлектроникой, либо по технологиям на основе соединений InGaAlAs/InAlAs [2], позволяющим реализовать на одном кристалле оптические модулятор, генератор (лазер) и аналоговую схему.

В данной работе на примере оптического резонатора продемонстрированы некоторые методы реинжиниринга КНИ-технологии с использованием высокоразрешающих электронной и атомно-силовой (АСМ) микроскопий.

## 2. Эксперимент

Оптический резонатор (ОР) изготавливался по КНИ-технологии со скрытым слоем диоксида кремния $SiO_2$ толщиной 2 мкм. Конструктивно он представлял собой кольцеобразный кремниевый фотонный волновод диаметром 256 мкм расположенный между параллельными прямолинейными фотонными волноводами по концам которых для согласования были сформированы линейные конусообразные ответвители длиной 128 мкм. На концах ответвителей были сформированы решетчатые элементы связи (решетки Брегга) с заявленными значениями ширины 10 мкм, периода $l$ = 630 нм, глубины $h$ = 70 нм, количества периодов 25 и коэффициента заполнения $K$ = 0,5. Значение зазора между кольцевым резонатором и прямолинейными фотонными волноводами закладывалось равным $\Delta d$ = 250 нм. Прямоугольное сечение фотонных волноводов проектировалось шириной 500 нм и высотой 220 нм (рис. 1, *а*, вставка). Сверху конструкция была покрыта маскирующем многослойным покрытием из $SiO_2$ общей толщиной 14 мкм.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ОР исследовалась на откалиброванной установке с использованием перестраиваемого лазера Pure Photonics PPCL300 ($f$ = 190000—192000 GHz, $\lambda$=1.5779—1.5614 мкм), подводящего и отводящего световодов, шестикоординатных позиционеров, векторного анализатора оптических сигналов LUNA OVA 5000.

После полного удаления маскирующего слоя в высокоселективном по отношению к $SiO_2$ травителе на основе плавиковой кислоты (рис. 1, *b*) методами высокоразрешающих электронной (рис. 1, *c*) и атомно-силовой (рис. 1, *d*) микроскопий осуществлялось исследование наиболее критичных конструктивных размеров ОР: $l$, $h$, $\Delta d$, $K$, а также формы рельефа поверхности $f = \Delta z(x,y)$ (рис. 1, *e*).

Были получены значения: $l$ = 676 нм, $h \geq 75$ нм, $\Delta d$ = 267 мкм и $K$=0.47, которые отличаются от используемых при конструировании ОР. В дальнейшем, для моделирования передаточных характеристик ОР необходимо учитывать полученный разброс в значениях $l$, $h$, $\Delta d$ и $K$. Кроме этого было обнаружено, что максимальные неровности рельефа поверхности ОР могут достигать размеров $\Delta z$ = 25 нм (рис. 1, *e*), которые соизмеримы с $(\lambda_{Si}/8) \approx 57$ нм. Это должно оказывать заметное влияние на распространение оптического сигнала в таких волноводах. По этой причине при моделировании передаточных характеристик ОР необходимо учитывать также и форму рельефа его поверхности.

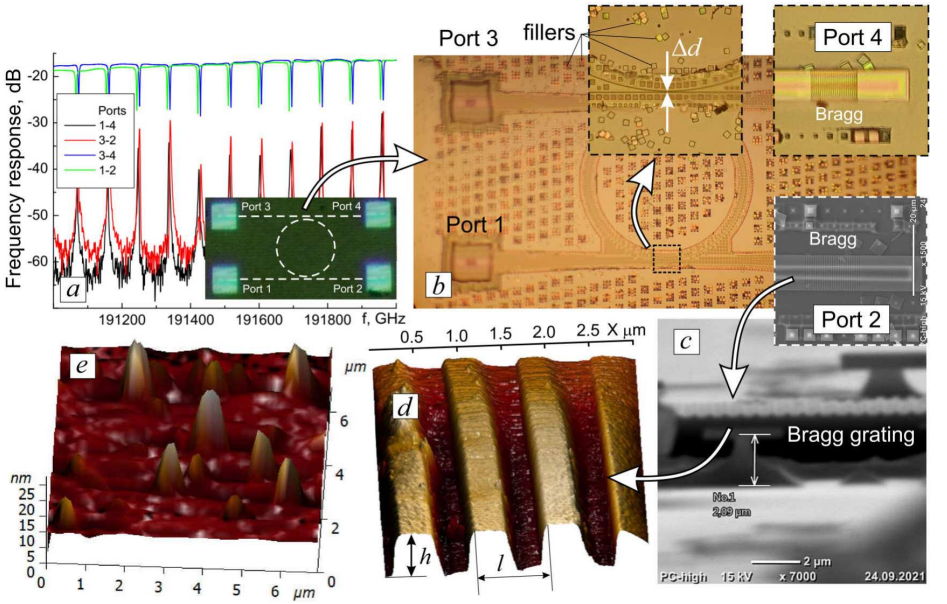



Рис. 1. АЧХ ОР (на вставке оптическое изображение чипа ОР, пунктиром обозначены места расположения фотонных волноводов под маскирующим слоем $SiO_2$) – *a*); оптическое изображение чипа ОР после промежуточной процедуры удаления маскирующего слоя $SiO_2$ (Port 4 – оптическое, а Port 2 - электронномикроскопическое изображения элемента связи после полного удаления маскирующего слоя $SiO_2$) – *b*); 3D электронно-микроскопическое изображение элемента связи, вид сбоку – *c*); 3D АСМ-изображение решетки Брегга – *d*); 3D АСМ-изображение 7×7 мкм участка рельефа поверхности кремниевого волновода – *e*)

## 3. Заключение

Используемый метод реинжиниринга КНИ-технологии позволяет осуществлять контроль, коррекцию и верификацию многих критических конструктивных параметров таких как период $l$ и скважность $K$ дифракционной решетки, высота ребер $h$, величина зазоров в оптических резонаторах $\Delta d$, форму и величину неровностей рельефа поверхности $f = \Delta z(x,y)$, что необходимо при разработке и оптимизации технологических процессов для производства радиофотонной компонентной базы.

## Список литературы

1. Nikitin A. A., Kondrashov A. V., Vitko V. V., Ryabcev I. A., Zaretskaya G. A., Cheplagin N. A., Konkin D. A., Kokolov A. A., Babak L. I., Ustinov A. B., Kalinikos B. A.. Carrier-induced optical bistability in the silicon micro-ring resonators under continuous wave pumping. Optics Communications 480 (2021) 126456. https://doi.org/10.1016/j.optcom.2020.126456.
2. Mitchell, R. Longone, A. Janssen, B. Garrett, J. K. Luo. Evaluation of an InP Mach-Zehnder modulator for high speed optical network system architectures and emerging photonically integrated optical modules // J. Optoelectr. and advanced materials 12, 965 – 974 (2010).

# О необычных оптических модах структурированных метаструктур

Руденок И. П.

*Волгоградский государственный университет*
*г. Волгоград, 400062, Российская Федерация*
*rudenok@yandex.ru*

***Аннотация:*** *В данной работе рассматриваются бианизотропные биградиентные метаструктуры с анизотропией магнитоэлектрической связи. При этом учитывается пространственная дисперсия. Получены новые материальные характеристики таких сред и изучено аномальное распространение гибридных оптических мод дискретного волнового спектра.*

## 1. Введение

Успехи в изготовлении материалов, особенно в последнее время, дали возможность совершенствовать многочисленные функции и встраивать их в компактные фотонные интегральные схемы высокой плотности. Тем не менее обычные материалы не подходят для всех приложений и для микросхем, работающих в среднем инфракрасном и других диапазонах. Здесь могут потребоваться другие материалы для воноведующей среды. Дополнительный оптический контроль на чипе может быть обеспечен за счет наноразмерных структурированных сред, называемых метаматериалами. Они уже продемонстрировали беспрецедентный контроль света по длине волны и поляризации. Их применение позволит не только улучшить работу устройства, но и предположить новые экзотические функции. В частности, интеграция спектрометрических методов на основе метасреды и платформе чипа может позволить сверхбыстрое обнаружение сложных молекул.

Исследуются искусственные метасреды со специальными свойствами (материальные характеристики являются тензорными функциями пространственных координат), структура которых позволяет управлять электрическими и магнитными параметрами и характеристиками оптического излучения. В настоящее время отсутствует строгий и корректный анализ волноведущих свойств градиентных композиционных метаматериалов с произвольным расположением осей анизотропии и пространственной дисперсией [1-3]. Для простейших пассивных метасред в последнее время используется метод матриц 4 x 4. Ограничением этого метода при исследовании градиентных бианизотропных искусственных метасред и структур на их основе является предположение об отсутствии магнитооптических и магнитоэлектрических эффектов и необходимость использования слоистых моделей. Таким образом одной из центральных проблем является создание адекватной физико-математической модели распространения управляемых оптических мод метасред указанного вида.

## 2. Основные соотношения

Для задачи взаимодействия оптических мод с непрерывно неоднородными анизотропными метасредами и структурами с анизотропией магнитоэлектрической связи необходимо учитывать, что вектор электрической индукции зависит не только от вектора электрического поля, но и от его временной производной. С другой стороны, вектор электрической индукции зависит не только от вектора электрического поля, но и от пространственных производных этого вектора. Тогда во взаимосвязях этих векторов, не содержащих в явном виде производных, присутствуют четыре тензора диэлектрической, магнитной и магнитоэлектрических проницаемостей с тридцатью шестью градиентными комплексными параметрами. Вид управляющих пространственных профилей элементов тензоров проницаемостей определяется физической природой свойств искусственного метаматериала. Важным для преодоления проблем описания функциональных метаматериалов и управления их структурной и композиционной организацией является построение взаимосвязей электрических и магнитных векторов, внешне не отличающихся от таковых однородных метасред и нахождение условий существования оптических мод и их управлением. В частности, определение результирующих тензоров второго ранга диэлектрической и магнитной проницаемости с учетом пространственной дисперсии включает в себя варьирование волновыми уравнениями, векторными связями, содержащими перекрестные аддитивные составляющие магнитоэлектрических параметров. Привлечение двойных векторных произведений, матричных уравнений для компонент электрического и магнитного поля с последующим нахождением векторных взаимосвязей с разложением градиентных тензоров материальных характеристик метасреды в функциональные тензорные ряды. Такой алгоритм приводит к градиентным эле-

ментам тензоров диэлектрической и магнитной проницаемости, которые зависят от компонент волнового вектора и позволяет получить дисперсионное трансцендентное уравнение гибридных оптических мод.

## 3. Обсуждение результатов

Анализ дисперсионного уравнения представляет собой сложную физико-математическую задачу. Это связано с тем, что его коэффициенты зависят от элементов тензоров электрической, магнитной и магнитоэлектрических проницаемостей, которые в свою очередь определяются своими пространственными распределениями. В общем случае уравнение должно иметь одиннадцать корней, каждый из которых определяют гибридную оптическую волну со своими параметрами и характеристиками. В зависимости от формы и видов пространственных профилей элементов тензоров материальных характеристик можно получить необходимые для той или иной задачи оптимального синтеза значения эллиптичности и вращения плоскости поляризации. Присутствие сложной материальной метасреды позволяет достигать самые экзотические поляризационные характеристики мод дискретного волнового спектра.

В достаточно простых случаях градиентные магнитоэлектрические метасреды имеют тензоры магнитной и диэлектрической проницаемостями, элементы которых представляются с учётом ориентации кристаллографических осей относительно выбранной системой координат, линейной и квадратичной магнитооптической связи (магнитоэлектрические тензоры считаются равными нулю).

Рассмотрим наиболее характерный частный случай сложной метасреды. Она представляет собой однородную киральную среду. Для такой метасреды сложное дисперсионное уравнение преобразуется в трансцендентное уравнение четвёртого порядка, которое в общем случае может иметь четыре различных корня, то есть могут распространяться четыре волны дискретного волнового спектра. Биквадратичное уравнение имеет аналитические решения, отличающиеся только знаками, то есть две волны распространяются в положительном, а две в отрицательном направлении. Эти волны обладают право круговой и лево круговой поляризацией, имеют разные фазовые замедления. Они являются гибридными, то есть их поля имеют шесть компонент векторов электрической и магнитной напряженностей. В случае искусственных сред из структуры дисперсионного уравнения видно, что направления собственных волн их количество и поляризация не вписываются в стандартную процедуру, характерную для однородной киральной среды. Ситуация, когда в волноведущей среде существуют четыре собственных волны смешанного волнового спектра, из которых две распространяются в положительном направлении, а две в отрицательном не выполняется. В градиентной бианизотропной среде собственные волны могут иметь различные направления. Например, все одиннадцать волн имеют одно и то же направление, семь собственных волн в одном направлении, а четыре волны в другом; десять собственных волн распространяются в одном направлении, а одна волну в противоположном (необычная комбинация знаков поперечных и продольной компонент волнового вектора). Возникают проблемы выбора одной или нескольких собственных волн со своим направлением, поляризацией и энергетическими параметрами. При решении граничных задач из-за экзотического поведения собственных волн их количества возникают неопределенности или математические трудности с присутствием или отсутствием решений. Одним из возможных путей решений указанных проблем является определения значительности амплитуды и распространение волны по направлениям вектора Умова-Пойнтинга и группового замедления.

## 4. Заключение

Возникает самостоятельная проблема по преодолению математических трудностей корректности использования граничных условий. Это означает осуществление выбора из одиннадцати гибридных мод одной или нескольких мод с учётом их внутренней структуры (знаковых волновых чисел, составляющих электрического и магнитного полей, группового и фазового замедления) и разнообразных поляризационных эффектов, которые связаны с преобразованием мод с конкретными энергетическими характеристиками с привлечением графовых методов, нечеткой логики и когнитивного моделирования.

### Список литературы

1. Дубовик В., Рязанов М. Добавочные электромагнитные волны в одноосном кристалле с флуктуациями анизотропии // Физика твёрдого тела. — 2014. — Т. 56, № 9. — С. 1710—1717.
2. Khurgin J.B. Slow light in various media: a tutorial // Advances in Optics and Photonics. – 2010. – Т. 2. – № 3. – С. 287-318.
3. Tsakmakidis K.I., Boardman A.D., Hess O. «Trapped rainbow» storage of light in metamaterials // Nature. – 2007. – Т. 450. - № 7168. С. 397.

# Optoelectronic characterization of the AlGaN/GaN intersubband quantum well infrared photodetector [1]

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 an AlGaN/GaN intersubband quantum well infrared photodetector is demonstrated. The dark current was evaluated and the spectral response was simulated for temperatures of 77 and 300 K.*

## 1. Introduction

The development of infrared photodetectors was commenced after the World War II and has since been progressing at a rapid pace. Research in this field has already made important technological impact in biomedical sensing, industrial quality control, night vision, security screening and other infrared applications [1]. Over the last decades, AlGaAs/GaAs quantum well infrared photodetectors (QWIP) have become a strong competitor to conventional HgCdTe devices operating in the 8–12 μm spectrum region. The advantages of AlGaAs/GaAs QWIPs include mature growth and processing technology, monolithic integration with GaAs electronics and the ability to tune the quantum well parameters [2, 3]. Recently, the AlGaN/GaN heterojunction has also emerged as a promising material system for QWIPs [1]. In this paper, we demonstrate a simulation procedure for determining the optoelectronic characteristics of an AlGaN/GaN intersubband QWIP. Using one of the well-known semiconductor device simulators, we calculated the dark current and simulated the spectral response of this device at temperatures of 77 and 300 K.

## 2. Simulation Details

The two-dimensional device structure consists of three GaN quantum wells sandwiched between four $Al_{0.06}Ga_{0.94}N$ layers that act as barriers for the bound state carriers. The wells are doped with a donor concentration of $4 \cdot 10^{18}$ $cm^{-3}$ and are 6-nm wide to support only one bound state. The barriers are nominally undoped and are 12-nm wide. To bias the active region, 100-nm n-type GaN contacts at the top (emitter) and bottom (collector) of the structure are included and doped to the same concentration as the wells. The length of the QWIP equals to 200 nm.

The quantum well simulation, including its optical response, was activated by specifying the model that discretizes the Schrödinger equation to solve for the bound state energies and wavefunctions. In order to calculate extended states, the superlattice model was specified for both the wells and the barriers. This model also solves a discretized Schrodinger equation but the solutions at each energy satisfy boundary conditions of a plane wave of the same energy escaping into the contact regions. The bound state wavefunction is assumed to vanish outside this range. The electrons in the states above the barrier band edge constitute a current flow that is essentially three dimensional. The electrons from these states are captured by bound states via phonon emission and escape from these bound states via phonon absorption. This process was simulated using the capture-escape model that introduces an additional balance equation between the three-dimensional semiclassical and two-dimensional quantum-mechanical bound state densities. At last, the coupled Poisson, continuity and Schrodinger equations are all solved until a self-consistent solution is reached.

The wavelength-dependent complex indices of refraction for $Al_{0.06}Ga_{0.94}N$ and GaN, which are necessary for the calculation of the absorption coefficients, were obtained from the SOPRA database.

## 3. Results

The conduction band diagrams with the electron quasi-Fermi levels of the AlGaN/GaN QWIP biased at 0.2 V are shown in Fig. 1.

The dark current characteristics and the optical absorption spectrum are given in Fig. 2. The spectral response was simulated when the device was biased at 1 V.

[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”.

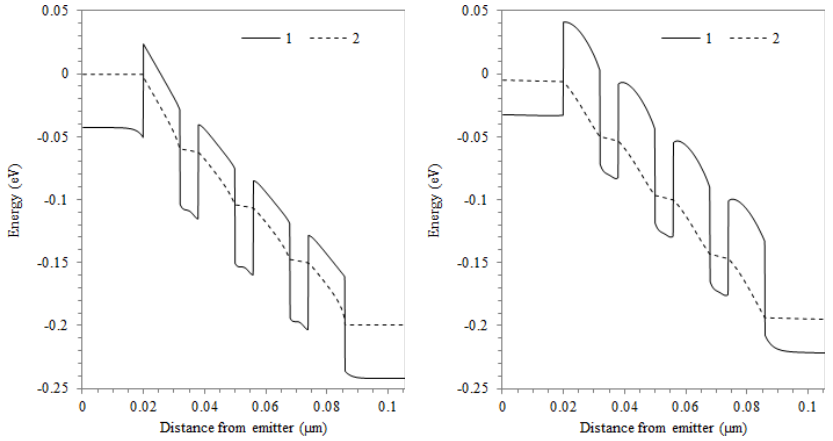



Fig. 1. Spatial profiles of the conduction band edge (1) and the electron quasi-Fermi level (2) for the QWIP biased at 0.2 V: a) 77 K; b) 300 K

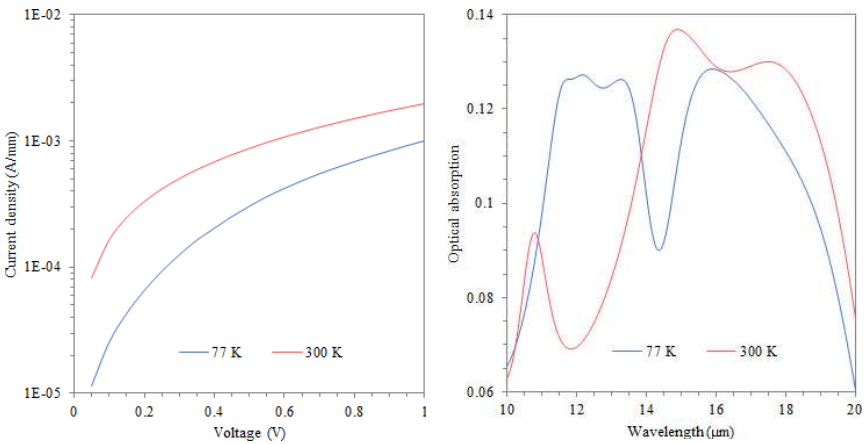



Fig. 2. Optoelectronic characteristics of the QWIP at temperatures of 77 and 300 K: a) dark current density as a function of voltage; b) optical absorption as a function of wavelength

## 4. Conclusions

The dark current characteristics show a remarkable increase at higher temperature, resulting from the much higher thermal excitation of electrons. The absorption curve at 77 K has two distinct peaks at 12.2 and 15.9 μm, while the curve at 300 K has a peak of 0.137 at 15.9 μm. We simulated only three quantum wells since addition of more wells would lead to a linear increase in absorption. Practical photodetectors are usually comprised of tens of wells.

## References

1. Durmaz H., Nothern D., Brummer G., Moustakas T.D., Paiella R. Terahertz Intersubband Photodetectors Based on Semi-Polar GaN/AlGaN Heterostructures // Appl. Phys. Lett. 2016. Vol. 108. Art. No. 201102.
2. Levine B. F., Hasnain G., Bethea C. G., Chand N. Broadband 8–12 μm High-Sensitivity GaAs Quantum Well Infrared Photodetector / Appl. Phys. Lett. 1989. Vol. 54. No. 26. P. 2704–2706.
3. Bethea C. G., Levine B. F., Shen V. O., Abbott R. R. 10-μm GaAs/AlGaAs Multiquantum Well Scanned Array Infrared Imaging Camera / IEEE Trans. Electron Devices 1991. Vol. 38. No. 5. P. 1118–1123.

# Экспериментальная оценка влияния шумов лазера на уровень фазового шума оптоэлектронного СВЧ генератора

Лучинин А. С. @, Малыгин И.В.

*Институт радиоэлектроники и информационных технологий*
*Уральский федеральный университет им. Б.Н.Ельцина*
*ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия*
*@ Автор для переписки, e-mail: r303las@mail.ru*

***Аннотация:*** *Представлены результаты анализа и экспериментальной оценки влияния фазовых шумов лазера на уровень фазовых шумов оптоэлектронного (ОЭ) СВЧ генератора, построенного на основе модулятора Маха Цендера и оптоволоконной линии задержки (ЛЗ). Предложена и использована методика измерения уровня фазового шума лазеров с применением частотного детектора на основе оптоволоконной ЛЗ и режима накопления максимальных значений с целью устранения нестабильности задержки в оптоволоконной ЛЗ. Показано, что лазер типа DX-1, использованный для построения СВЧ ОЭ генератора, не вносит заметного вклада в уровень фазового шума ОЭ автогенератора. Лазеры с большой шириной спектральной линии LSDLD155 и LSFLD155 вносят определяющий вклад в уровень фазового шума.*

## 1. Введение

Оптоэлектронные (ОЭ) СВЧ генераторы в настоящее время рассматриваются как наиболее перспективные источники гармонических колебаний с частотами десятки - сотни гигагерц, обладающие рекордно низким уровнем фазового шума [1 - 3].

В ОЭ СВЧ генераторе на основе оптоволоконной линии задержки (ЛЗ) низкий уровень фазового шума обеспечивается за счет увеличения длины ЛЗ до нескольких километров.

Практическая реализация СВЧ ОЭ генераторов с очень длинной ЛЗ требует решения сложных конструктивных и схемотехнических проблем связанных с многочастотностью колебательной системы на основе ЛЗ.

При длине ЛЗ 1 км баланс фаз в ОЭ автогенераторе будет выполняться на частотах с шагом равным $\Delta\omega\cdot\tau = 2\pi$, $\Delta f \approx 213$ кГц. Необходимо обеспечить устойчивую работу ОЭ генератора на необходимой частоте (на заданной моде колебательной системы) и подавить дискретные спектральные составляющие в спектре фазового шума существующие на частотах кратных $\Delta f$ [1].

В работе [4], выполненной авторами данной статьи, проведено исследование возможности снижения уровня шумов ОЭ СВЧ генератора за счет уменьшения мощности шума радиоэлектронных компонентов, на основе которых построен ОЭ автогенератор. Получен положительный результат, который позволяет достичь уменьшения уровня фазового шума ОЭ автогенератора без увеличения длины ЛЗ.

В настоящей работе проведено исследование вклада собственных шумов лазеров в уровень фазового шума СВЧ ОЭ генератора. Оценены требования к уровню шумов лазера с точки зрения обеспечения слабого влияния на уровень шумов СВЧ ОЭ автогенератора.

## 2. Методика и результат измерения спектра фазового шума лазеров

Измерение фазового шума выходного оптического сигнала лазера можно провести с помощью оптической линии задержки и фотодетектора [5]. Структурная схема установки для измерения имеет вид, изображенный на рис. 1

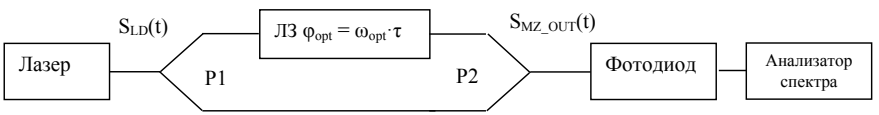



Рис. 1. Структурная схема установки для измерения характеристик фазовых флуктуаций лазера

Оптический сигнал лазера разветвляется на два канала с помощью оптического разветвителя Р1 (50/50). В один канал включается линия задержки, выполненная на отрезке оптоволокна. ЛЗ создает задержку оптического сигнала на время $\tau$ и создает фазовый сдвиг на частоте оптического сигнала $\omega_{opt}$ равный $\varphi_{opt} = \omega_{opt}\cdot\tau$.

В разветвителе Р2 происходит суммирование двух оптических сигналов. Амплитуда (мощность) суммарного колебания будет зависеть от фазового сдвига, созданного линией задержки.

Изменение фазового сдвига, обусловленное нестабильностью частоты (фазы) лазера, приведет к изменению амплитуды суммарного оптического сигнала.

Фотодетектор выполняет детектирование изменяющейся мощности оптического сигнала. Измерение спектра выходного сигнала детектора позволит определить спектр изменения частоты и фазы оптического сигнала лазера.

При реализации данной методики сложность создается нестабильностью фазового сдвига, создаваемой оптическими линиями задержки. Изменение фазового сдвига может достигать $2\pi$ и более. При прохождении разности фаз в каналах значений $\pi/2+/- n\cdot\pi$ среднеквадратичное значение выходного напряжения фотодетектора достигает максимального значения. При других разностях фаз оно уменьшается. Для устранения данного явления при измерениях использован режим накопления максимальных значений (Max Hold) реализованный в анализаторе спектра.

Результаты измерения спектров фазового шума лазера DX-1, использованного при построении ОЭ СВЧ генератора и LSFLD155, показаны на рис. 2. Ширина спектральной линии, рассчитанная по измеренному спектру, составляет 250 кГц для лазера DX-1 и 2 нм для лазера LSFLD155.

Оценка вклада шумов лазера DX-1 показывает его не значительную роль в спектре фазового шума ОЭ СВЧ генератора, изображенном на рис. 3. Напротив, вклад шумов лазера LSFLD155 оказывает определяющее действие, увеличивая спектральную плотность на частоте отстройки 10 кГц на 30 дБ.

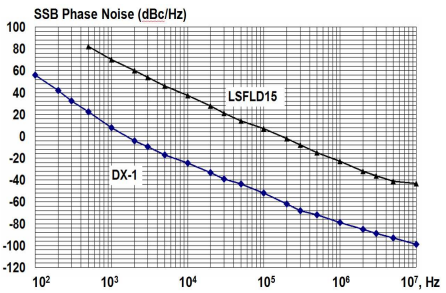



Рис. 2. Спектр фазового шума лазеров DX-1 и LSFLD155. Длина волны 1550 нм

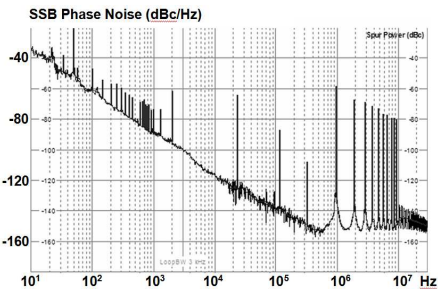



Рис. 3. Спектр фазового шума оптоэлектронного СВЧ генератора. Частота 6,8 ГГц. Длина ЛЗ 206 м

## 3. Заключение

1. Теоретически оценено преобразование фазового шума лазера в модуляторе Маха Цендера в спектральную плотность фазового шума СВЧ сигнала выделенного фотодетектором.

2. Предложена методика измерения фазового шума лазера и измерены спектры фазового шума лазеров DX-1 с узкой шириной спектральной линии и LSFLD155 с широкой линией (2 нм).

3. Показан малый вклад фазового шума лазера DX-1 в спектр фазового шума оптоэлектронного СВЧ генератора и определяющий вклад лазера LSFLD155.

### 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. Лучинин А.С., Малыгин И.В. Исследование источников шумов в оптоэлектронном СВЧ генераторе на основе оптической линии задержки. Фотон-экспресс. 2021. №6 (174). С. 188-189.
5. O. Llopis, P. H. Merrer, H. Brahimi, K. Saleh, and P. Lacroix. Phase Noise Measurement of a Narrow Linewidth CW Laser Using Delay Lines Approaches. Optics Letters, Optical Society of America - OSA Publishing, 2011, 36 (14), p.2713-2715. hal-00609221.

# Обеспечение лазерной безопасности как медико-техническая проблема

[1] Пальцев Ю.П., [1,2] Походзей Л.В.

[1] *ФГБНУ «Научно-исследовательский институт медицины труда имени академика Н.Ф. Измерова», г. Москва, 105275, проспект Буденного, 31, Российская Федерация*
*lapokhodzey@yandex.ru*
[2]*ФГАОУ ВО Первый Московский государственный медицинский университет им. И.М. Сеченова Минздрава России (Сеченовский Университет), г. Москва, 119991, ул. Большая Пироговская, 2-4, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Широкое внедрение лазерных изделий в различные области науки, техники и медицины, а также возможность серьезных поражений органа зрения и кожных покровов при их эксплуатации выдвигают новые и все более сложные задачи в области обеспечения лазерной безопасности: совершенствование ПДУ лазерных излучений и классификации лазеров по степени опасности, разработка эффективных средств контроля и защиты. Подготовлены проекты новых гигиенических нормативно-методических документов.*

## 1. Введение

В настоящее время проблема обеспечения лазерной безопасности становится особенно актуальной в связи с расширением сфер использования лазеров, увеличением их количества и мощности, появлением новых типов лазерных устройств, что приводит к росту числа лиц, которые могут подвергаться воздействию лазерного излучения (ЛИ).

Важнейшими задачами в решении этой проблемы являются проведение медико-гигиенических исследований, направленных на изучение влияния ЛИ на состояние здоровья человека, разработку и внедрение нормативно-методических документов, регламентирующих предельно допустимые уровни (ПДУ) ЛИ, требования к устройству лазерных установок и местам их эксплуатации, методы контроля ЛИ на рабочих местах и в окружающей среде, медико-технические требования к средствам измерения и коллективной и индивидуальной защиты, проведение лечебно-профилактических мероприятий.

## 2. Основная часть

Многолетние научные исследования, проведенные у нас в стране и за рубежом, показали, что лазерное излучение (ЛИ) является фактором производственной и окружающей среды, который может представлять значительную опасность для здоровья человека, прежде всего для органа зрения и открытых кожных покровов [1-3].

Специфические особенности строения органа зрения определяют особую чувствительность глаз к действию ЛИ. Локализация и степень выраженности патологических изменений в различных структурах глаза при воздействии на них прямого или зеркально отраженного лазерного пучка, и даже диффузно отраженного излучения в значительной мере зависят от конкретных физических характеристик действующего ЛИ: длины волны, мощности, энергии, режима генерации (импульсный или непрерывный) и т.д. Лазерное излучение, генерируемое в видимой и ближней инфракрасной области спектра, попавшее в зрачок глаза, фокусируется на сетчатке в пятно чрезвычайно малых размеров (диаметром 10 – 20 мкм) с крайне высокой поверхностной плотностью ЛИ, что может привести к ожогу сетчатки даже при незначительной мощности ЛИ, попавшей в зрачок [4-9]. В случае воздействия на глаз излучения от высокомощных импульсных лазеров обширная патология может обнаружиться во всех областях глаза, вплоть до его полного разрушения.

Поражения кожи человека прямым или зеркально-отраженным лазерным пучком могут носить самый разнообразный характер, в строгой зависимости от параметров действующего ЛИ. В наиболее тяжелых случаях наблюдается развитие ожогов, напоминающих электрокоагуляционные ожоги при поражении молнией или электротоком, или полное разрушение и разрывы кожных покровов.

В настоящее время в РФ действуют ряд нормативно-методических документов (СанПиН 1.2.3685-21[1], СП 2.2.3670-20, ГОСТ Р 12.1.031-2010, ГОСТ 31581-2012 и др.), регламентирующих предельно допустимые уровни ЛИ в ультрафиолетовом, видимом и инфракрасном диапазонах длин

[1] СанПиН 1.2.3685-21 «Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания»

волн, методы их измерения и гигиенической оценки и др. К сожалению, представленные в этих документах требования к условиям эксплуатации лазерной техники часто противоречат друг другу и нуждаются в серьезной переработке [10-13]. Нами подготовлены проекты ГН «Гигиенических нормативов ЛИ» и санитарных правил СП «Санитарно-эпидемиологические требования к условиям труда при эксплуатации лазерных изделий», в которых учтены результаты научных исследований последних лет, позволившие провести корректировку ПДУ ЛИ в отдельных диапазонах, ввести категорирование лазерных изделий по степени опасности и ряд других важных положений.

Профилактика лазерных поражений предусматривает проведение мероприятий *инженерно-технического, санитарно-гигиенического и лечебно-профилактического характера.*

К инженерно-техническим мероприятиям относятся организация экранирования источников ЛИ, введение дистанционного управления и автоматической блокировки источника, применение ограничителей лазерного пучка, устранение зеркально отраженных поверхностей в рабочих помещениях.

Санитарно-гигиенические мероприятия предусматривают контроль за уровнями ЛИ и временем его воздействия, размещением лазерных установок в соответствии с классом их опасности, наличием вентиляции, звукоизоляции, использованием средств коллективной (стационарные кабины, мобильные экраны) и индивидуальной защиты (очки, щитки и др.).

Важная роль в профилактике лазерных поражений принадлежит предварительным и периодическим медицинским осмотрам (Приказы Минздрава России N 1420н от 31.12.2020 и N 29н от 28.01.2021). Вовремя замеченные первые признаки неблагоприятного воздействия ЛИ и принятые организационно-технические решения, а также своевременное оказание медицинской помощи позволяет в ряде случаев предотвратить более серьезные последствия облучения.

## 3. Заключение

Лазерное излучение относится к вредным и опасным для здоровья факторам, требующим соответствующей гигиенической регламентации и контроля. Подготовленные нами проекты новых нормативно-методических документов (ГН и СП) позволят обеспечить адекватную гигиеническую оценку ЛИ на рабочих местах и в окружающей среде. Дальнейшее совершенствование системы обеспечения лазерной безопасности требует объединения усилий специалистов в области клинических исследований, санитарно-гигиенического нормирования, производственной гигиены и охраны труда, лазерной техники и метрологии.

## Список литературы


1. Andrikopoulos A., Thanopulos I. Biological effects of laser irradiation and occupational safety //Electromagnetic Radiation: History, Theory and Research. 2018. P.135 – 156.
2. Пальцев Ю.П. Эффекты воздействия лазерного излучения /в кн. Воздействие на организм человека опасных и вредных производственных факторов. Медико-биологические и метрологические аспекты. Справочник в 2-х томах. т. 1. – М.: ИПК Изд – во стандартов. 2004. С.170 – 189.
3. Петрова М.Д., Малькова Н.Ю. Негативное воздействие лазерного излучения видимой области спектра на население. Обзор //Здоровье населения и среда обитания. 2021. Т.29. №9. С.44-49. Doi: https://doi.org/10.35627/2219-5238/2021-29-9-44-49.
4. Желтов Г.И., Кондрашов Н.Г., Рубанов А.С., Линник Л.А. Термические эффекты при воздействии лазерного излучения на ткани глазного дна //Квантовая электроника. 1979. Т. 6, № 6. С. 1296 – 1303.
5. Черепнин А.И., Цыганкова А.И., Сипина Ю.В., Елсакова Н.В. Клинические случаи повреждения сетчатки в быту инфракрасным излучением лазерной указки //Современные технологии в офтальмологии. 2018. № 2. С. 280–282.
6. Robertson D.M., McLaren J.W., Salomao D.R., Link T.P. Retinopathy from a green laser pointer: a clinicopathologic study. Arch. Ophthalmol. 2005;123(5):629–633. doi: 10.1001/archopht.123.5.629.
7. Turaka K, Bryan JS, Gordon AJ, Reddy R, Kwong HM Jr, Sell CH. Laser pointer induced macular damage: case report and mini review //Int. Ophthalmol. 2012 Jun;32(3):293-7. doi: 10.1007/s10792-012-9555-z.
8. Mtanes K., Mimouni M., Zayit-Soudry S. Laser pointer–induced maculopathy: More than meets the eye. J. Pediatr. Ophthalmol. Strabismus. 2018;55(5):312–318. doi: 10.3928/01913913- 20180405-01.
9. Thanos S., Böhm M., Meyer zu Hörste M., Schmidt PF. Retinal damage induced by mirror-reflected light from a laser pointer. BMJ Case Rep. 2015;2015:bcr2015210311. doi: 10.1136/bcr-2015-210311.
10. Пальцев Ю.П., Походзей Л.В. Актуальные проблемы лазерной гигиены //Материалы 16-го Российского Национального Конгресса с международным участием «ПРОФЕССИЯ и ЗДОРОВЬЕ», 21-24 сентября 2021 г., Владивосток. — М.: НКО АМТ, 2021 — 624 стр., с. 381 – 384.
11. Б. Рахманов, В. Кибовский. Лазер. Все же какого он класса опасности? Часть 1. Фотоника. 2015.-53(5): 42 – 49.
12. Малькова Н.Ю., Лугиня В.С., Петрова М.Д. Основные проблемы стандартизации в области лазерной безопасности /Итоги и перспективы развития медицины труда в первой четверти XXI века: мат. науч. конф. с междунар. уч. /под ред. С.В. Гребенькова, И.В. Бойко, Л.В. Довгуши.- СПб.: Изд-во СЗГМУ им. И.И. Мечникова, 2019.- с. 95-97.
13. Рахманов Б.Н., Пальцев Ю.П., Кибовский В.Т. Проблема противоречий в нормативной базе лазерной безопасности. Гигиена и санитария. 2017; 96 (6): 535-540.

# Радиофотонный согласованный приемник для обработки сверхширокополосных сигналов [1]

[1,2] Кулагин В. В., [3,4] Валуев В. В., [5] Буркитбаев Д. Е., [2] Корниенко В. Н., [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*
[5] *МГУ им. М. В. Ломоносова*
*г. Москва, 119991, Ленинские горы, 1, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Предложена схема радиофотонного корреляционного приемника для быстрой обработки сверхширокополосных СВЧ сигналов. С помощью численного моделирования исследована работа такого приемника и найдены его характеристики, такие как потенциальное быстродействие, точность определения максимума выходного сигнала и др..*

## 1. Введение

Радиофотонные технологии интенсивно развиваются в последние годы, предлагая новые методы генерации, приема и обработки СВЧ сигналов. Очевидными преимуществами радиофотонных устройств являются чрезвычайно широкая полоса, которая может составлять 100 гигагерц и более, возможность удаленного программного управления режимами работы, гибкость формирования новых устройств, выполняющих определенные функции, защищенность от электромагнитных помех, малый вес и размеры, невысокая стоимость при массовом производстве и др.. Применение радиофотонных технологий в радиолокации приведет к созданию полностью радиофотонных масштабируемых сверхширокополосных радиолокационных комплексов, являющихся по существу принципиально новым поколением систем дистанционного зондирования с возможностями, существенно превосходящими возможности современных установок, и обеспечивающих уникальные характеристики обнаружения и сопровождения целей, в том числе, с возможностью реализации режима радиовидения [1-6].

Одним из направлений, где радиофотонные технологии могут обеспечить существенное преимущество перед традиционными электронными технологиями, является быстрая обработка сверхширокополосных сигналов. Для этих целей могут применяться аналоговые радиофотонные процессоры, которые позволяют значительно увеличить быстродействие и дают возможность создать интегрально-оптическую реализацию системы с существенно уменьшенными массой и габаритами, что чрезвычайно важно, например, при реализации зондирующего комплекса с мобильными приемными системами, располагающимися на беспилотных летательных аппаратах. Первые радиофотонные программируемые процессоры для выполнения определенных операций уже реализованы в лабораторных условиях [7-9] и в ближайшее время могут поступить в производство.

## 2. Параллельный фильтр в качестве согласованного приемника

Специализированный аналоговый процессор, реализующий радиофотонный согласованный приемник для обработки сверхширокополосного входного СВЧ сигнала, удобно построить в виде оптимального фильтра. В этом случае необходимо наблюдать за выходным сигналом фильтра, и в момент превышения этим сигналом определенного порога принимается решение об обнаружении цели. Время прихода сигнала (дальность до цели) рассчитывается по времени достижения максимального значения выходным сигналом фильтра. Радиофотонный оптимальный фильтр может быть реализован по схеме параллельного фильтра [10-13]. Здесь входной сигнал разделяется на несколько каналов, в каждом канале вводится определенная задержка сигнала, а также осуществляется изменение его амплитуды (взвешивание), после этого выходные сигналы со всех каналов складываются. Преимуществом такой схемы для коротких сигналов является относительно

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 19-29-06108 и 20-07-00768.

небольшое число требуемых каналов. В то же время параллельная схема обеспечивает минимальное время обработки входного сигнала фильтра, которое может быть порядка двух длительностей сигнала. Последовательные фильтры требуют намного более длительных времен обработки. Частотный коэффициент передачи оптимального фильтра определяется характеристиками излучаемого импульса [11]. По импульсу рассчитываются весовые коэффициенты параллельного фильтра, которые затем передаются на оптические аттенюаторы в линиях задержки. Набор весовых коэффициентов может храниться в памяти приемной системы для каждого типа излучаемого импульса и передаваться на параллельноый фильтр непосредственно в процессе работы при необходимости смены типа импульса. Если используется всего один тип излучаемого импульса, то весовые коэффициенты могут быть аппаратно фиксированы.

Для численного моделирования характеристик оптимального фильтра была разработана математическая модель, а также определены источники шумов и их параметры, включающие дробовой шум, тепловые шумы схемы, амплитудный и частотный шумы лазерного источника, темновой шум фотодетектора и др. Был разработан и отлажен численный код для проведения моделирований. Численные моделирования проводились для различных входных сверхширокополосных сигналов - сигнала прямоугольного вида (для тестовых целей и как аналога видеосигналов), радиосигналов с длительностью 0.6 нс и 3 нс, импульсов с линейной частотной модуляцией и др. Определены характеристики согласованного приемника, реализованного по схеме параллельного фильтра, такие как потенциальное быстродействие, точность определения максимума выходного сигнала и др.. Поскольку параллельный фильтр базируется на оптической передающей линии, согласованный приемник может обеспечить отношение сигнал/шум на уровне 40-60 дБ для сигналов с шириной полосы в несколько гигагерц. Выяснено влияние числа линий задержки и разности их длин на выходной сигнал оптимального фильтра. Для случая переменной разности длин соседних линий задержки форма выходного сигнала может значительно искажаться и становиться несимметричной. В то же время при таких изменениях вершина импульса отклика сохраняет свое положение и совпадает с точкой окончания входного импульса, что позволяет использовать параллельные фильтры с неравномерным расположением точек вычисления весовых коэффициентов.

## 3. Заключение

Исследованы характеристики радиофотонного согласованного приемника, реализованного по схеме параллельного фильтра. Продемонстрированы его хорошие фильтрующие свойства. Внутренние шумы оптимального приемника обеспечивают отношение сигнал/шум, достаточное для уверенного обнаружение входного сигнала и определения времени его прихода.

## 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. 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.
3. Pan S., Zhang Y. Microwave Photonic Radars // J. of Lightwave Technol. 2020. Vol. 38. P. 5450–5484.
4. Dong J., Zhang F., Jiao Z. et al. Microwave photonic radar with a fiber-distributed antenna array for three-dimensional imaging // Optics Express. 2020. Vol. 28. No. 13. P. 19113.
5. Xiao X., Li S., Peng S. et al. Photonics-based wideband distributed coherent aperture radar system // Opt. Express. 2018. Vol. 26. No. 26. P. 33783–33796.
6. Fan B. et al. Microwave photonic bistatic radar for real-time and high-resolution imaging // IEEE photonics technology letters. 2020. Vol. 32. No. 21. P. 1397–1400.
7. Capmany J., Gasulla I., Pérez D., Microwave photonics: The programmable processor // Nature Photon. 2016. Vol. 10. P. 6–8.
8. Marpaung D., Yao J., Capmany J.. Integrated microwave photonics // Nature Photon. 2019. Vol. 13. No. 2. P. 80–90.
9. 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.
10. Capmany J., Ortega B., Pastor D. A Tutorial on Microwave Photonic Filters // J. of Lightwave Technology. 2006. V. 24. P. 201–219.
11. Durand O., Dolfi D., Laude V. et al. Optical architecture for programmable filtering of microwave signals // Optics Letters. 1996. V. 21. No 11. P. 803–805.
12. Lee J., Chang Y., Han Y. et al. Fully reconfigurable photonic microwave transversal filter based on digital micromirror device and continuous-wave, incoherent supercontinuum source // Applied Optics. 2007. V. 46. No 22. P. 5158–5162.
13. Muzammil A., Nabeel R. Programmable broadband radio-frequency tranversal filter with compact fiber-optics and digital microelectromechanical system-based optical spectral control // Applied Optics. 2004. V. 43. No 15. P. 3159–3154.

# Предвестники землетрясений в регионе Черного и Средиземного морей, Ближнего и Среднего Востока

Вольвач А.Е.[1], Коган Л.П.[2], Канониди К.Х.[3], Надежка Л.И.[4],

Бубукин И.Т.[5], Кислицын Д.И.[2], Борейко К.В. [6]

[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория, Ялта, 298688, Крым, Российская Федерация*
[2] *Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет, Нижний Новгород, Российская Федерация*
[3] *Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова РАН, Москва, , Российская Федерация*
[4] *Воронежский государственный университет, Воронеж, , Российская Федерация*
[5] *Научно-исследовательский радиофизический институт при Нижегородском государственном университете им. Н. И. Лобачевского, Нижний Новгород, Российская Федерация*
[6] *Физико-технический институт ФГАОУ ВО «КФУ имени В.И. Вернадского», Крым, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *В этой статье рассматриваются предвестники землетрясений, связанные с изменениями статистики физических и биофизических полей, которые могут содержать информацию о процессе подготовки ожидаемого сейсмического события. Применяемый подход связан с исследованием изменения энтропии измеряемых полей, которое возникает вследствие активизации процессов разломов литосферных плит непосредственно перед землетрясением. Удалось выявить феномен процессов с высокой степенью детерминированности, возникающих за короткий промежуток времени перед сейсмическим событием.*

## 1. Введение

Предлагаемая методика основана на анализе изменений статистики как магнитного поля, так и шума пчел в улье в течение интервалов времени порядка двух суток перед моментом землетрясения. Одним из наиболее эффективных предвестников землетрясений являются вариации геомагнитного поля [1–6]. Поскольку в данном случае рассматриваемые измерения проводились на значительном, до нескольких тысяч километров, удалении от эпицентра сейсмического события, то с высокой вероятностью модификации шума пчел также могут быть связаны только с флюктуациями магнитного поля, генерируемыми областью подготовки надвигающегося сейсмического события. В данной статье применена методика, предложенная в [7] и затем, в модифицированном виде, в [8], и позволяющая, как видно из проведенных ниже вычислений, обнаруживать влияние процесса «итоговой подготовки» сейсмических событий в режиме, близком к реальному времени.

## 2. Теория

В этой статье исследуются изменения статистики физических и биофизических полей в периоды времени, предшествующие сейсмическим событиям. Далее считаем, что любое указанное поле может быть записано в следующем виде: $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$ (1)
Здесь случайная величина (СВ) $x_1(t)$— «обычный» стохастический фоновый шум, а случайный процесс $x_2(t)$связан исключительно с влиянием процесса подготовки землетрясения. В работе вводится предположение о высоком уровне статистической независимости этих двух случайных величин. В результате мы полагаем, что появление в (1) слагаемого $x_2(t)$, связанного с подготовкой надвигающегося землетрясения, со статистически значимой вероятностью приведет к значительному изменению значений функционала вида

$$L(n) = \frac{A}{M}\sum_{l=n-M+1}^{n}|\mathcal{L}_l| \ , \quad \mathcal{L}_l = \sum_{m=0}^{N-1}(-1)^m P_{m,l} \ . \qquad (4)$$

(2)
Здесь множитель $A$ вводится с целью перехода к удобной для анализа области значений данного функционала, $l$ – номер отрезка реализации, аргумент $n$ отвечает моменту времени завершения отрезка реализации с этим номером, а коэффициенты $P_{m,l}$ есть вероятности попадания значений СВ $F[x(t)]$ в ячейку номер $m$, при замене $x$ на $F(x)$. При дальнейших вычислениях, в частности, будет эмпирически проведена проверка эффективности использования функционала (2) как индикатора приближения моментов времени начала сейсмических событий.

С целью проверки результатов были приведены расчеты шума пчел внутри улья, записанный в те же дни, что и магнитное поле по данным КрАО. Результаты вычислений сопоставлялись с теми же землетрясениями. Измерения проводились в Крыму на полигоне НИРФИ ННГУ, расположенном в районе палеовулкана Карадаг, который активно действовал во время Юрского периода.

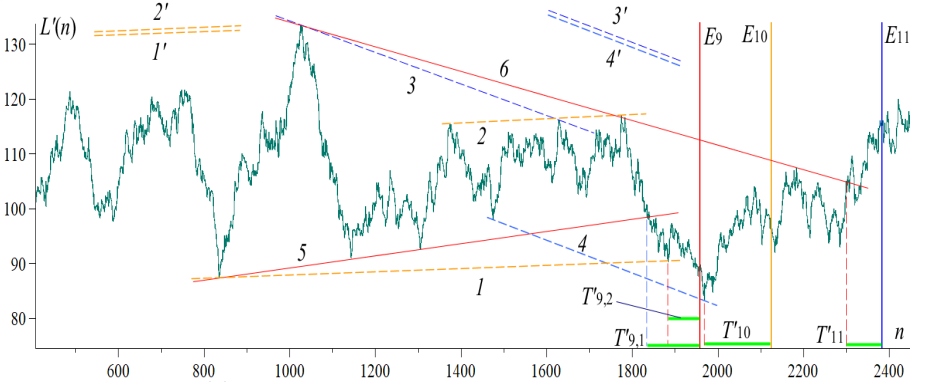



Рис. 1. Зависимость $L'(n)$, построенная по измерениям шума пчел на полигоне «Карадаг» за 7 и 8 августа 2019 года.

Ось абсцисс отвечают времени по UTC (в минутах), начало кривой $L'(n)$ соответствует моменту, отстающему на $M = 100$ мин. от времени начала работы диктофона. Как следует из данного рисунка, перед моментами сейсмических событий имеют место в целом те же изменения, что и в случае измерений магнитного поля. Кратко поясняя расчет интервалов $T'_{9,1} = 127$ мин., $T'_{9,2} = 77$ мин., $T'_{10} = 158$ мин. и $T'_{11} = 85$ мин., заметим, что пары прямых *1* и *2*, а также *3* и *4* образуют каналы с отличием направлений соответствующих границ не более $\Delta\tilde{\alpha} \lesssim 0.5°$ и соответственно $\Delta\alpha \lesssim (0.1 \div 0.2)°$ (степень их параллельности демонстрируется прямыми $1'$ и $2'$, а также $3'$ и $4'$).

## 3. Заключение

Такие явления, как следует из вычислений, с большой вероятностью могут рассматриваться как краткосрочные предвестники факта «итоговой подготовки» надвигающегося удаленного землетрясения. В результате анализа полученных результатов удалось сформировать язык, то есть совокупность логически связанных определений, на основе которого появляется возможность подхода к решению задачи об оценке состояния геофизических процессов в режиме текущего времени.

## Список литературы


1. Собисевич А.Л., Собисевич Л.Е., Кононади К.Х. УНЧ возмущения в вариациях магнитного поля Земли (результаты обсерваторских наблюдений) М.: ИФЗ РАН, 2019. 224 с.
2. Липеровский В.А., Гладышев В.А., Шалимов С.С. Литосферно-ионосферные связи перед землетрясениями // Изв. АН СССР. Физика Земли. 1991. № 3. С. 26–35.
3. Бахмутов В.Г., Седова Ф.И., Мозговая Т.А. Морфологические признаки в структуре геомагнитных вариаций накануне и в период подготовки сильнейшего землетрясения 1998 года в Антарктиде // Украинский антарктический журнал. 2003. № 1. С. 54–60.
4. Гохберг М.Б., Гасанов А.Г., Моргунов В.А., Метакса Х.П., Герасимович Е.А., Рзаев А.Г., Колесниченко К.Р. Об исследовании высокочастотного электромагнитного предвестника землетрясений на Щеки-Шемахинском прогностическом полигоне Азербайджанской ССР // Докл. АН Аз ССР. 1985. № 6. С. 87–89.
5. Собисевич Л.Е., Кононади К.Х., Собисевич А.Л. Аномальные геомагнитные возмущения в вариациях магнитного поля Земли на этапах подготовки и развития глубокофокусных землетрясений // ДАН. 2013. Т. 453. № 3. С. 329–333.
6. Собисевич Л.Е., Кононади К.Х., Собисевич А.Л. Изучение ультранизкочастотных электромагнитных возмущений, регистрируемых в районе Эльбрусского вулканического центра // Изменение окружающей среды и климата: природные и связанные с ними техногенные катастрофы. Под ред. акад. Н.П. Лаверова. М.: ИФА РАН. 2008. Т. 6. С. 157–163.
7. Коган Л.П. Изменение статистических функционалов от критической частоты слоя f2 ионосферы перед сильными землетрясениями // Геомагнетизм и аэрономия. 2015. Т. 55. № 4. С. 525–539.
8. L.P. Kogan, I.T. Bubukin, V.B. Shtenberg. To the question of calculating the probability of strong earthquakes in real time // Chaos, Solitons and Fractals. 2021, V 145. April 2021. 110807.

# Анализ методов идентификации космических объектов

[1]Афонин И. Л., [1]Поляков А. Л., [1]Дидус В. Т., [1]Шундрин М. И.
*[1]Севастопольский государственный университет*
*299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация*
E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

***Аннотация:*** *Активное освоение космоса привело к тому, что на орбитах Земли скопилось огромное количество космических объектов (КО): космические аппараты (КА), ступени ракет-носителей, фрагменты разрушившихся КА и средств их выведения и т. д. В связи с этим постоянно растет значимость ведения полномасштабного и эффективного контроля космического пространства (ККП). В публикации предложен анализ существующих и перспективных методов идентификации КО и возможности их эффективного применения центрами ККП.*

.

## 1. Введение

В условиях форсированного освоения космического пространства особое значение приобретает задача повышения эффективности и качества применения существующих наземных космических средств и, в частности, системы ККП.

В настоящее время полномасштабный контроль космического пространства ведут только Россия и США. В последнее время этому вопросу уделяется существенное внимание со стороны Китая. В настоящее время в Китае проблематикой своевременного обнаружения и слежения за объектами на околоземных орбитах занимается целый ряд научно-исследовательских организаций и в этом вопросе есть существенный прогресс.

Качество функционирования систем ККП определяется способностью выполнять задачи по назначению с заданной точностью на определенном временном интервале. Основное влияние на качество системы оказывает: состав и разветвленность средств ККП, величина зоны контроля, полнота и время контроля, оперативность выявления и идентификации космических объектов, применяемые методы и алгоритмы идентификации.

## 2. Теоретическая часть

Под идентификацией понимается процесс, устанавливающий соответствие распознаваемого космического объекта своему образцу (данным об этом объекте), имеющимся в центре ККП.

Достаточно подробно исследованы и изучены вопросы идентификации КО на основе измерения текущих навигационных параметров, то есть координатным способом. Основу такого подхода составляют надгоризонтные РЛС дальнего обнаружения. (российские — Воронеж-М, ДМ, ВП, американские — FN/TPS-70, китайские — YLC-4, JYL-1) [1].

Достаточно хорошо отработаны методы, основанные на оптических наблюдениях [2].

Такой подход к решению задачи идентификации является традиционным и подразумевает для ведения полномасштабного контроля наличие достаточно разветвленной сети измерительных средств.

Однако радиолокационные системы осуществляют контроль космического пространства в определенных фиксированных секторах, а использование оптических средств ограниченно метеорологическими и астрономическими условиями наблюдения. Это приводит к образованию неконтролируемых участков (так называемых «дыр») в зоне контроля и длительных периодов ненаблюдаемого полёта КО, а, следовательно, снижает оперативность их выявления и идентификации [3].

Поэтому построение системы ККП на основе традиционных методов идентификации КА в условиях существующей высокой плотности распределения космических объектов на околоземных орбитах не позволяет обеспечить идентификацию всех объектов, находящихся в зоне видимости наземных систем.

Тем более при контроле за КА, меняющих орбиты своего нахождения, идентификация усложняется, а в ряде критически важных случаев становится невозможной. Исходя из этого, был разработан и внедрен новый метод и алгоритм идентификации КА на базе уже существующих радиотехнических систем наземного автоматизированного комплекса управления (НАКУ) космическими аппаратами (КА). В частности, на базе радиотехнических систем с полноповоротными антенными устройствами. Этот метод идентификации основан на приеме и обработке сигналов неконтролируемого излучения (НКИ) постоянно функционирующих блоков бортового специального

комплекса (гетеродинов, кварцевых задающих генераторов (ЗГ) и т. д.). Для параметрической идентификации используется модель процесса нестабильности бортовых ЗГ. Процесс нестабильности, характеризуемый уходами фазы, имеет вид

$$\varphi(t) = g(t) + m(t) + n(t).$$

Первая компонента определяет нестационарность процесса нестабильности. Её трактуют, как детерминированную и определяемую полиномом

$$g(t) = C_0 + c_1 t + c_2 t^2 + \cdots.$$

Вторая компонента m(t) — медленно меняющиеся флуктуации фазы относительно первой компоненты. Можно считать, что это случайный, локальный стационарный процесс с большим временем корреляции. Третья компонента n(t) — быстрые флуктуации частоты по всей выборке, но с малым временем корреляции [4].

Идентификация КО, реализованная на таком подходе позволяет существенно расширить возможности системы ККП, но имеет два существенных недостатка: необходимость наличия априорной информации о параметрах нестабильности ЗГ бортовых систем; применимость метода только для идентификации активных КА и невозможность применения для неработающих КА, а также фрагментов космического мусора.

Для частичного устранения недостатков предыдущего метода идентификации возможно применение метода идентификации, основанного на измерении полной поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) цели. Суть метода основана на том, что при облучении КО сигналом $E_{nx1}$ возникает отраженный сигнал $E_0$, представляющий собой сумму сигналов разных поляризаций с комплексными амплитудами $\dot{E}_{ox1}$ и $\dot{E}_{ox2}$. Связь $E_n$ и $E_0$ для ортогонального базиса ($x$) представляется в виде

$$E_0^{(x)} = S^{(x)} E_n^{(x)}.$$

ПМР КО с относительной фазой для случая совмещенного приема может быть представлена для любого измерительного базиса РЛС в виде

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} e^{j(\varphi_{11} - \varphi_{12})} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} e^{j(\varphi_{22} - \varphi_{21})} \end{pmatrix}.$$

Данный метод повышает возможности идентификации системы ККП. Однако, набор предварительной статистической информации по КО необходим. Т. е. КО идентифицируется классическим координатным методом, а после проведения измерений его ПМР и внесения этих данных в программный алгоритм РЛС можно проводить идентификацию на этой основе. [5]

## 3. Заключение

Проведенный анализ показывает, что известные методы идентификации не являются универсальными, а, следовательно, имеют определенные ограничения в применении. Практически подавляющее число РЛС ККП являются трехкоординатными и производят измерения полного вектора цели, а, следовательно, метод идентификации по координатной информации заложен в боевой алгоритм. Методы, построенные на обработке НКИ, построении кривых блеска КО и измерении ПМР могут рассматриваться как средства расширения возможностей системы ККП в особых важных случаях. Причем, как показывает практика, для реализации подобных алгоритмов не всегда требуется разработка новых радиотехнических средств (РТС). Например, можно использовать (после определенных доработок, дооснащения) РТС наземного автоматизированного комплекса управления КА.

## Список литературы


1. Козелков С. В. Выбор оптимальных методов оценивания параметров движения космических аппаратов // Труды конф. ХВУ «Проблемы совершенствования систем управления и связи». 10-12 декабря 1997. 46с.
2. Козелков С. В. Оценка возможности однопунктного управления закрепленной орбитальной группировкой космических аппаратов объединенным ЦУП // Сб. научн. Тру. «Космическая техника. Ракетное вооружение» Вып. 2. 1999. — С.36-42
3. Меньшиков А. В., Хуторовский З. Н., Смелов В. Л. и др. Идентификация американских и российских каталогов космических объектов // Сб. научн. труд. Института астрономии РАН. 1995 — С. 184 —193.
4. Поляков А. Л., Богдановский А. Н., Моргун А. А. Алгоритм идентификации космических аппаратов по неконтролируемому излучению бортовой аппаратуры // Системы вооружения и военная техника. 2007. Вып. 2(10). — С. 18-20.
5. Казаков Е. Л. Радиолокационное распознавание космических объектов по поляризационным признакам, Харьков,: Из-во ОИУМ, 231 с. ISBN 966-7374-20-3, 2003.

# Прецизионное исследование спектра тонкой структуры кислорода в интересах дистанционного зондирования атмосферы [1]

Серов Е.А., Кошелев М.А., Вилков И.Н., Макаров Д.С.,
Одинцова Т.А., Голубятников Г.Ю., Третьяков М.Ю.

*Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики РАН*
*г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *Представлены результаты прецизионного лабораторного исследования спектра тонкой структуры кислорода, включающего 60-ГГц полосу и линию вблизи 118.75 ГГц. Исследования выполнены на трёх спектрометрах разного принципа действия при существенно различающихся давлениях. Спектры получены с высоким отношением сигнала к шуму порядка нескольких тысяч в широком диапазоне температур и давлений, что позволило изучить тонкие столкновительные эффекты, влияющие на форму отдельных линий и полосы в целом. Результатом исследования стало повышение точности модели распространения миллиметровых волн в атмосфере Земли, что, в свою очередь, позволило повысить точность результатов дистанционного зондирования атмосферы и подстилающей поверхности.*

## 1. Введение

Технологии дистанционного зондирования атмосферы Земли в миллиметровом (ММ) диапазоне имеют большое значение в современном мире. Данные со спутниковых и наземных радиометров дают информацию о профилях температуры и влажности, содержании микропримесей атмосферы. На её основе составляются краткосрочные прогнозы погоды и создаются климатические модели. Линии тонкой структуры кислорода в ММ диапазоне традиционно используются для восстановления вертикального профиля температуры [1]. Точность такого восстановления непосредственно зависит от точности моделирования спектров атмосферного поглощения и определяется: а) корректностью модели формы линий, б) точностью лабораторных данных, на которых базируется моделей. Для применимости в широком диапазоне атмосферных условий модель должна базироваться на результатах прецизионного лабораторного исследования спектров в широком диапазоне температур и давлений с использованием нескольких независимых инструментов для минимизации инструментальных погрешностей.

В данной работе представлен обзор результатов такого исследования спектра тонкой структуры кислорода с помощью трех инструментов разного принципа действия – классическом видеоспектрометре, спектрометре с радиоакустическим детектированием поглощения (РАД спектрометр) и резонаторном спектрометре. Суммарный диапазон давлений составляет 0.001-1500 Торр, что позволяет получать максимально полную и достоверную информацию о форме исследуемых линий.

## 2. Линии тонкой структуры $O_2$

Спектр тонкой структуры включает группу линий в интервале 50−70 ГГц (60-ГГц полоса) и одиночную линию вблизи 118.75 ГГц. Близкое расположение линий полосы приводит к проявлению эффекта их интерференции, обусловленного возможностью столкновительных переходов между уровнями. Чем выше давление, тем сильнее проявляется этот эффект. Для его учета ММ спектр кислорода представляется в виде суммы профилей отдельных линий с учётом поправок 1-го и 2-го порядка, полученных в рамках теории возмущений. Данный подход реализован в модели MPM [2]. Более строгий расчёт спектра производится с использованием формализма ECS [3], но он требует существенно больших временных затрат, поэтому редко применяется на практике. В модели MPM каждая линия тонкой структуры характеризуется набором коэффициентов, определяющих зависимость профиля от температуры и давления: центральная частота, интенсивность, коэффициенты уширения и сдвига линии давлением, коэффициенты столкновительной связи. Все столкновительные параметры линии зависят от скорости молекул («эффект ветра»), что проявляется в искажении (около 1% от максимума) профиля линии вблизи центра. Также необходимо учитывать зависимость параметров линии от температуры.

## 3. Результаты исследований

Во всех спектрометрах в качестве источника излучения используется лампа обратной волны, частота которой стабилизируется с помощью системы фазовой автоподстройки по гармонике микро-

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 18-72-10113.

волнового синтезатора. Спектрометры имеют чувствительность по коэффициенту поглощения, порядка $10^{-9} - 10^{-10}$ см$^{-1}$. Описание спектрометров и экспериментальных методик можно найти в [4] и ссылках там. Ниже перечислены основные результаты цикла исследований, часть которых опубликована в наших недавних работах [5-10].

*Центральные частоты и коэффициенты сдвига* линий тонкой структуры измерены на видео- и РАД-спектрометрах. Почти на порядок повышена точность определения центральных частот по сравнению с более ранними исследованиями. В результате неопределённость частот наиболее значимых линий не превышает 1 кГц.

*Столкновительное уширение* линий тонкой структуры в широком интервале температур исследовалось на РАД-спектрометре. Уширение линии 1− исследовалось как на РАД, так и на резонаторном спектрометрах. Это позволило получить зависимость ширины линии от давления в диапазоне 0.4−1000 Торр. Экспериментальные точки хорошо описываются линейной зависимостью во всем диапазоне давлений, что свидетельствует о слабом влиянии систематической инструментальной погрешности на результаты. Часть параметров измерена впервые, остальные определены с более высокой точностью.

*«Эффект ветра»*. В измерениях на резонаторном и РАД спектрометрах впервые определены параметры зависимости столкновительного уширения от скорости поглощающих молекул (в рамках квадратичной модели) для всех значимых линий тонкой структуры.

*Интегральная интенсивность* линии 1− определена с помощью резонаторного спектрометра с субпроцентной погрешностью (~ 0.4%). Полученное значение может использоваться для коррекции интенсивности остальных линий тонкой структуры.

*Параметры столкновительной связи* измерены напрямую с помощью резонаторного спектрометра для линии 1− [8]. Для линий 60-ГГц полосы они определяются из экспериментальных записей с помощью решения обратной некорректной задачи. В работе [10] представлен анализ экспериментальных данных, позволивший повысить точность моделей атмосферного поглощения MPM и ECS. Достигнуто среднеквадратичное отклонение модели от экспериментальных данных на уровне 0.025 дБ/км при комнатной температуре. Также исследовано влияние на профиль линии (и полосы в целом) зависимости параметров столкновительной связи от скорости молекул [9].

## 4. Заключение

Результаты прецизионного исследования линий тонкой структуры $O_2$ в ММ диапазоне, полученные в ИПФ РАН, учтены в последних версиях моделей распространения излучения [2], которые применяются для анализа данных дистанционного зондирования атмосферы. Они позволяют достичь субпроцентного уровня погрешности при моделировании поглощения ММ излучения в атмосфере в широком диапазоне метеоусловий.

### Список литературы


1. Швецов А. А., Караштин Д. А., Федосеев Л. И., Мухин Д. Н., Скалыга Н. К., Большаков О. С., Фейгин А. М. Наземное зондирование термической структуры средней атмосферы в диапазоне частот 50—60 ГГц // Изв. вузов. Радиофизика. 2011. Т. 54. № 8/9. С. 631—639.
2. Rosenkranz P. W. Line-by-line microwave radiative transfer (non-scattering) // Remote Sens. Code Library [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://cetemps.aquila.infn.it/mwrnet/lblmrt_ns.html (дата обращения: 19.05.2022).
3. Makarov D. S., Tretyakov M. Yu., Boulet C. Line Mixing in the 60-GHz Atmospheric Oxygen Band: Comparison of the MPM and ECS Model // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2013. Vol. 124. P. 1–10.
4. Serov E. A., Stolarczyk N., Makarov D. S., Vilkov I. N., Golubiatnikov G. Yu., Balashov A. A., Koshelev M. A., Wcisło P., Thibault F., Tretyakov M. Yu. CO-Ar collisions: ab initio model matches experimental spectra at a sub percent level over a wide pressure range // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2021. Vol. 272. 107807.
5. Koshelev M. A., Golubyatnikov G. Yu., Vilkov I. N., Tretyakov M. Yu. Molecular Oxygen Fine Structure with Sub-kHz Accuracy // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2022. Vol. 278. 108001.
6. Koshelev M. A., Vilkov I. N., Tretyakov M. Yu. Pressure Broadening of Oxygen Fine Structure Lines by Water // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2015. Vol. 154. P. 24–27.
7. Koshelev M. A., Vilkov I. N., Tretyakov M.Yu. Collisional broadening of oxygen fine structure lines: The impact of temperature // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2016. Vol 169. P. 91–95.
8. Koshelev M. A., Delahaye T., Serov E. A., Vilkov I. N., Boulet C., Tretyakov M. Yu. Accurate Modeling of the Diagnostic 118-GHz Oxygen Line for Remote Sensing of the Atmosphere // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2017. Vol. 196. P. 78–86.
9. Koshelev M. A., Vilkov I. N., Makarov D. S., Tretyakov M. Yu., Rosenkranz P. W. Speed-Dependent Broadening of the $O_2$ Fine-Structure Lines. J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2021. Vol 264. 107546.
10. Makarov D. S., Tretyakov M. Yu., Rosenkranz P. W. Revision of the 60-GHz Atmospheric Oxygen Absorption Band Models for Practical Use // J. Quant. Spectrosc. Rad. Trans. 2020. Vol. 242. 106798.

# Поляризационная селекция объектов на радиолокационном изображении земной поверхности[1]

Гулько В. Л., Мещеряков А. А.

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

***Аннотация:*** *Рассматривается возможность использования поляризационно-модулированных по углу эллиптичности и углу ориентации эллипса поляризации зондирующих сигналов для выделения точечных поляризационно-изотропных объектов на радиолокационном изображении земной поверхности. В качестве поляризационного модулятора использовалась вращающаяся четвертьволновая фазовая пластина. Приведены экспериментальные результаты поляризационной селекции поляризационно-изотропного трехгранного уголкового отражателя на радиолокационном изображении земной поверхности.*

## 1. Введение

Эффективность поляризационной селекции радиолокационных объектов на фоне мешающих отражений от земной поверхности во многом определяется правильным выбором метода и техники обработки поляризационно-модулированных сигналов, позволяющих одноканальным РЛС осуществлять селекцию объектов по поляризационным признакам и отображением результатов на радиолокационном изображении (РЛИ) на экране индикатора РЛС. Поляризационные характеристики радиолокационных объектов описываются матрицей рассеяния (МР) [1] в виде.

$$[S]=\frac{(\lambda_1+\lambda_2)}{2}\left\{\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}+\mu\begin{bmatrix}\cos 2\alpha & \sin 2\alpha\\ \sin 2\alpha & -\cos 2\alpha\end{bmatrix}\right\}, \qquad (1)$$

где $\lambda_1$ и $\lambda_2$ - модули собственных чисел МР; $\mu=\frac{\lambda_1-\lambda_2}{\lambda_1+\lambda_2}$ - коэффициент анизотропии радиолокационного объекта. $\alpha$ - ориентация собственной системы координат МР.

Выражение (1) есть декомпозиция МР в виде взвешенной суммы МР поляризационно-изотропного трехгранного и анизотропного двугранного уголковых отражателей. Степень или коэффициент анизотропии $\mu$ есть весовой коэффициент данной декомпозиции [2], характеризующий анизотропную часть объекта. Выражение (1) справедливо для случая, когда электрические свойства объекта таковы, что он не вносит дополнительного фазового сдвига между ортогональными составляющими падающей волны.

## 2. Поляризационно-модуляционный метод измерения поляризационных характеристик радиолокационных объектов

Для описания взаимодействия поляризационно-модулированных с частотой $\Omega$ по углу эллиптичности и углу ориентации эллипса поляризации зондирующих сигналов с радиолокационным объектом, имеющим МР (1), используем вектора и матрицы Джонса [3]. Тогда сигнал на входе приемника будет иметь вид:

$$\dot{E}_{вх}(\Omega t)=C\cdot\left(\frac{\lambda_1+\lambda_2}{2}\right)\left\{\cos 2\Omega t+\mu\cdot\cos(2\Omega t-2\alpha)+j\frac{\mu}{2}\left(\cos 2\alpha-\cos(4\Omega t-2\alpha)\right)\right\}. \qquad (2)$$

где $C$ – постоянная, учитывающая потенциал РЛС и расстояние до объекта.

Если радиолокационный объект является поляризационно-изотропным, то подставляя в (2) $\lambda_1=\lambda_2$ и $\mu=0$, получим, что амплитуда сигнала на выходе логарифмического приемника будет иметь вид:

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

$$A(\Omega t)[\partial Б] = 20\lg C + 10\lg 0,5(1+\cos 4\Omega t). \quad (3)$$

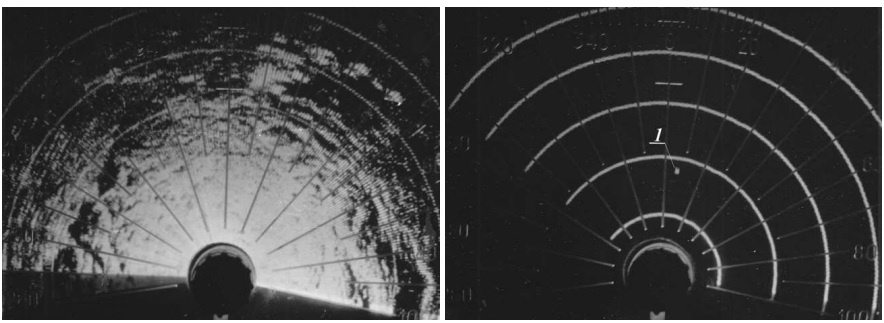
Из (3) следует, что амплитуда сигнала на выходе приемника промодулирована учетверенной частотой вращения четвертьволновой фазовой пластины $4\Omega$ и достигает 100 %-ой глубины модуляции. Это означает, что в спектре огибающей выходного сигнала приемника будет присутствовать спектральная составляющая на частоте $4\Omega$. Применив преобразование Фурье к (3) ее амплитуда определяется как

$$A_{4\Omega} = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} A(\Omega t)\cos 4\Omega t\, d\Omega t, \quad (4)$$

и будет равна 8,69 дБ.

### 3. Метод многоканальной спектральной обработки принятых сигналов

В качестве информативного признака для осуществления поляризационной селекции поляризационно-изотропных объектов будем использовать амплитуду четвертой гармоники частоты поляризационной модуляции, содержащейся в спектре огибающей принятых сигналов. Тогда реализация метода поляризационной селекции будет заключаться в том, чтобы в каждом из $N$ стробов по дальности измерить амплитуду четвертой гармоники сравнить с её порогом и результат сравнения отобразить на экране индикатора РЛС. На рис. 1 приведены два РЛИ одного и того же участка земной поверхности. На рис. 1 а РЛИ получено с фиксированной вертикальной поляризацией излучения. На рис. 1 б в режиме поляризационной селекции, когда осуществлялась поляризационная модуляция сигнала. Отметка от объекта (цифра 1) – поляризационно-изотропный трехгранный уголковый отражатель.




а) б)

Рис.1. РЛИ одного и того же участка земной поверхности
а) - с фиксированной вертикальной поляризацией излучения, б) – с поляризационной модуляцией излученного сигнала

### 4. Заключение

Использование поляризационно-модулированных по углу ориентации и углу эллиптичности эллипса поляризации зондирующих сигналов позволяет эффективно решать задачи выделения точечных поляризационно-изотропных объектов на РЛИ земной поверхности.

### Список литературы

1. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Томск: Издательство Томского университета, 2006. 349 с.
2. Богородский В.В., Канарейкин Д.Б., Козлов А.И. Поляризация рассеянного и собственного радиоизлучения земных покровов. Л.: Гидрометеоиздат, 1981. 279 с.
3. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М.: МИР, 1981. 588 с.

# Модели сигналов, отраженных от элементов рельефа местности, при двухпозиционной радиолокации

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:*** *предлагаются модели сигналов импульсной РЛС, отраженных от элементов рельефа местности, по результатам радиофизического эксперимента.*

## 1. Введение

Доклад подготовлен по результатам экспериментальных исследований распространения радиоволн сантиметрового диапазона на наземных трассах [1]. В ходе экспериментов выяснилось, что имеется возможность определять координаты РЛС из одного приемного пункта, используя отражения излученных ею сигналов от множества элементов рельефа местности. Алгоритм определения положения РЛС основан на сравнении координат возможных отражателей на карте местности с координатами, вычисленными по измеренным пеленгам источников отражений и задержек отраженных сигналов относительно прямого. Цель доклада – оценить возможные погрешности определения координат отражателей, связанные с характером отражений.

## 2. Результаты эксперимента

Экспериментальная установка состояла из трехсантиметровой импульсной РЛС, работающей в сканирующем режим, и удаленного приемного пункта. Приемный пункт – моноимпульсный двухбазовый фазовый пеленгатор, имеющий неподвижные антенны с шириной ДНА 36 градусов в горизонтальной плоскости, дополненный цифровым устройством регистрации прямых сигналов РЛС и следующих за ним отражений во временном окне длительностью до 10 мкс. На рис. 1 показан фрагмент карты местности, на который нанесены координаты отражателей, вычисленные по измеренным пеленгам и задержкам. Отражатели показаны белыми точками. Видно, что они представляют собой точечные или распределенные объекты. Выделим три типа отражающих объектов, вероятность присутствия которых на трассе велика.

1. Точечные отражатели – отражатели, размеры которых меньше элемента разрешения измерительной установки. Измерительная установка обладает разрешением только по дальности, равным $c\tau_{\text{и}}$. Принимаемый отраженный сигнал по форме совпадает с зондирующим, существенных погрешностей определения его положения по пеленгу и задержке, связанных с характером отражения нет.
2. Множественные отражатели. К отражателям этого типа мы относим группы деревьев, кустарников, искусственных сооружений и других объектов, имеющих совокупный размер порядка элемента разрешения $c\tau_{\text{и}}$, полностью облучаемых зондирующим сигналом РЛС и отображаемых на карте местности в виде точек. Принятые сигналы являются суперпозицией отражений от множества «светящихся точек», находящихся в случайных фазовых соотношениях. В результате флуктуирует амплитуда принимаемого сигнала, искажается его форма, флуктуирует кажущийся центр излучения. Пример реализации отражений от множественной цели дан на рис. 2.

Оценка по методике монографии [2] дает в худшем случае вероятность выхода кажущегося центра излучения за пределы контура множественного отражателя 0,138.

3.Кромки лесных массивов и кустарников. Кромки лесных массивов (кустарников) можно рассматривать как вертикальную (в общем случае изогнутую) поверхность, от которой происходят отражения в горизонтальной плоскости. Представим отраженные сигналы в виде следующей модели:

$$s_{\text{отр}}(t) = \sum_{i=1}^{N} k_i\, s(t-\tau_i) + \sum_{i=N+1}^{M} k_i\, s(t-\tau_i) + \sum_{i=M+1}^{L} k_i\, s(t-\tau_i) \;+ n(t)\,, \qquad (1)$$

где $k_i$ и $\tau_i$ - случайные амплитудные коэффициенты и временные задержки парциальных сигналов.

В зависимости от их значений формула позволяет представлять принимаемые сигналы в виде раздельных импульсов, подобных изображенным на рис. 2, либо одного длинного импульса. В рассматриваемой ситуации применим тот же подход к определению статистических характеристик положения «кажущегося центра отражения», что и при рассмотрении «множественных отражателей».

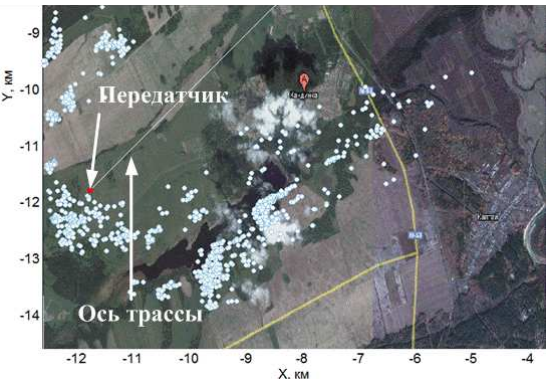



Рис. 1. Вычисленное местоположение отражателей




Рис. 2. Пример реализации отражений от множественной цели

## 3. Выводы

Измеряемые координаты источников отражений могут отличаться от действительных в силу множественности отражений. Если принимаются сигналы от одного «множественного отражателя», вероятность выхода «кажущегося центра отражения» за пределы наблюдаемого объекта невелика. Если же принимаемые сигналы являются суперпозицией отражений от двух объектов, то в результате измерений может индицироваться не существующий объект.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект № FEWM-2020-0039.

### Список литературы

1. Денисов В.П. 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 с.
2. Островитянов Р.В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов // М.: Радио и связь, 1982, 232 с.

# Увеличение чувствительности нелинейного видеоимпульсного радиолокатора за счет калибровки на свободное пространство [1]

Семенов Э. В.

*Институт сильноточной электроники СО РАН*
*г. Томск, 634055, пр. Академический, 2/3, Российская Федерация*
*edwardsemyonov@narod.ru*

***Аннотация:*** *Показано, что в ближнепольном видеоимпульсном локаторе нелинейная реакция приемника на остатки зондирующего сигнала составляет 1…10%, что не позволяет наблюдать нелинейный отклик реальных электронных приборов. Предложен метод калибровки на свободное пространство, дающий компенсацию реакции на остатки тестового сигнала, включая ее нелинейный аспект. Данным методом экспериментально втрое улучшена чувствительность локатора. Приведен иллюстративный пример, показывающий обнаружение объекта при наличии калибровки на свободное пространство и невозможность обнаружения без нее.*

## 1. Введение

Использование видеоимпульсных сигналов в нелинейной локации позволяет получить большие пиковую мощность (дальность), проникающую способность и лучшее пространственное разрешение [1—2]. Однако обеспечить требуемую чувствительность приемника проблематично. В локаторах с гармоническими сигналами зондирующий сигнал и линейный отклик объекта подавляются режекторными фильтрами [3]. В сверхширокополосной (СШП) локации применение частотной селекции невозможно. Зондирующий сигнал в таких локаторах может быть подавлен на 40…50 дБ мостовыми методами [4], однако и после этого отклик объекта на входе приемника оказывается меньше остатков зондирующего сигнала на 20 дБ и более. В качестве приемников в СШП системах используются АЦП, собственная нелинейность которых при импульсном воздействии составляет порядка 0.1…1% [5]. В описанном случае нелинейные искажения в приемнике определяются остатками тестового сигнала и в пересчете к отклику объекта составляют 1…10%, что не позволяет обнаруживать реальные электронные приборы. В настоящем докладе рассматривается метод компенсации собственной нелинейности приемника, обусловленной реакцией на остатки зондирующего сигнала.

## 2. Метод компенсации собственной нелинейности приемника за счет калибровки на свободное пространство

Сигнал нелинейных искажений $\varepsilon(t)$ находится как взвешенная разность откликов объекта $u_{1,2}(t)$ на тестовые сигналы $x_{1,2}(t)$ разной формы/полярности/амплитуды [1]:

$$\varepsilon(t) = S[u_1(t)] - h(t)*S[u_2(t)], \tag{1}$$

где $h(t) = F^{-1}\{F[x_1(t)]/F[x_2(t)]\}$ – взвешивающая функция, определяющаяся отношением спектров тестовых сигналов, $F$ и $F^{-1}$ – прямое и обратное преобразование Фурье, $S$ – оператор, отражающий нелинейное преобразование сигналов приемником. Отклики на входе приемника определяются как сумма остатков зондирующих сигналов $u_{10,20}(t)$ и откликов от объекта $u_{1r,2r}(t)$. В этом случае:

$$\varepsilon(t) = S[u_{1r}(t) + u_{10}(t)] - h(t)*S[u_{2r}(t) + u_{20}(t)], \tag{2}$$

Для малых изменений аргумента оператор приемника можно считать аддитивным, поэтому:

$$\varepsilon(t) = \{S[u_{1r}(t)] - h(t)*S[u_{2r}(t)]\} + \{S[u_{10}(t)] - h(t)*S[u_{20}(t)]\}. \tag{3}$$

Левое слагаемое в этом соотношении является полезным и характеризует нелинейность объекта зондирования, а правое слагаемое отражает собственную нелинейность приемника $\varepsilon_0(t)$. Сигнал $\varepsilon_0(t)$ можно получить отдельно, зарегистрировав выходные сигналы антенны при отсутствии объекта зондирования. Далее, вычитая этот сигнал из (3), получим нелинейный отклик объекта $\varepsilon_r(t)$:

$$\varepsilon_r(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon_0(t) = S[u_1(t)] - h(t)*S[u_2(t)] - S[u_{10}(t)] + h_0(t)*S[u_{20}(t)]. \tag{4}$$

Здесь учтена возможная нестабильность $x_{1,2}(t)$, поэтому $h_0(t)$ для сигналов $u_{10,20}(t)$ определяется из зарегистрированных в паре с ними тестовых сигналов. Элементарными преобразованиями получаем:

$$\varepsilon_r(t) = \{S[u_1(t)] - S[u_{10}(t)]\} - h(t)*\{S[u_2(t)] - [h_0(t)/h(t)]*S[u_{20}(t)]\}. \tag{4}$$

В данной формуле члены

$$u^*_{1r}(t) = S[u_1(t)] - S[u_{10}(t)] \text{ и } u^*_{2r}(t) = S[u_2(t)] - [h_0(t)/h(t)]*S[u_{20}(t)] \tag{5}$$

по функциональному смыслу соответствуют оценке сигналов-откликов от объекта зондирования. Окончательно можем записать

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FWRM-2021-0015).

$$\varepsilon_r(t) = u^*_{1r}(t) - h(t)*u^*_{2r}(t), \quad (6)$$

где $u^*_{1r}(t)$ и $u^*_{2r}(t)$ определяются с учетом (5).

Эксперимент проведен на макете нелинейного видеоимпульсного ближнепольного магнитного локатора, описанного в [4]. Антенна представляет собой кольцо из коаксиального кабеля РК50-2-11 диаметром 10 см. Она включена в мост Уитстона, подавляющий тестовый сигнал на 46 дБ. Падающая волна от генератора зондирующего сигнала имеет форму меандра и размах 8 В (на нагрузке 50 Ом). В качестве приемника используется осциллограф National Instruments PXI-5114.

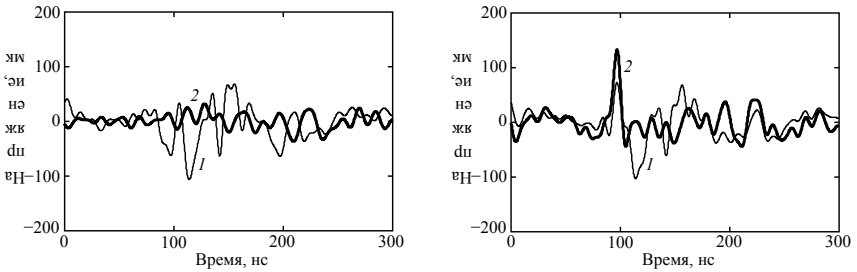



Рис. 1. Нелинейные отклики в отсутствие объекта в окрестности антенны (а) и при наличии кольца диаметром 6 см на расстоянии 3.9 см с диодом BAT41 (б). Кривые *1* – без калибровки на свободное пространство, кривые *2* – с калибровкой

На рис. 1, а приведены нелинейные отклики в отсутствие объекта в окрестности антенны. Кривая *1* получена по (1) (без калибровки). Кривая *2* вычислена по (6) (с калибровкой). Амплитуда данных кривых, по существу, определяет пороговую чувствительность приемника. Без калибровки она составляет 107 мкВ, с калибровкой 37 мкВ. Таким образом, калибровка на свободное пространство в данном эксперименте втрое улучшила чувствительность локатора. На рис. 1, б приведены отклики от нелинейной метки – кольца диаметром 6 см с диодом BAT41. Метка расположена на расстоянии 3.9 см от антенны локатора. На кривой *1* отклик не распознается на фоне собственной нелинейности приемника. На кривой *2* отклик вполне заметен. Его амплитуда составляет 133 мкВ. Данный сигнал превышает пороговую чувствительность приемника с калибровкой в 3.5 раза.

## 3. Заключение

Главным препятствием на пути развития нелинейной видеоимпульсной локации является ограниченная чувствительность приемных устройств. В большей степени это связано с собственной нелинейностью приемника, влияние которой не может быть уменьшено за счет применения частотных преселекторов. Чувствительность можно повысить за счет калибровки на свободное пространство, которая компенсирует реакцию приемника на остатки зондирующего сигнала, в том числе в части нелинейных искажений. За счет данного приема удалось втрое повысить чувствительность локатора. При этом пороговая чувствительность по нелинейному отклику составляет 0.15% от амплитуды сигнала с антенны. При наличии упомянутой калибровки в нелинейном отклике свободного пространства не обнаруживаются видимые систематические компоненты. Это означает, что можно увеличивать чувствительность далее за счет уменьшения собственных шумов приемника.

### Список литературы

1. Semyonov E. V. Nonlinear Scattering of Narrowband and Ultra-Wideband Signals at Equal Peak Intensity // Proc. of 15th IEEE International Conference of Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE) (Novosibirsk, Russia, Nov. 19—20, 2021). P. 278—281.
2. Авдеев В.Б., Бердышев А.В., Панычев С.Н. Сверхкороткоимпульсная сверхширокополосная нелинейная радиолокация // Телекоммуникации. 2006. № 8. С. 23—27.
3. Gallagher K. A. Harmonic radar: theory and applications to nonlinear target detection, tracking, imaging and classification. The dissertation in electrical engineering. The Pennsylvania State University, 2015. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://etda.libraries.psu.edu/files/final_submissions/11380 (дата обращения 12.05.2022).
4. Semyonov E.V. Preselection of the Object Response in a Baseband Pulse Nonlinear Radar // Proc. of International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) (Kazan, Russia, May 13—15, 2021). 4 p.
5. Семенов Э.В., Малютин Н.Д., Лощилов А.Г. Программно-аппаратный комплекс для исследования нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов сверхширокополосными приемниками // Материалы II науч.-техн. конф. «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных РЭС» (Омск, Россия, 15—17 октября 2008). С. 174—177.

# Адаптивная компенсация активных помех в спектральной области при наличии мешающих переотражений в основном и компенсационном приёмных каналах радиоэлектронного средства

[1] Белимов А.М., [1] Мясников С.А., [1] Синицын Е.А, [2] Фридман Л.Б.

[1] *АО «Челябинский радиозавод «Полет»*
*г. Челябинск, 454080, ул. Тернопольская, 6, Российская Федерация*
[2] *ООО «НПК «ТИМ»*
*г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация*
*Lenya2002@bk.ru*

***Аннотация:*** *Выполняется теоретическое обоснование возможности применения метода адаптивной компенсации активных помех при наличии переотражений помех в компенсационном приёмном канале радиоэлектронного средства. При этом рассматриваются переотражения от местных предметов и подстилающей поверхности. Проводится количественный анализ характеристик эффективности рассматриваемого метода при наличии переотражений в основном и компенсационном приёмных каналах. Отмечаются особенности применения рассматриваемого метода в различных наземных и бортовых радиоэлектронных средствах.*

## 1. Введение

В настоящее время проблема обеспечения электромагнитной совместимости различных одновременно работающих радиоэлектронных средств (РЭС) является одной из основных проблем прикладной радиотехники. Существенное влияние на характеристики РЭС оказывают внесистемные помехи, вызванные работой других радиотехнических средств в том же или близком частотных диапазонах [1, 2].

В [3] предложен метод адаптивной компенсации активных помех в спектральной области, отличающийся работоспособностью при наличии переотражений полезного сигнала и помех (переотражения от местных предметов и подстилающей поверхности). Однако в [3] рассматривается лишь случай присутствия переотражений в основном приёмном канале и отмечается, что для сохранения эффективности компенсации переотражения помехи не должны попадать в компенсационный приёмный канал. Для выполнения указанного условия требуется использовать компенсационную антенну, имеющую высокие направленные свойства и, как следствие, большие габаритные размеры. Крайне высокие требования к направленным свойствам компенсационной антенны существенно ограничивают практическое применение рассматриваемого метода [3]. В работе приводятся результаты оценки возможности компенсации активных помех в условиях наличия мешающих переотражений как в основном, так и в компенсационном приёмном каналах.

## 2. Теория

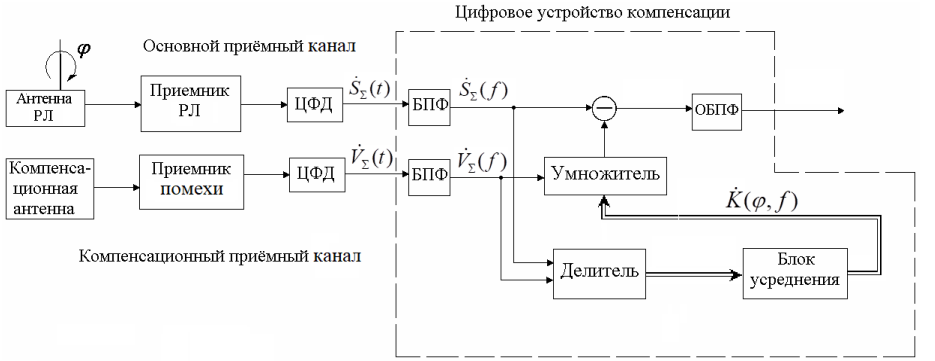
Как следует из рис. 1 [3], после усреднения коэффициенты компенсации в спектральной области, с учётом переотражений в основном и компенсационных каналах, определяются выражением:

$$\dot{K}(\varphi,f)=\overline{\left(\frac{F\left\{\dot{S}_{\Sigma}(t)\right\}}{F\left\{\dot{V}_{\Sigma}(t)\right\}}\right)}=\overline{\left(\frac{F\left\{\sum\limits_{i=1}^{N_S}\dot{S}_P(t-\tau_{si})\cdot\dot{K}_{S_i}\right\}}{F\left\{\sum\limits_{i=1}^{N_V}\dot{V}_P(t-\tau_{vi})\cdot\dot{K}_{V_i}\right\}}\right)}=\overline{\left(\frac{\dot{S}_{\Sigma}(f)}{\dot{V}_{\Sigma}(f)}\right)}=\overline{\left(\frac{\dot{S}_P(f)}{\dot{V}_P(f)}\cdot\frac{\sum\limits_{i=1}^{N_S}\dot{K}_{S_i}e^{-2\pi jf\tau_{si}}}{\sum\limits_{i=1}^{N_V}\dot{K}_{V_i}e^{-2\pi jf\tau_{vi}}}\right)}, \quad (1)$$

где $\varphi$ - угол поворота антенны радиолокатора; $f$ - частота; $\dot{S}_{\Sigma}(t)$, $\dot{V}_{\Sigma}(t)$ - комплексные огибающие суммы активной помехи $\dot{S}_P(t)$, $\dot{V}_P(t)$ и её переотражений соответственно в основном и компенсационном каналах; $t$ - время; $F$ - оператор преобразования Фурье; $N_S$ и $N_V$ - количество переотражений в основном и компенсационном каналах; $\dot{K}_{S_i}$ ($\dot{K}_{V_i}$), $\tau_{si}$ ($\tau_{vi}$) – соответственно коэффициенты ослабления и задержки $i$-ых переотражений в основном (компенсационном) каналах; $j$ - мнимая единица.

В (1) множитель $\dot{S}_P(f)/\dot{V}_P(f)$ представляет собой отношение коэффициентов передачи основного и компенсационного каналов, а множитель $\sum\limits_{i=1}^{N_S}\dot{K}_{S_i}e^{-2\pi jf\tau_{si}}\Big/\sum\limits_{i=1}^{N_V}\dot{K}_{V_i}e^{-2\pi jf\tau_{vi}}$ содержит только коэффициенты ослабления и задержки i-ых переотражений основного и компенсационного каналов.

Т.е. в (1) все составляющие не зависят от времени (при постоянном угловом положении основной антенны). В силу стационарности составляющих выражения (1), усреднённые коэффициенты компенсации $\dot{K}(\varphi, f)$ обеспечат автоматическую адаптацию к условиям распространения помехи в основном и компенсационном приёмных каналах, и, как следствие компенсацию активной помехи.




РЛ – радиолокатор; ЦФД – цифровой фазовый детектор; БПФ/ОБПФ – прямое/обратное преобразование Фурье

Рис. 1. Функциональная схема приемного тракта радиолокатора с использованием метода адаптивной компенсации активных помех в спектральной области

Результаты выполненного математического имитационного моделирования показывают, что переотражения помехи в основном и компенсационном каналах приблизительно одинаково влияют на эффективность адаптивной компенсации. В частности, как следует из таблицы 1, при наличии одного переотражения в любом из приёмных каналов повышение отношения сигнал/помеха (ОСП) за счёт адаптивной компенсации составило от 22,6 до 50,7 дБ (в зависимости от параметров переотражения).

Таблица 1 - Повышение ОСП, дБ

| | | $\tau_{s2}$ ($\tau_{v2}$), мкс | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 0,1 | 0,2 | 0,5 | 1 | 1,5 | 2 | 2,5 |
| $\lvert\dot{K}_{S_2}\rvert$ ($\lvert\dot{K}_{V_2}\rvert$) | 0,1 | 50,7 | 48,1 | 43,8 | 40,4 | 38,5 | 36,0 | 35,2 |
| | 0,2 | 44,8 | 43,0 | 38,4 | 34,1 | 32,8 | 30,4 | 29,3 |
| | 0,5 | 37,8 | 35,9 | 31,1 | 27,5 | 25,5 | 23,6 | 22,6 |

## 3. Заключение

Метод адаптивной компенсации активных помех в спектральной области сохраняет свою эффективность при наличии мешающих переотражений как в основном, так и компенсационном приёмных каналах. Применение рассмотренного метода обеспечивает улучшение отношения сигнал/помеха на величину от 22,6 до 50,7 дБ (в зависимости от параметров переотражения) при наличии переотражения в любом из каналов.

Полученные результаты позволяют существенно упростить практическое применение рассмотренного метода компенсации, в т.ч. значительно снизить требования к направленным свойствам компенсационной антенны и, как следствие, к её габаритным размерам и стоимости. Благодаря этому появляется возможность применять рассмотренный метод в бортовых радиолокаторах, в беспилотных летательных аппаратах и в радиоэлектронных средствах, имеющих ограничение по требуемым массогабаритным характеристикам и стоимости, а также в многоканальных компенсаторах.

### Список литературы

1. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М : Сов. радио, 1978. 292 с.
2. Николаев С. Ф., Фридман Л. Б., Чепель Е. В., Шильдкрет А. Б. Обеспечение электромагнитной совместимости средств телевещания с наземными и бортовыми средствами вторичной радиолокации // Вопросы радиоэлектроники. 2008. № 2. Т. 2. С. 51—61.
3. Фридман Л. Б., Зубков В. А., Мазаян Н. Р. и др. Пат. на полезную модель 103008 (РФ). Устройство адаптивной компенсации телевизионных помех. Опубл. в Б. И., 2011. № 8.

# Мощные вспышки водяного мазера в протозвездной системе IRAS 16293-2422 [1]

[1] Вольвач А. Е., [1] Вольвач Л.Н., [2] Ларионов М. Г., [1] Дмитроца А.И.,
[1] Краморова Д.А., [3] Бурдин Д.В.
[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория, Ялта, 298688, Российская Федерация*
[2] *Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва, Российская Федерация*
[3] *Физико-технический институт ФГАОУ ВО «КФУ имени В.И. Вернадского», Крым, Российская Федерация*
*volvach@bk.ru*

***Аннотация:*** *На основе длительного мониторинга мазера водяного пара на частоте 22.2 ГГц с 2019 по 2021 гг. были зарегистрированы мощные вспышечные явления в IRAS 16293-2422. Мощные короткие вспышки располагались над менее мощными, но более продолжительными. Наблюдалось ненасыщенное состояние самых мощных и самых коротких мазерных вспышек, а также насыщенное состояние более слабых и продолжительных. Получены новые важные параметры мазеров воды и предполагаемое их положение.*

## 1. Введение

IRAS 16293-2422 (далее IRAS 16293) представляет собой молодой звездный объект класса 0, который находится в облачном комплексе ρ Ophiuchus на расстоянии ∼140 пк и имеет общую светимость 20-30 $L_O$ [1-3]. Эта молодая система была открыта более трети века назад и с тех пор интенсивно исследуется в различных диапазонах длин волн [4,5]. IRAS 16293 очень активен и имеет три биполярных выброса [6-9]. В работе представлены новые данные о мощных вспышечных мазерных явлениях воды в протозвездной системе IRAS 16293. В принципе, с помощью мазеров воды можно определить динамические, пространственные и спектральные характеристики областей, в которых формируются физические условия для генерации мазерного излучения.

## 2. Теория

Чтобы понять физическую природу этого сложного вспышечного явления был использован спектрально-временной метод. Такое поведение спектральной плотности потока является одним из важных признаков того, что мазер находился в ненасыщенном состоянии во время вспышки. При этом, зависимость ширины линии $\Delta v$ от плотности потока мазерной линии $S$ должна иметь вид [10]:

$$\Delta v=\Delta v_0/[1+\ln(S/S_0)], \quad (1)$$

где $\Delta v_0$ – тепловая ширина линии молекулы воды, $S_0$ - входной поток в мазерную глобулу. Нами получена аппроксимация наблюдательных данных и соотношение описывает экспериментальную зависимость [11]:

$$1/(\Delta v)^2 = a + b \cdot \ln S. \quad (2)$$

Здесь $a$ и $b$ – коэффициенты. Вычисленная ошибка $\Delta v$ не превышает разрешения по скорости, полученной нами в каждом наблюдении (от 0.03 до 0.1 км/с). Рассчитанные σ (rms) аппроксимации равны соответственно: для Вспышки 1 – 0.098, Вспышки 3 – 0.235, Вспышки 4 – 0.007, Вспышки 5 – 0.033, Вспышки 7 – 0.007.

Менее мощные вспышки в обоих случаях (Вспышка 8 для явления около 6 км/с и Вспышка 4 для явления около 8 км/с) не имеют суженных спектральных линий, а значит, скорее всего, относятся к насыщенным мазерам (Рис.1 - а). Кинетические температуры для насыщенных линий в обоих случаях близки к 3000 К. Приведем формулу для определения кинетической температуры $H_2O$ [12]:

$$\Delta\nu_{H2O}/\nu_{H2O} = 2[2(\ln 2)(kT_k)/(m_{H2O}\cdot c^2)]^{1/2} \approx 1.7\cdot 10^{-7}\, T_k^{1/2}, \quad (3)$$

где $\nu_{H2O}$ — центральная частота мазера воды, $\Delta\nu_{H2O} = \Delta\nu_{measur} = \Delta\nu_{H2O}/\lambda_{H2O}$, $\lambda_{H2O}$ — длина волны молекулы $H_2O$, $T_k$ — кинетическая температура молекулы $H_2O$, $m_{H2O}$ — масса молекулы $H_2O$.

Для приведения формы выражения (1) к виду формулы (2) поменяем местами обе его части и возведем их в квадрат:

$$1/\Delta v^2 = [(1-\ln S_0) + \ln S]/ (\Delta v_0)^2 , \quad (4)$$

[1] Работа выполнена при поддержке правительства Российской Федерации и Министерства высшего образования и науки РФ, грант № 075-15-2020-780

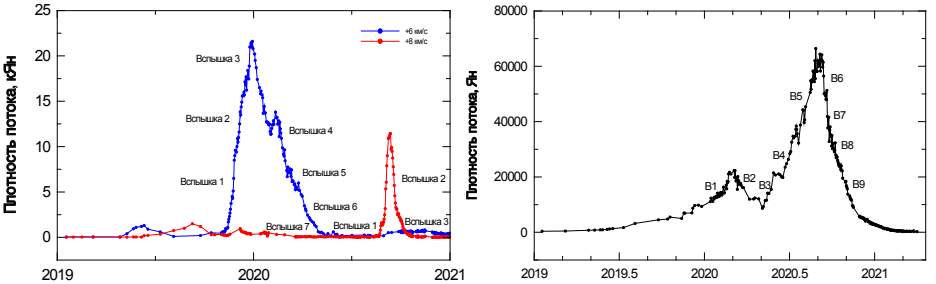
откуда

$$(\Delta v_0)^2 = 1/b, \quad \ln S_0 = 1 - a\,(\Delta v_0)^2 \qquad (5)$$

Из выражений (4, 5) получим выражение для коэффициентов:

$$a = (1 - \ln S_0)/\Delta v_0, \qquad b = 1/(\Delta v_0)^2. \qquad (6)$$

Спектральная линия вспышки имеет симметричную форму, ширина линии вблизи -1.5 км/с составляет $\Delta v5_{измер} \approx 0.94$ км/с. Для вспышки B7 ширина спектральной линии вблизи -1.5 км/с составляет $\Delta v4_{измер} \approx 0.96$ км/с. Ошибка измерения ширины спектральной линии близка к максимальному спектральному разрешению, равному 0.03 км/с. Для вспышки B5, например, эти коэффициенты равны $a_5$=*-1.96,* $b_5$=*0.81*. Получаем $\Delta v_{05} \approx 1.05$ км/с, входной поток $S_{05} \approx 31$ кЯн. Такой входной поток создает Вспышка B4 для Вспышки B5 (Рис.1 - б). Это свидетельствует о том, что предложенная модель аппраксимации наблюдательных данных работает достаточно точно.




а) б)

Рис.1. Наблюдения мазерного перехода $6_{16} - 5_{23}$ на частоте 22.235 ГГц в период с января 2019 г. по февраль 2021 г: а) мощные вспышечные явления на частоте около 6 км/с показаны синим цветом и около 8 км/с - красным цветом; б) мощное продолжительное вспышечное явление мазера воды вблизи скорости -1.5 км/с – черным цветом.

Таким образом, насыщенные мазеры всегда играют ключевую роль в формировании ненасыщенных мазеров. Следующие друг за другом вспышки мазера воды создают для последующих вспышек все более высокие значения плотности потока обеспечивая рост общей плотности потока мощного продолжительного вспышечного явления. Мощные вспышки мазера воды указывают на то, что сами мазеры находятся в ненасыщенном состоянии.

## 3. Заключение

Получены важные физические параметры вспышек мазера в IRAS 16293-2422: состояния мазера во время вспышек, амплитуды вспышек, ширины мазерных линий и кинетические температуры. Установлено наличие каскадного усиления мазера в случаях возникновения мощных коротких вспышек. Обнаружены необычные по мощности вспышечные явления (вблизи 6 и 8 км/с) и (вблизи -1.5км/с), состоящие из отдельных вспышек мазера воды и исходящих из мазерных пятен, расположенных близко друг к другу и находящихся в близких мазерных скоплениях.

## Список литературы


1. SMA Observations of Class 0 Protostars : a High Angular Resolution Survey of Protostellar Binary Systems / X. Chen, H. G. Arce, Q. Zhang [et al.] // ApJ. 2013. Vol. 768. 31 p.
2. The VLA/ALMA Nascent Disk and Multiplicity (VANDAM) Survey of Orion Protostars. II. A Statistical Characterization of Class 0 and Class I Protostellar Disks / J. J. Tobin, P. D. Sheehan, S. T. Megeath [et al.] // ApJ. 2020. Vol. 890. 93 p.
3. A revised distance to IRAS 16293-2422 from VLBA astrometry of associated water masers / S. A. Dzib, G. N. Ortiz-Leo´n, A. Hernandez-Gomez [et al.] // A&A. 2018. Vol. 614. Id. A20. 12 p.
4. Walker C. K., Lada C. J., Young E. T., Maloney, P. R., Wilking, B. A. 1986, ApJ, 309, L47.
5. Menten K. M., Serabyn E., Guesten R., & Wilson T. L. 1987, A&A, 177, L57.
6. Fukui Y., Sugitani K., Takaba H., et al. 1986, ApJL, 311, L85.
7. Wootten A. 1989, ApJ, 337, 858.
8. Chandler C. J., Brogan, C. L., Shirley Y. L., & Loinard L. 2005, ApJ, 632, 371.
9. Kristensen L.E., Klaassen P.D., Mottram J.C., et al. 2013, A&A, 549, id.L6.
10. Goldreich P., Kwan J. Astrophysical Masers. IV. Line Widths // ApJ. 1974. Vol. 190, No. 1. P. 27–34.
11. Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05 / A. Volvach, L. Volvach, M. Lari-onov [et al.] // MNRASL. 2019. Vol. 482, Iss. 1. P. L90–L92.
12. Goldreich P., & Kwan J. 1974, ApJ, 190, 27.

# Корреляционный прием радиосвета

Петросян М.М.

*Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
*г. Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7, 125009, Российская Федерация*
*chaos@cplire.ru*

***Аннотация:*** *Рассматривается задача создания приемника с пространственным разрешением некогерентного, сверхширокополосного микроволнового излучения – радиосвета. Подход основан на взаимной корреляции сигналов, полученных с разнесенных в пространстве принимающих элементов на основе радиоинтерферометрии.*

## 1. Введение

Использование сверхширокополосного (СШП) шумового/шумоподобного излучения микроволнового диапазона по аналогии с источниками искусственного освещения в видимом диапазоне частот было предложено в работе [1]. В работах [2,3] были исследованы вопросы, касающихся генерации радиосвета, его применения для освещения локальных областей пространства и объектов, находящихся в них, с дальнейшим получением информации о них путем применения специально разработанной чувствительной к радиосвету ячейки. Была показана возможность измерения расстояния, обнаружения двигающихся объектов при использовании одной ячейки приемника радиосвет. Далее была показана возможность получения изображений окружающей среды при помощи механического сканирования с антенной с узким лучом диаграммы направленности. Показано возможность обнаружения на этих изображениях объектов (металлических и диэлектрических) в том числе за диэлектрическими препятствиями. Эти работы были посвящены введению понятия «радиосвет» и принципиальным вопросам его применения, однако вопрос эффективного формирования изображений остался открытым. В данной же работе рассматривается возможность создания приемника с пространственным разрешением источников радиосвета для формирования их изображения. Способ приема основывается на взаимной корреляции сигналов, поступающих с малого числа приемных антенн, разнесенных в пространстве.

## 2. Корреляционный прием

Для этой цели будут использоваться свойства радиосвета: шумоподобность, ее быстроспадающая автокорреляционная функция и база, возможность реализации нужной базы $\Delta f\,T$, где $\Delta f$ – полоса спектральной плотности мощности (СПМ) радиосвета, $T$ – длительность реализации.

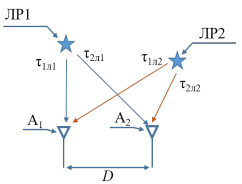



Рис. 1. Схема приема радиосвета, ЛР –лампа радиосвета, А –антенна, $\tau$ – задержка распространения, D – расстояние между приемными антеннами.

Пусть имеются две некоррелированные лампы радиосвета разнесенные в пространстве (ЛР1 и ЛР2, рис.1) и две приемные антенны (А1 и А2, рис. 1) разнесенные на расстояние D. Сигнал $s_{л1}(t)$ с первой лампы будет поступать на приемные антенны с задержками $\tau_{1л1}$ и $\tau_{2л1}$ соответственно, со второй лампы сигнал $s_{л2}(t)$ поступит на антенны с задержками $\tau_{1л2}$ и $\tau_{2л2}$. В таком случае сигнал на выходе первой антенны будет $s_{а1}(t) = s_{л1}(t- \tau_{1л1}) + s_{л2}(t- \tau_{1л2})$, сигнал на выходе второй антенны будет $s_{а2}(t) = s_{л1}(t- \tau_{1л1}) + s_{л2}(t- \tau_{1л2})$. При взаимной корреляции выходов антенн $R(\tau) = \mathrm{M}[s_{а1}(\tau)s_{а2}(t+\tau)]$,где M[] – усреднение по времени. С учетом того, что лампы независимые и постоянная компонента поступающих с антенн сигналов равна нулю, получим:

$$R(\tau) = \mathrm{M}[s_{л1}(\tau)s_{л1}(t+\tau-(\tau_{2л1}-\tau_{1л1}))] + \mathrm{M}[s_{л2}(\tau)s_{л2}(t+\tau-(\tau_{1л2}-\tau_{2л2}))],$$

т.е. взаимная корреляция двух антенн будет равна сумме автокорреляционных функций ламп, смещенных на разницу задержек между лампами.

Для лампы радиосвета с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе $\Delta f$, автокорреляционная функция будет $R_л(\tau) = \Delta f\ \mathrm{sinc}(\pi\Delta f\tau)$ [4].

Рассмотрим случай, когда лампы находятся в дальней зоне, в таком случае максимальная задержка между сигналами от одного источника для пары антенн с расстоянием D будет равна $\tau_{макс} = D/c$, где c – скорость света. Сопоставляя угловым координатам относительно базы антенн для задержек $\tau_\theta = Dsin\theta/c$ кусок автокорреляционной функции $[-\tau_{макс}, \tau_{макс}]$, можно будет определить наличие источников по максимумам автокорреляционной функции. Ширину основного лепестка отклика по уровню -3 дБ примерно можно оценить по отношению $\Delta\lambda/D$, где $\Delta\lambda$ полоса СПМ лампы в длинах волн.

Эти рассуждения верны для случая, когда время, за которое происходит усреднение, стремиться к бесконечности. При реальных измерениях это время кончено, и этим ограничивается точность оценки автокорреляционной функции. Усреднение после перемножения можно рассматривать как фильтрацию с полосой обратно пропорциональной к длительности усреднения, в этом случае точность оценки автокорреляционной функции составит $\sqrt{P_{s1}P_{s2}}\sqrt{\Delta f/\Delta f_{вых}}$, где $P_{a1}$ и $P_{a2}$ – мощности поступающих с антенн сигналов, $\Delta f_{вых}$ – полоса фильтра после перемножения [5]. Динамический диапазон (т.е. выраженность основного лепестка отклика на единичный источник относительно боковых лепестков) будет зависеть от формы СПМ и точности оценки автокорреляционной функции. Так как длина реализации радиосвета не влияет на ее СПМ, то можно накапливать сигнал до необходимой степени точности.

Для оценки влияния степени накопления на динамический диапазон была разработана модель, имитирующая схему приема, приведённую на рис. 1. Результаты моделирования для разных степеней накопления и наличия одного или двух точечных источников приведены на рис. 2.

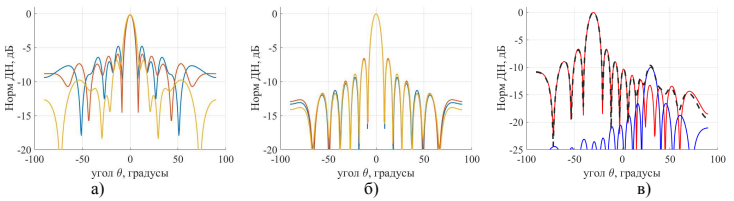



Рис. 2. Реализации откликов приемника при полосе $\Delta f = 2$ ГГц и D = 1 м: а) отклики при наличии одной лампы для $\sqrt{\Delta f_{вх}/\Delta f_{вых}} = 10$; б) отклики при наличии одной лампы для $\sqrt{\Delta f_{вх}/\Delta f_{вых}} = 100$; в) отклики при наличии двух ламп с разностью мощности 10 дБ, находящихся по направлениям -30 и 30 градусов, красная и синяя линии – отклики при их отдельном включении, черная пунктирная линия – отклик при одновременном включении двух ламп.

В результате моделирования становиться ясно, что динамический диапазон ограничен временем накопления и будет не лучше, чем $10\lg(\sqrt{\Delta f_{вх}/\Delta f_{вых}})$ [дБ]. При $\Delta f_{вых} \to 0$, отклик приемника будет ограничен формой автокорреляционной функции. По этой причине накапливать сигнал больше определенного значения времени не имеет смысла. Так, например, для полосы 2 ГГц и расстояния между антеннами 1 м для формирования отклика с максимальным динамическим диапазоном 15 дБ будет достаточно интегрировать сигнал за 5 мкс.

## 3. Заключение

Рассмотрена задача приема радиосвета с пространственным разрешением, основанного на корреляции сигналов, поступающих от разнесенных в пространстве приемных антенн, с целью дальнейшего эффективного формирования изображений освещенной радиосветом среды. Оценена ширина основного лепестка отклика приемника. Разработана модель для исследования формирующегося отклика и влияния времени накопления сигнала на ее динамический диапазон.

## Список литературы

1. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., М.Ю. Герасимов М.Ю., В.В. Ицков В.В. // РЭ. 2016. Т. 61. № 11. С. 1–11.
2. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Попов М.Г., Рыжов А.И. Искусственное радиоосвещение в закрытом пространстве // РЭ, 2019. Т. 64. №9. С. 916-925.
3. A. S. Dmitriev, E. V. Efremova, A. I. Ryzhov, M. M. Petrosyan, and V. V. Itskov , "Artificial radio lighting with sources of microwave dynamic chaos", Chaos 31, 063135 (2021) https://doi.org/10.1063/5.0053504.
4. Романюк, Ю. А. Основы цифровой обработки сигналов : учебное пособие : в 3-х ч. / М-во образования и науки Российской Федерации, Федеральное агентство по образованию, Московский физ.-технический ин-т (гос. ун-т). – Изд. 2-е, перераб.. – Москва : МФТИ (гос. ун-т), 2007. – 332 с. – ISBN 5-7417-0194-9
5. Томпсон А.Р., Моран Д.М., Свенсон Д.У. Интерферометрия и синтез в радиоастрономии / Перевод с англ. под ред. Л. И. Матвеенко. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 624 с. – ISBN 5-9221-0015-7

# Эмиссия Солнечного Радиовсплеска 14 июля 2017 г.

Вольвач А.Е., Гопасюк О.С., Якубовская И.В.
*Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория*
*Ялта, 298688, Российская Федерация*
*volvach@bk.ru*

***Аннотация:*** *Представлен многоволновой анализ эруптивной вспышки M2.4, произошедшей 14 июля 2017 года в активной области NOAA 12665. Были использованы данные радиотелескопа РТ-2 Уссурийской астрофизической обсерватории (УАФО) и радиастрономической сети RSTN. Вспышка демонстрирует характеристики события большой продолжительности (LDE). Радиодинамический спектр в диапазоне 37 - 171 МГц показал стационарный радиовсплеск IV типа. Плотности потока радиоизлучения на частотах 2804 МГц (УАФО) и 2695 МГц (RSTN) показали сопоставимые значения с максимальными значениями 466 SFU и 480 SFU, соответственно.*

## 1. Введение

Солнце является источником самых мощных взрывов в Солнечной системе, таких как вспышки и корональные выбросы массы (CME). Эти явления часто связаны с ускоренными электронами, которые, в свою очередь, генерируют радиоизлучение. CME также могут сопровождаться непрерывным излучением на дециметровых и метровых длинах волн, так называемыми радиовсплесками IV типа, которые имеют как стационарные, так и движущиеся источники и различные механизмы излучения (см. обзор [1]). Область источника стационарного радиовсплеска IV типа обычно совпадает с вершиной петель солнечных вспышек или нижней частью открытых линий магнитного поля. Обычно, стационарный радиовсплеск представляет собой непрерывное излучение, связанное с эмиссией континуума. Он генерируется во время взрывной фазы солнечных вспышек или появляется с некоторой задержкой после такой вспышки, и расположен над вспышкой. Считается, что это длительное излучение создается энергичными электронами, захваченными в корональных структурах, таких как магнитные петли. В этой работе мы сосредоточились на вспышке M2.4, произошедшей в NOAA AR 12665, которая была связана с быстрым гало CME, радиовсплеском IV типа и вызвала шторм солнечных энергичных частиц (SEP) на расстоянии 1 а.е.

## 2. Данные наблюдений

14 июля 2017 г. в активной области NOAA 12665 произошла вспышка M2.4, которая сопровождалась быстрым CME. Вспышка и CME были связаны с радиоизлучением в широком диапазоне частот от 30 до 17000 МГц, которое наблюдалось несколькими инструментами. Мы использовали данные радиотелескопа РТ-2 Уссурийской астрофизической обсерватории (УАФО) и радиастрономической сети RSTN. По данным мягкого рентгеновского излучения GOES в диапазоне 1–8 Å вспышка началась в 01:07 UT, достигла максимума в 02:09 UT, и завершилась в 03:24 UT (рис. 1a). Вспышка относится к длительным (LDE) событиям, ее продолжительность составила 2 часа 17 минут.

На рис. 1 мы проводим сравнение между потоками мягкого рентгеновского излучения GOES в двух диапазонах и радионаблюдениями (данные УАФО и RSTN). Событие в рентгеновском диапазоне началось раньше, чем в радио диапазоне. Максимальных значений в рентген диапазоне вспышка достигла позже чем в радиодиапазоне. Можно отметить, что вспышка началась резким и продолжительным, около двух часов, ростом, а процесс ее затухания был очень затяжным и длился до 15:39:08 UT. Плотности потока радиоизлучения на частотах 2804 МГц (УАФО) и 2695 МГц (RSTN, Learmonth [2]) показывают сопоставимые значения. Фаза роста плотности потока поделена на два этапа. На первом этапе, длившемся около 20 минут, значения потока радиоизлучения росли, плавно замедляясь. На втором этапе произошло резкое возрастание с достижением пикового значения. Затем в течении часа произошло плавное затухание всплеска почти до начальных значений.

Динамический радиочастотный спектр в диапазоне 40 - 80 МГц (рис. 1d) четко показывает связанный со вспышкой радиовсплеск. По данным Space Weather Prediction Center радиовсплеск IV типа на частотах 37 - 171 МГц начался в 03:53 UT, примерно через 30 минут после окончания вспышки и завершился в 07:45 UT. Используя спектральные характеристики радиовсплеска (скорость дрейфа и продолжительность) мы определили к какой категории относится радиовсплеск, к стационарному или движущемуся. Скорость дрейфа DR была вычислена с использованием отношения $DR=(F_H-F_L)/t$, где $F_H$, $F_L$ и t – начальная частота, конечная частота и продолжительность всплеска, соответственно. Продолжительность этого всплеска была определена следующим образом: $t=t_{end}-t_{start}$, где t, $t_{start}$ и $t_{end}$ это

должительность этого всплеска была определена следующим образом: $t=t_{end}-t_{start}$, где t, $t_{start}$ и $t_{end}$ это продолжительность, начало и конец радиовсплеска IV типа. Мы получили скорость дрейфа 0.01 МГц/с, продолжительность радиовсплеска составила 3,9 часа. На основании этих данных наблюдаемый радиовсплеск можно отнести к стационарным радиовсплескам IV типа, т.к. согласно [3, 4] для движущегося радиовсплеска IV типа характерны скорость дрейфа >0.03 МГц/с и продолжительность менее 1 часа.

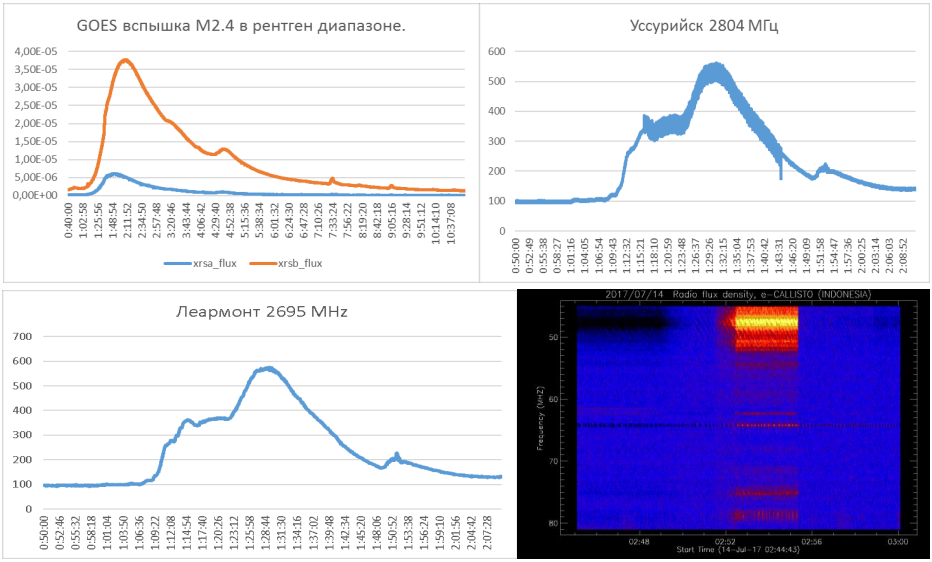



Рис. 1. Радиовсплески, связанные со вспышкой M2.4 14 июля 2017 г. (a) Излучение GOES в мягком рентгеновском диапазоне 0.5-4 Å (xrsa_flux, голубая кривая) и 1-8 Å (xrsb_flux, оранжевая кривая). (b) Плотность потока радиоизлучения, зарегистрированная УАФО на частоте 2804 МГц . Максимальное значение плотности потока составило 466 SFU. (c) Плотность потока радиоизлучения, зарегистрированная RSTN (Learmonth) на частоте 2695 МГц. Максимальное значение плотности потока составило 480 SFU. (d) Динамический спектр радиоизлучения на частотах 40 - 80 МГц, зарегистрированный e-CALLISTO ([5])

## 3. Заключение

Мы представили многоволновой анализ эруптивной вспышки M2.4, произошедшей 14 июля 2017 года в активной области NOAA 12665, который демонстрирует характеристики события большой продолжительности (LDE). Профиль мягкого рентгеновского излучения в диапазоне 1-8 Å ясно показывает, что излучение вернулось к фоновому довспышечному уровню примерно через 2.3 часа после начала вспышки. Продолжительное мягкое рентгеновское излучение подразумевает, что горячая плазма в области вспышки, импульсно нагреватая во время магнитного пересоединения, остывала очень постепенно. Радиодинамический спектр в диапазоне 37 - 171 МГц показал стационарный радиовсплеск IV типа со скоростью дрейфа 0.01 МГц/с и продолжительностью 3.9 часа. Плотности потока радиоизлучения на частотах 2804 МГц (УАФО) и 2695 МГц (RSTN) показали сопоставимые значения с максимальными значениями 466 SFU и 480 SFU, соответственно. Активная область NOAA 12665 относится к долгоживущим активным областям. Она существовала в течении пяти солнечных оборотов. Вспышки произошли только в двух активных областях, разделенных одним солнечным оборотом, NOAA 12665 и NOAA 12673. 6 сентября 2017 года в NOAA 12673 произошла вспышка X9.3, самая мощная вспышка 24 цикла.

### Список литературы

1. Bastian, T. S., Benz, A. O., & Gary, D. E. 1998, ARA&A, 36, 131.
2. https://www.sws.bom.gov.au/World_Data_Centre/1/10.
3. Robinson, R. D. 1978, SoPh, 60, 383.
4. Gergely, T. E. 1986, SoPh, 104, 175.
5. http://soleil.i4ds.ch/solarradio/callistoQuicklooks/?date=202203.

# Анализ метеорологических и солнечных параметров в Кара-Даг

Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И.,
*Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория,*
*Ялта, 298688, Российская Федерация*
*volvach@bk.ru*

***Аннотация:*** *Созданный в Крыму геодинамический полигон «Симеиз-Кацивели» составил основу наземных и космических временных рядов наблюдений климатических и геофизических характеристик Крыма, особенно его Горной части. Рассмотрен круг вопросов, посвящённых результатам анализа некоторых метеорологических и солнечных рядов наблюдений в пункте Кара-Даг (Крым).*

## 1. Введение

Вращение Земли вокруг своей оси, её движение в Солнечной системе, кроме известных гравитационных взаимодействий, подвергается воздействию ротационных механизмов, связанных с другими, часто малоизученными, сдвигами и вращениями веществ, расположенных внутри Земли и за ее пределами. К таким процессам относятся, например, плюмы – восходящие мантийные струи, выступающие на поверхность в «горячих точках» поверхности Земли.

История возникновения полуострова Крым, также, как и предсказание его эволюции в будущем, составляет предмет научных гипотез и не обоснованных фактическими данными предположений. В то же время структура и расположение горных массивов может служить свидетельством о прошлом Крыма. На полуострове Крым, сейсмически активной зоне Земли, есть несколько ретро вулканов. Один из них, особо опасный по экологическим последствиям, действовал в пункте Кара-Даг. Обнаруженное нами ранее [1, 2] повышенное по сравнению с другими пунктами Крыма прогревание поверхности земли и рост общей инсоляции падающей на поверхность земли в пункте Кара-Даг требуют более тщательного анализа временных рядов наблюдений этого явления в связи с возможными экологическими последствиями.



Рис. 1. Кара-Даг. Вулканические туфы [3].

В публикациях [4-7] нами обсуждались результаты анализа более коротких временных рядов спутниковых измерений локальных параметров температуры и общей инсоляции в различных пунктах Крыма (до 2005 года).

## 2. Данные и результаты

В настоящее время функционирует проект прогноза энергетических ресурсов во всем мире (Prediction of Worldwide Energy Resource Project, POWER), 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 0.5º широты и 0.5° долготы. Среднеквадратическая ошибка ежемесячных значений составляет около 8–10%, а средняя ошибка отклонений от наземных наблюдений лежит между -2% и +0.7%

[3]. Для анализа нами использовались следующие временные ряды параметров поверхностной и солнечной энергии (SSE): общая инсоляция падающей на поверхность земли (ALLSI), температура поверхности земли (TS), температура воздуха на высоте 2 метров (T2M).

На рисунке 2 сопоставлены графики линейных трендов. Визуальный анализ этих графиков позволяет сделать вывод: тенденции изменения трендов в сериях TS, T2M, ALLSI положительны; скорость роста температуры поверхности земли (TS) и воздуха на высоте 2 м выше скорости роста общей инсоляции падающей на поверхность земли.

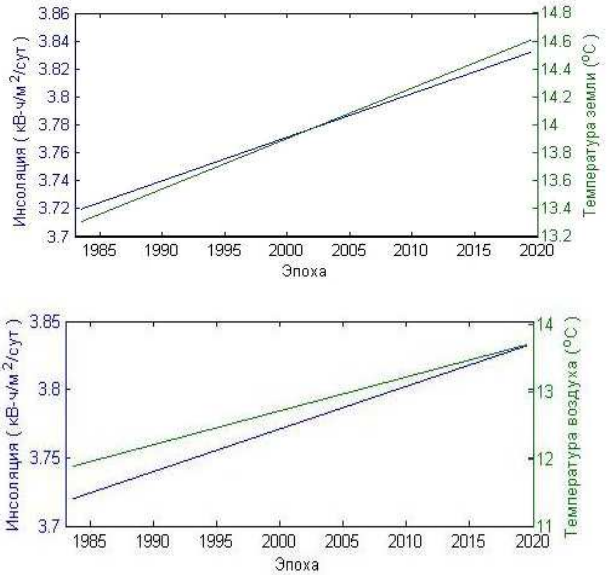



Рис.2. Сопоставление линейных трендов в сериях TS, T2M, ALLSI.

Анализ графиков на рисунке 3 допускает возможность нарушения теплового баланса в пункте Кара-Даг.

## 3. Заключение

Одним из результатов анализа, требующим дальнейшего изучения, является обнаруженное нами ускоренное прогревание поверхности земли в Кара-Даге. Конкретные выводы об этом явлении могут быть получены при выяснении возможности существования внутри земного источника резонирующего с потоком солнечной инсоляции.

### Список литературы

1. Kurbasova G.S., Volvach A.E. The insolation anomalies on the Crimean peninsula with observations from space // 24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol. 2014a. P. 1085-1086.
2. Kurbasova G.S., Volvach A.E. Wavelet analysis of terrestrial and space measurements of local insolation // Space Science and Technology, 2014b. V. 20. No. 4. P. 42-49.
3. A. Volvach, G. Kurbasova, L. Volvach Time series analysis of temperatures and insolation of the Earth's surface at Kara-Dag using satellite observation // Advances in Space Research. 2022. Vol. 69, Issue 12, 4228.
4. Volvach A.E., Kurbasova G.S. Secular variations of geomagnetic declination in the Karadag point and the global heliogeodynamic processes // Geofizicheskiy Zhurnal-Geophysical Journal. 2019a. V. 41. No. 1. P. 192-199.
5. Volvach A.E., Kurbasova G.S. Model of insolation of the earth surface in the Kara-Dag locality according to SSE data // Visnyk of Taras Shevchenko National University of Kyiv: Geology. 2019b. V. 2. P. 1-58.
6. Volvach A.E., Kurbasova G.S., Volvach L.N. Analyis of periodical variability of insolation and soil temperature in the Crimea // Geofizicheskiy Zhurnal-Geophysical Journal. 2019a. V. 23. No. 6. P. 195-202.
7. Volvach A.E., Kurbasova G.S., Volvach L.N. Solar-Terrestrial Cycles in the Climatic and Geophysical Properties of Crimea // Astrophysical Bulletin. 2019b. V. 74. No. 3. P. 331-336.

# Оценка частоты актуализации параметров эквалайзера для адаптивной деконволюции частотной характеристики широкополосного трансионосферного канала спутниковой связи [1]

Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Кислицын А.А.

*Поволжский государственный технологический университет*
*пл. Ленина, 3, Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация*
*KislitsinAA@volgatech.net*

***Аннотация:*** *Приведена методика текущей оценки частоты актуализации параметров эквалайзера для адаптивной деконволюции частотной характеристики широкополосного трансионосферного радиоканала. На основе натурных и вычислительных экспериментов установлено, что период актуализации корректирующих дисперсию параметров системных характеристик широкополосных трансионосферных радиоканалов с сохранением текущего значения предельной полосы частот составляет 40 – 90 минут.*

## 1. Введение

Трансионосферный радиоканал систем спутниковой связи (ССС) обеспечивает распространение сигналов между её терминалами на линии спутник-Земля или Земля-спутник. Известно, что дополнительные преимущества радиосвязи могут быть обеспечены путём существенного расширения её полосы частот. Однако этому препятствует внутримодовая частотная дисперсия ионосферы, проявляющаяся в том, что спектральные составляющие широкополосного сигнала распространяются с различными скоростями. В результате его спектр испытывает дисперсионные искажения [1, 2]. При распространении сигналов на линии спутниковой связи высокочастотные составляющие спектра распространяются быстрее низкочастотных, т.е. ионосфера проявляет себя как среда с аномальной дисперсией.

Для борьбы с дисперсией предложено [3] использовать адаптивную деконволюцию частотной характеристики широкополосного трансионосферного канала на основе метода эквализации. Актуальные параметры дисперсии следует оценивать по данным его зондирования канала сигналами навигационных спутников. Изменчивость канала приводит к деградации параметров эквализации и утрате корректирующих свойств эквалайзера. В этой связи актуальной является задача разработки экспериментального метода оценки периодичности актуализации параметров эквалайзера для повышения надежности коррекции внутримодовой аномальной дисперсии.

## 2. Теория

Задача решалась в рамках канальной модели распространения. Была принята гипотеза о том, что для коррекции фазовой дисперсии оптимальным является метод деконволюции (обратной фильтрации) частотной характеристики (ЧХ) канала. В рамках данной гипотезы модель фазочастотной характеристики (ФЧХ) канала можно представить в виде разложения в степенной ряд [1] с выделением в ней линейной и нелинейной частей:

$$\varphi(\overline{\omega},t)=\varphi_{л}(\bar{f},t)+\varphi_{н}(\bar{f},t), \qquad (1)$$

где $t$ – медленное (геофизическое) время, $\Omega = \omega - \overline{\omega}$ – разностная частота, $\varphi_{л}(\omega,t) = \varphi(\omega,t) + \tau_g(\ddot{\omega},t)\cdot\Omega$; $\varphi_{н}(\omega,t) = \frac{1}{2}GDD(\ddot{\omega},t)\cdot\Omega^2$.

Очевидно, что в рамках данной модели частотную зависимость групповой задержки (быстрого времени) можно записать в виде:

$$\tau_g(\omega,t) = \tau_g(\ddot{\omega},t) + GDD\cdot\Omega, \qquad (2)$$

где $GDD = d\tau_g(\omega,t)/d\omega$ – дисперсия групповой задержки (Group-Delay Dispersion).

При переходе от циклических частот к обычным удобно вместо $GDD$ использовать коэффициент $s(f,t) = d\tau_g(f,t)/df = 2\pi\cdot GDD$, где $f = \omega/2\pi$.

Для оценки частоты актуализации параметров эквалайзера из-за деградации радиоканала требуются текущие данные о нелинейной составляющей фазовой дисперсии $\varphi_{н0}$. Данные для этого

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 22-29-00622.

можно получить путем трансионосферного зондирования канала сигналами по данным навигационных спутниковых систем. При коррекции ФЧХ по полученным данным требуем на момент времени $t = t_0$ выполнения условия $\varphi_н(\bar{f},t) = \varphi_{н0}(\bar{f},t_0)$.

Для $t > t_0$ из-за изменчивости ионосферы данное равенство начинает нарушаться, т.е. характеристики ФЧХ канала деградируют, и в какой-то момент времени $\Delta t = t - t_0 = T_t$ различия составляющих фазы становятся неприемлемыми. Тогда, выражение для приращения нелинейной составляющей фазы будет иметь вид:

$$\Delta\varphi_н(\bar{f},t) = \varphi_н(\bar{f},t) - \varphi_{н0}(\bar{f},t_0) \approx \frac{d\varphi_2}{dt}(t-t_0) = \pi \cdot F^2 \frac{ds(\bar{f},t)}{dt} \cdot (t-t_0). \quad (3)$$

Было установлено [4], что преемлимой является ситуация, когда при изменении времени на $T_t$ приращение фазы не превышает 1 рад. Это означает, что величина приращения наклона ионограммы $\Delta s = \frac{ds(\bar{f},t)}{dt} \cdot (t-t_0)$ не должна превышать критического значения $s_k = |(4/\pi)\cdot(1/B_{ch})|$ при том, что $s_k = \frac{ds(\bar{f},t)}{dt} \cdot T_t$.

Тогда время деградации дисперсии в радиоканале можно определить по следующей формуле:

$$T_t = s_k / |s_t'| = \frac{4}{\pi \cdot B_{ch}^2 \left|\frac{ds(\bar{f},t)}{dt}\right|} = \frac{4c\bar{f}^3}{\pi k B_{ch}^2 \left|\frac{dN_t}{dt}\right|} = \frac{cf_0}{63} \cdot \frac{\hat{f}^3}{\eta_f^2 |N_t'|}, \quad (4)$$

где $\hat{f} = f / f_0$, – относительная частота; $\eta_f = B_{ch} / f_0$ – коэффициент широкополосности (для пересчёта на другие частоты можно представить в виде $\eta_f = B_{ch} / \hat{f} \cdot f_0$); $f_0$ – опорная частота; $N_t' = dN_t / dt$ – скорость изменения полного электронного содержания.

Экспериментальные суточные ходы времени деградации параметра аномальной дисперсии трансионосферного радиоканала, полученные в Йошкар-Оле, представлены на рисунке 1

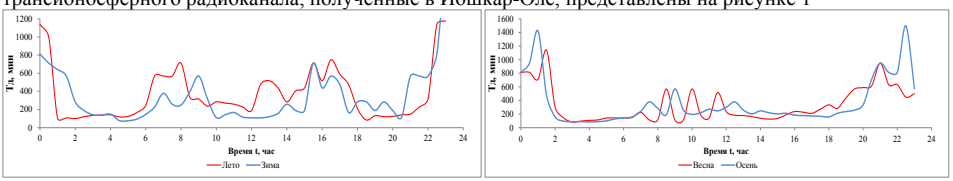



Рис. 1. Суточный ход времени деградации параметра дисперсии трансионосферного канала

В результате экспериментально установлено, что минимальный период актуализации параметров корректирующего дисперсию эквалайзера составляет 40, 90 минут для декабря и июня и 50, 60 минут – для сентября и марта.

## 3. Заключение

Создана методика текущей оценки частоты актуализации параметров эквалайзера внутримодовой аномальной дисперсии для деконволюции частотной характеристики трансионосферного канала широкополосной спутниковой связи. Получена статистика времени деградации параметра аномальной дисперсии для различного времени суток и сезонов. Предложено актуализацию параметров эквалайзера, корректирующего дисперсионные искажения в широкой полосе канала, осуществлять с периодом 40 – 90 минут.

## Список литературы

1. Ivanov D., Ivanov V., Ryabova N. et al. Dispersive distortions of system characteristics of broadband transionospheric radio channels // Journal of Applied Engineering Science. 2017. Vol. 15. № 4. P. 550-555.
2. Armand N.A. Propagation of broadband signals in dispersive media // Journal of Communications Technology and Electronics. 2003. Vol. 48. № 9. P. 1045-1057.
3. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Kislitsin A.A. Regional and temporal changes in the main parameters of frequency dispersion in wideband transionospheric radio communication channels // Journal of Physics. 2021. Vol. 1991, Iss 1, 2021, DOI: 10.1088/1742-6596/1991/1/012007

# Повышение точностных характеристик МПСН при синхронизации сенсоров радиосигналами телевизионных центров

[1] Белимов А.М., [1]Мясников С.А., [1]Синицын Е.А, [2] Фридман Л.Б.

[1] *АО «Челябинский радиозавод «Полет»*

*г. Челябинск, 454080, ул. Тернопольская, 6, Российская Федерация esinit@yandex.ru*

[2] *ООО «НПК «ТИМ»*

*г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация Lenya2002@bk.ru*

***Аннотация**: Предлагается техническое решение по повышению точностных характеристик многопозиционных систем наблюдения для управления воздушным движением в аэродромной зоне, предназначенных для обнаружения и измерения пространственных координат летательных аппаратов посредством оценки разностей дальностей между летательными аппаратами и разнесенными сенсорами многопозиционных систем наблюдения, путем дополнительной синхронизации сенсоров радиосигналами местных телевизионных центров. Приводятся результаты количественной оценки уменьшения погрешности синхронизации и соответственно ошибок измерения координат обнаруженных летательных аппаратов*

## 1. Введение

Многопозиционные системы наблюдения (МПСН) летательных аппаратов (ЛА) предусматривают использование нескольких сенсоров, разнесенных и устанавливаемых на земной поверхности, а также общего сервера, объединяющего выходные сигналы сенсоров. Сенсоры принимают радиосигналы, излучаемые ЛА, и выполняют их временную взаимную привязку путем синхронизации от источника единого времени (часов) с целью последующего измерения разностей текущих дальностей, определяемых временными задержками приема радиосигналов ЛА и обеспечивающих оценку текущего положения ЛА в воздушном пространстве. Сервер выполняет объединение, совместную обработку выходных синхронизированных сигналов сенсоров, измерение параметров положения (координат) и движения обнаруженных ЛА [1].

В известных МПСН временная синхронизация радиосигналов ЛА в приемных сенсорах обычно выполняется от общих часов [1], находящихся на удалении, что требует передачи сигнала единого времени по нескольким линиям наземной проводной связи или по каналам воздушной радиосвязи и соответственно дополнительных материальных ресурсов. Синхронизация сенсоров может выполняться без использования общих часов при помощи внешних эталонных сигналов времени, принимаемых в МПСН по радиоканалу глобальной навигационной спутниковой системы (ГЛОНАСС) или глобальной системы позиционирования (GPS) [2, 3]. Недостатком таких МПСН является нарушение работоспособности при замираниях спутниковых сигналов вследствие изменения параметров ионосферы или магнитного поля Земли, влияние мешающих радиосигналов от сторонних радиоэлектронных средств, необходимость использования в сенсорах дополнительных приемников ГЛОНАСС/GPS.

В современных МПСН наряду с синхронизацией по радиосигналам ГЛОНАСС/GPS может использоваться внешний контрольный радиосигнал (КРС), формируемый удаленным автономным передатчиком КРС и направляемый в сенсоры МПСН по радиоканалу [2]. Основной недостаток такого решения - снижение параметров синхронизации и соответственно точностных характеристик МПСН при ухудшении параметров стабильности или нарушении работоспособности передатчика КРС.

## 2. Теория

С целью устранения указанных недостатков предлагается техническое решение по повышению точностных характеристик МПСН путем введения в МПСН дополнительной синхронизации сенсоров сигналами местных телевизионных центров (рис. 1).

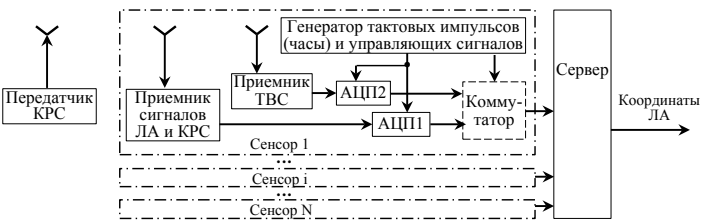



Рис. 1. МПСН с дополнительной синхронизацией серверов телевизионными сигналами

МПСН с предлагаемой дополнительной синхронизацией серверов телевизионными сигналами содержит N (но не менее 3-х) идентичных сенсоров, разнесенных и устанавливаемых на земной поверхности, сервер и передатчик КРС. Каждый сенсор содержит традиционные устройства - приемник сигналов ЛА и КРС с приемной антенной, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) АЦП1, генератор тактовых импульсов (часы) и управляющих сигналов, а также дополнительные блоки - приемник ТВС с приемной антенной, АЦП2 и коммутатор (при необходимости последовательной подачи сигналов ЛА, синхронизированных КРС и ТВС).

Для количественной оценки уменьшения ошибки (погрешности) синхронизации при использовании телевизионного сигнала (ТВС) в дополнение к синхронизации от КРС рассмотрим выражение, определяющее время одновременной текущей привязки радиосигнала ЛА к КРС и ТВС в сенсоре МПСН с учетом статистической независимости синхронизации по каналам КРС и ТВС

$$T_{12} = (T_1 + T_2)/2 = T + (\Delta t_1 + \Delta t_2)/2, \quad (1)$$

где $T_1/T_2$ - время текущей привязки (синхронизации) радиосигнала ЛА к КРС/ТВС в сенсоре, определяемое дальностью между сенсорами и передатчиком КРС/ТВС, $T_1=T+\Delta t_1$, $T_2=T+\Delta t_2$; T - истинное (действительное) текущее время приема радиосигнала ЛА сенсором, определяемое дальностью между сенсором и ЛА; $\Delta t_1/\Delta t_2$ - ошибка (погрешность) привязки (синхронизации) радиосигнала ЛА к КРС/ТВС в сенсоре.

Из выражения (1), полагая, что величины $\Delta t_1$ и $\Delta t_2$ распределены по равномерному закону с нулевым средним значением, с учетом статистической независимости ошибок синхронизации по каналам КРС и ТВС получим среднее значение величины $T_{12}$ в сенсоре

$$T_{12ср} = T. \quad (2)$$

Средний квадрат текущего времени одновременной привязки (синхронизации) радиосигнала ЛА к КРС и ТВС определим из (1) выражением

$$T_{12}{}^2{}_{ср} = T^2 + (\sigma^2_{t1} + \sigma^2_{t2})/4, \quad (3)$$

где $\sigma^2_{t1}=\Delta t_1{}^2{}_{ср}$ – дисперсия временной синхронизации радиосигнала ЛА к КРС, равная средней величине квадрата величины $\Delta t_1$; $\sigma^2_{t2}=\Delta t_2{}^2{}_{ср}$ - дисперсия временной синхронизации радиосигнала ЛА к ТВС, равная средней величине квадрата величины $\Delta t_2$.

Используя выражения (2) и (3), получим выражение для дисперсии одновременной синхронизации радиосигнала ЛА по КРС и ТВС.

$$\sigma^2_{t12} = T_{12}{}^2{}_{ср} - T_{12ср}{}^2 = (\sigma^2_{t1} + \sigma^2_{t2})/4. \quad (4)$$

Из выражения (4) определяется среднеквадратическая ошибка (СКО) синхронизации радиосигналов ЛА, принимаемых сенсорами, при одновременной временной привязке (синхронизации) при помощи КРС и ТВС

$$\sigma_{t12} = [\sqrt{(\sigma^2_{t1} + \sigma^2_{t2})}]/2. \quad (5)$$

Как следует из выражения (5), при $\sigma^2_{t2} < 3\sigma^2_{t1}$ и одновременной временной привязке (синхронизации) радиосигналов ЛА, принимаемых сенсорами, при помощи КРС и ТВС СКО синхронизации радиосигналов ЛА уменьшается по сравнению с вариантом синхронизации только по КРС.

В частном идеализированном случае, когда величина $\sigma^2_{t2}=0$, результирующая СКО синхронизации уменьшится в 2 раза (по сравнению с вариантом синхронизации только по КРС)

$$\sigma_{t12} = \sigma_{t1}/2.$$

Для наиболее вероятной практической ситуации, когда $\sigma^2_{t2}=\sigma^2_{t1}$, СКО уменьшится в ~1,4 раза

$$\sigma_{t12} = \sigma_{t1}/\sqrt{2}.$$

### 3. Заключение

Использование телевизионных сигналов для дополнительной синхронизации радиосигналов ЛА, принимаемых сенсорами МПСН, при определенных условиях значительно уменьшает ошибку (погрешность) синхронизации радиосигналов ЛА, выполняемых при помощи контрольных радиосигналов выносного передатчика, и соответственно существенно понижает ошибку измерения пространственных координат ЛА многопозиционными системами наблюдения.

Предлагаемое техническое решение по применению дополнительного канала приема и обработки телевизионных сигналов, излучаемых местными телевизионными центрами, позволяет улучшить качество синхронизации, повысить надежность работы и точностные характеристики МПСН, устанавливаемых в аэродромной зоне для обнаружения и измерения пространственных координат ЛА.

### Список литературы

1.National Aerospace Laboratory NLR (2005), NLR-CR-2004-472, Wide Area Multilateration, Report on EATMP TRS 131/04, Version 1.1. https://docplayer.net/50791604-Wide-area-multilateration-report-on-eatmp-trs-131-04-version-1-1.html.

2.Интегрированная многопозиционная система «Альманах». https://innovation.mintrans.ru/upload/iblock/db4/db4b489d55e1166d52014b426f6bbea5.pdf.

# Алгоритмы достижения углового свехразрешения для систем дистанционного зондирования[1]

Лаговский Б.А., Павлов А.Е., Щукин А. А.

*Российский технологический университет РТУ МИРЭА*
*г. Москва, 119454, пр-т Вернадского, 78 Российская Федерация*
*robertlag@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрены некорректно поставленные обратные задачи восстановления изображений объектов с угловым разрешением, превышающим критерий Рэлея. Представлены алгебраические методы и алгоритмы обработки данных, полученных измерительными системами, в целях достижения углового сверхразрешения. Показана эффективность использования алгоритмов на основе развитых алгебраических методов и их модификаций при параметризации исследуемых обратных задач. Адекватность и устойчивость решений проверена в ходе численных экспериментов на математических моделях.*

## 1. Введение

Важная современная проблема совершенствования систем наблюдения и угломерных систем – повышение угловой разрешающей способности, позволяющее детализировать изображения исследуемых объектов и их отдельных фрагментов. В силу важности задачи во многих странах проблемам достижения углового сверхразрешения посвящены уже сотни публикаций. Популярными в настоящее время являются методы MUSIC, ESPRIT, деконволюции, максимальной энтропии и ряд других [1-5]. Алгоритмы на основе упомянутых методов в основном позволяют увеличить угловое разрешение при отношении сигнал/шум (ОСШ) не ниже 20-25дБ. Для дальнейшего увеличения разрешения в два раза требуется обеспечить увеличение отношения сигнал/шум на порядок. Развиваемые алгебраические методы [6-8] обладают существенно более высокой помехоустойчивостью. Они достаточно просты, что позволяет использовать относительно простые и дешёвые вычислительные устройства. В итоге, в отличие от многих других методов, оказывается возможным применять их в режиме реального времени.

## 2. Теория

Принятый при сканировании по углу $\alpha$ сектора обзора сигнал может быть выражен в виде линейного интегрального преобразования:

$$U(\alpha) = \int_{\Omega} F(\alpha - \theta) I(\theta) d\theta \qquad (1)$$

где Ω - угловая область расположения источника сигнала; $I(\theta)$ – угловое распределение амплитуды отражённого (или излучаемого) им сигнала, $F(\alpha)$ – диаграмма направленности (ДН) системы наблюдения или измерения.

Известно, что достигаемая при проведении измерений угловая разрешающая способность на основе критерия Рэлея выражается в виде:

$$\delta\theta \cong \lambda / D, \qquad (2)$$

где $D$ – линейный размер апертуры, $\lambda$ - длина волны.

Ставится задача: - на основе интеллектуального анализа принятого сигнала $U(\alpha)$ и известной ДН системы $F(\alpha)$ воссоздать изображение источника сигналов $I(\theta)$ с угловым разрешением, превышающим критерий Рэлея (2) в возможно большей степени. Математически задача является обратной и некорректной по Адамару [1,2]. При поиске решения в общем случае возникают неустойчивости, экспоненциально возрастающие с повышением достигаемого уровня сверхразрешения, что приводит к неадекватности получаемых решений. Искомое решение $I(\theta)$ (3) выражается в виде:

$$I(\theta) = \sum_{m=1}^{\infty} b_m g_m(\theta) \cong \sum_{m=1}^{N} b_m g_m(\theta). \qquad (3)$$

Используя (3), вместо ИУ (1) приходим к разложению полученного при сканировании сигнала по системе неортогональных функций $\chi_m(\theta)$

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-07-00006

$$U(\theta) \cong \sum_{m=1}^{N} b_m \chi_m(\theta), \quad \chi_m(\theta) = \int_{\Omega} f(\theta - \gamma) g_m(\gamma) d\gamma . \tag{5}$$

Все коэффициенты $b_m$ находятся из условия минимизации среднеквадратичного отклонения правой части в (5) от заданных значений $U(\alpha)$. В итоге, поиск коэффициентов $b_m$, формирующих вектор $B$, сводится к решению СЛАУ

$$V = H B, \qquad V_m = \int_{\Theta} U(\theta)\chi_m(\theta) d\theta, \qquad H_{nm} = \int_{\Theta} \chi_n(\theta)\chi_m(\theta) d\theta, \quad m, n = 1,2,\ldots, N. \tag{6}$$

В качестве примера на Рис.1 показано восстановление изображения двух близко расположенных источников сигналов. Сплошная кривая 1 - истинное распределение амплитуды отраженного сигнала. Кривая 4 - сигнал, полученный при сканировании. Объекты не разрешены при прямом наблюдении. В виде штриховой кривой 2 показано изображение источника, полученное на основе (5-6) без использования какой-либо предварительной информации о решении. Полученное решение, помимо правильно найденного расположения истинного источника, содержит и ложные источники со значительными амплитудами, что существенно снижает качество восстановленного изображения.

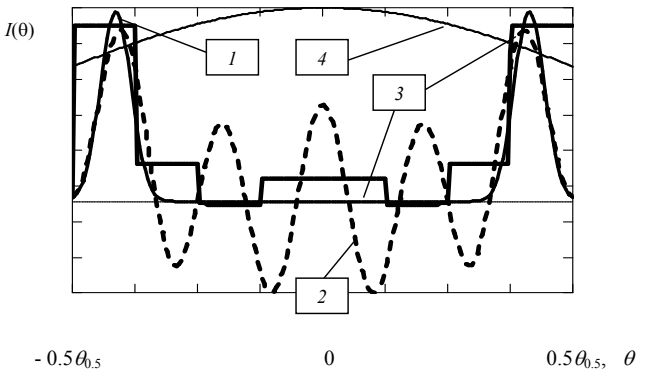



Рис.1. Восстановление изображения источника сигнала

В виде ломаной 3 на этом же рисунке приведено решение при использовании предварительной информации о наличии значительных градиентов в распределении амплитуды сигнала. Амплитудные значения ложных источников оказались пренебрежимо малы.

## 3. Заключение

Предлагаемый метод обработки сигналов позволяет восстанавливать изображения объектов с угловым сверхразрешением. Использование описанных алгоритмов при проектировании новых систем даёт возможность упростить технические решения и снизить стоимость их реализации.

### Список литературы


1. Kasturiwala S.B., Ladhake, S.A. Superresolution: A novel application to image restoration, International Journal on Computer Science and Engineering, 2010, no. 5, pp. 1659-1664.
2. Uttam S., Goodman N.A. Superresolution of coherent sources in real-beam Data, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2010, vol. 46, no. 3, pp. 1557 - 1566 .
3. Park S.C., Park M.K., Kang M.G. Super-resolution image reconstruction: a technical overview, IEEE Signal Processing Magazine, 2003, vol. 20(3), pp. 21–36.
4. Dung G.V., Kulikov N.V. Analysis of noise immunity of reception of signals with multiple phase shift keying under the influence of scanning interference, Russian technological journal, 2018, vol.6, no. 6, pp. 5-12.
5. Lagovsky B.; Rubinovich E. Increasing the Angular Resolution of Control and Measurement Systems in Signal Processing // Prague, IEEE Proceedings Czech Republic. – 2020. – P. 496 - 500
6. Lagovsky B.; Samokhin A.; Shestopalov Y. Angular Superresolution Based on A Priori Information // Radio Science. – 2021.– Vol. 56. – P.1-11.
7. Лаговский Б.А.; Самохин А.Б. Достижение углового сверхразрешения на основе априори известной информации // Физические основы приборостроения. – 2019. – Т.8. – № 4 (34). – С. 16-21.
8. Lagovsky B.; Samokhin A.; Shestopalov Y. Angular Superresolution Based on A Priori Information // Radio Science. – 2021.– Vol. 56. – P.1-11.

# СВЧ-радиометрическое картирование разорванной кучевой облачности с космического аппарата [1]

[1,2] Илюшин Я.А., [2]Егоров Д.П., [2]Кутуза Б.Г., [1]Копцов Я.В.

[1] *Московский Государственный Университет им. М.В. Ломоносова, Физический факультет, 119991 Ленинские горы улица Лебедева г. Москва ilyushin@phys.msu.ru*

[2] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 125009, Москва,3 ул. Моховая 11, корп.7*

***Аннотация:*** *Рассмотрена модель Планка для генерации случайных разорванных облачных полей в трехмерной расчетной области. Разработан алгоритм расчета 2D-картины яркостной температуры уходящего микроволнового излучения облачной атмосферы с учетом высотных профилей основных метеорологических параметров и произвольного распределения водности. Обсуждается обратная задача восстановления по полученным яркостным температурам распределений интегральных параметров влагосодержания двухчастотным радиометрическим методом. Исследуются систематические ошибки в оценке интегрального водозапаса облаков, связанные с использованием однородной плоскослоистой модели облачного поля игнорирующей его реальную, то есть разрывную и неоднородную, структуру.*

## 1. Введение

СВЧ-радиометрический метод позволяет по яркостной температуре излучения атмосферы оценить такие интегральные параметры, как полная масса водяного пара, водозапас облаков [1]. При наземных наблюдениях нисходящего излучения обычно элемент пространственного разрешения СВЧ-радиометра намного меньше размера облака, что позволяет исследовать пространственно-временную изменчивость поля влагосодержания атмосферы [1-2]. В то же время пространственная разрешающая способность современных спутниковых СВЧ-радиометров в частотном диапазоне 10-40 ГГц составляет 12-30 км, что существенно больше горизонтальных размеров кучевых облаков. Обратная задача, как правило, решается с использованием однородной плоскослоистой модели облачного слоя. При этом игнорируются свойства разрывной и неоднородной структуры облачности. Это, а также нелинейность зависимости яркостной температуры атмосферы от водозапаса облаков, приводит к систематическим ошибкам в определении интегрального влагосодержания и водозапаса.

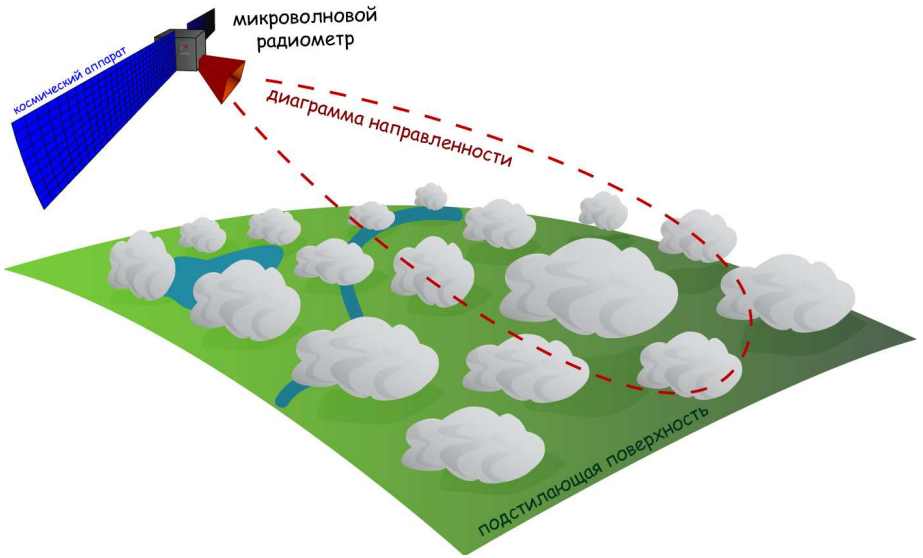


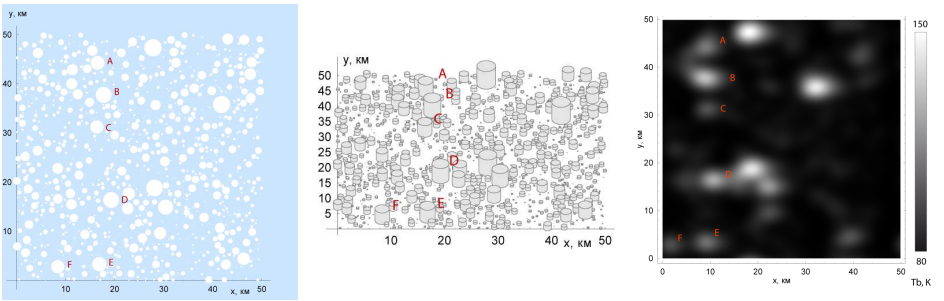

Рис. 1. Схематическое изображение эксперимента по радиометрическому картированию облачности из космоса

[1] Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках госзадания по теме 0030-2019-0008 “Космос”.

## 2. Содержание работы

В данной работе проведены расчеты радиояркостной температуры облачной атмосферы на основе планковской модели разорванной облачности [3]. Проведено сравнение с эквивалентной плоскослоистой моделью облачного слоя, с одновременным исследованием систематических ошибок определения водозапаса и влагосодержания, связанных с применением этой модели.

Согласно принятой модели облачное поле реализовано в виде списка облаков цилиндрической формы. Диаметр и высота облаков случайно распределены по заданному статистическому закону [3-4]. Плотность (средний балл) облачности может варьироваться от нуля до некоторого предельного значения, не превышающего единицы. Высотные профили водности облаков и поглощение в облаках и атмосферном воздухе также задано по известным моделям [5]. При заданных распределениях температуры и коэффициента поглощения в атмосфере наблюдаемые радиояркостные температуры вычисляются интегрированием уравнения переноса излучения вдоль луча зрения радиометра [1]. Пример реализации компьютерной модели облачного поля и карта радиояркостных температур показаны на рис. 2 а-в.




а) б) в)

Рис. 2. Пример реализации компьютерной модели разорванного облачного поля и карта радиояркостных температур. а, б – геометрия облачности (вертикальная проекция и перспективное изображение), в – карта радиояркостных температур. Размер поля зрения радиометра – 2 км. Подстилающая поверхность – гладкая водная поверхность моря, частота 22.235 ГГц, зенитный угол θ=70 градусов. Характерные детали для удобства сопоставления указаны алфавитными маркерами.

## 3. Заключение

Реализована модель Планка для генерации случайных разорванных облачных полей в трехмерной расчетной области [3]. Выполнен численный эксперимент по расчету 2D-распределений яркостной температуры уходящего в направлении зенита излучения системы “гладкая водная поверхность – облачная атмосфера” на частотах 22.2, 27.2, 37.5 и 90.8 ГГц при условиях разрывной облачности. Проведен анализ систематических ошибок восстановления интегрального водозапаса, возникающих из-за неучета разрывной структуры кучевой облачности. Показано, что относительная ошибка определения двухчастотным радиометрическим методом усредненной по области сканирования величины водозапаса облаков может значительно возрасти с увеличением разрывности облачного поля. Большую роль играет размер выбранного элемента пространственного разрешения (антенны), с помощью которого разрывная картина облачности сводится к набору плоскослоистых приближений.

## Список литературы

1. Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: Микроволновая ра-диометрия атмосферы и поверхности. М. : ЛЕНАНД, 2016. 336 с.
2. Egorov D.P., Kutuza B.G. // IEEE Trans. Geosci. Rem. Sens. 2021. V.59, No.5, P.605-617. doi: 10.1109/TGRS.2020.3034533270
3. Planck V.G. // J. Appl. Met. 1969. V.8, No.1. P.46-67.
4. Кутуза Б.Г, Смирнов М.Т. // Исследования Земли из космоса. 1980. №3 С.76-83.
5. Егоров Д. П., Илюшин Я. А., Кутуза Б. Г. Сверхвысокочастотное радиометрическое зондирование кучевой облачности при наблюдении из космоса // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. — 2021. — Т. 64, № 8/9. — С. 625–634.

# Уточнение и обоснование основных параметров радиометрической системы для дистанционного измерителя влажности почвы[1]

[1] Сидоров И. А.,[1,2] Хохлов Н.Ф.,[1,3] Новичихин Е.П.,[1,4] Болотов А.Г.,[5] Гудков Г.А.[6] Попов В.В.

[1] *МГТУ им. Н.Э. Баумана, igorasidorov@yandex.ru*
[2] *РГАУ-МСХА им. К.А. Тимирязева,*
[3] *ФИРЭ РАН им. В.А. Котельникова,*
[4] *ФГБНУ ФИЦ «Почвенный институт имени В.В. Докучаева»,*
[5] *ООО «НПИ ФИРМА «Гиперион»*
[6] *ПАО «Светлана»*

***Аннотация:*** *Приводятся результаты летных испытаний двухполяризационного СВЧ-радиометра для дистанционного измерения влажности почвы, проведенных в различных регионах РФ и климатических зонах. Приводятся основные технические параметры СВЧ-радиометра. Проведен анализ результатов летных и натурных испытаний. Приводятся карта влажности почвы тестового поля, графики измеренных значений радиояркостных температур на вертикальной и горизонтальной поляризациях, а также график индекса поляризации (второго параметра Стокса) вдоль линий визирования по полю. На основе проведенного анализа обоснованы и уточнены технические требования к новому многочастотному СВЧ-радиометру для определения портретов влагосодержания почв и почвогрунтов.*

## 1. Введение

Для дистанционного измерения влажности почвы был разработан и испытан двухполяризационный СВЧ-радиометр L-диапазона [1—3]. Блок-схема, основные параметры и результаты натурных испытаний двухполяризационного СВЧ-радиометра представлены в [4—6]. Испытания проводились для изучения возможной интеграции полученных радиометром данных о влажности и температуре почвы в систему точного земледелия. В результате анализа полученных данных выяснилось, что для дальнейшего улучшения информационного обеспечения системы точного земледелия необходимо иметь данные о влажности почвы на различных глубинах – портрет влагосодержания почвы.

Целью настоящей работы является уточнение и обоснование основных технических параметров нового СВЧ-радиометра для определения портретов влагосодержания больших участков сельскохозяйственных угодий, на основе анализа результатов летных испытаний двухполяризационного СВЧ-радиометрического дистанционного индикатора влажности почвы, которые проводились при помощи квадрокоптера в различных регионах РФ.

## 2. Летный эксперимент

Летные испытания нового двухполяризационного СВЧ-радиометрического дистанционного индикатора влажности почвы проводились в нескольких регионах РФ при помощи квадрокоптера. СВЧ-радиометр способен одновременно принимать радиотепловое излучение почвы на двух поляризациях в L-диапазоне (средняя частота полосы приема 1420 МГц. Ширина полосы 40 МГц.). Радиометр построен по принципу «все в одном» и кроме приемника с антенной и системой внутренней калибровки содержит источник питания, приемник СНС, трехосевой акселерометр, инфракрасный датчик температуры и систему регистрации на карте памяти типа SD. Радиометрическая система имеет массу 2,85 кг. и габаритные размеры 360x360x40 мм, благодаря чему может размещаться на БПЛА малого класса. В ходе полетов регистрировались радиояркостные температуры по вертикальной и горизонтальной поляризациям, температура поверхности по данным инфракрасного датчика, навигационная информация. По измеренным значениям радиояркостных температур на вертикальной $T_{ЯВ}$ и горизонтальной $T_{ЯГ}$ поляризациях вычисляется индекс поляризации $I_Р$ по формуле (1):

$$I_Р=(T_{ЯВ} - T_{ЯГ})/( T_{ЯВ} + T_{ЯГ}) \quad (1)$$

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 гранулометрического состава почвы, ее шероховатости, физико-химических свойств почвы, наличия растительного покрова и др. Влажность почвы рассчитывалась при помощи индексно-влажностной регрессии рис.2в. С использование навигационных данных были построены геопривязанные карты влажности и температуры почвы. Рис.2а и б.

Анализ полученных карт показал, что для повышения урожайности сельскохозяйственных культур путем внедрения результатов дистанционного зондирования в технологии растениеводства

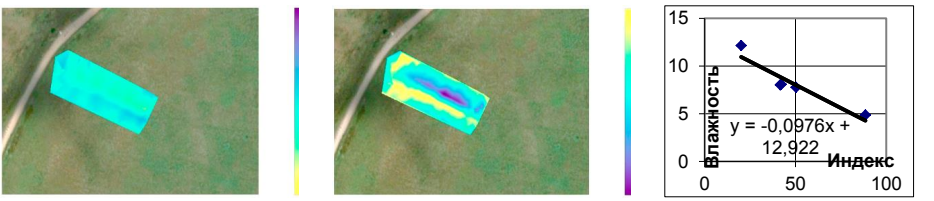
[1] Работа выполнена при поддержке «Российского научного фонда», соглашение № 22-19-00063 от 13.05.2022г.

необходимо располагать не только информацией о влажности приповерхностного слоя, но и нижележащем корнеобитаемом слое. Для этого необходимо одновременно получать информацию от радиометров, работающих в различных частотных диапазонах, например, кроме диапазона 1400 МГц. Могут использоваться диапазоны 2800 и 5500 МГц. Использование мультиспектральной съемки позволит определять портреты влажности почвы – влажностный профиль на различных глубинах.



Рис. 1. Размещение СВЧ-радиометра на борту квадрокоптера

На рис.2 показаны карта температуры поверхности почвы (а), карта влагосодержания почвы (б) и график индексно-влажностной регрессии (в).




а) б) в)

Рис. 2. Карты влажности а) температуры почвы б) и индексно-влажностная регрессия в)

## 3. Заключение

В результате проведенных летных испытаний были получены геопривязанные цифровые карты температуры поверхности и объемного влагосодержания в продуктивном слое почвы. Для получения портретов влажности почвы обосновано применение многочастотного СВЧ-радиометра с длинами волн 21, 11 и 5,5 см. Масса такого радиометра не должна превышать 5 кг. и габариты не более 360x360x60 мм., чтобы можно было использовать в качестве носителя БПЛА малого класса с полезной нагрузкой не более 5 кг. Секундная чувствительность должна быть не хуже 0,5 градуса. Время непрерывной работы от встроенного аккумулятора не менее 3 часов.

### Список литературы


1. Сидоров И.А., Хохлов Н.Ф., Новичихин Е.П., Леушин В.Ю. Результаты натурного эксперимента по дистанционному измерению влажности почвы двухполяризационным радиометром на полях для выращивания Мискантуса // «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2021, №3, С. 438-439. ISSN: 2619-1628.
2. Шутко А.М., Новичихин Е.П., Маречек С.В., Плющев В.А., Сидоров И.А., Бирюков Е.Д., Рещиков А.Д., Хаарбринк Р. Поляриметрическая 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
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.

# Использование выносных контрольных устройств для повышения точностных характеристик посадочных радиолокаторов

[1] Белимов А.М., [1]Мясников С.А., [1]Синицын Е.А, [2] Фридман Л.Б.

[1] *АО «Челябинский радиозавод «Полет»*

*г. Челябинск, 454080, ул. Тернопольская, 6, Российская Федерация esinit@yandex.ru*

[2] *ООО «НПК «ТИМ»*

*г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация Lenya2002@bk.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрено использование выносных контрольных устройств в составе посадочных радиолокаторов, позволяющих повысить их точностные характеристики. Показано, что введение в посадочный радиолокатор дополнительной обработки радиолокационных сигналов выносных контрольных устройств, устанавливаемых на аэродроме, позволяет устранить систематические погрешности и выполнить текущий контроль средних квадратических ошибок измерения сферических координат воздушных судов, а также параметров положения плановой линии посадки (глиссады снижения) в воздушном пространстве аэродрома. Приведены результаты оценки погрешностей измерения координат воздушных судов по дальности, азимуту и углу места посадочного радиолокатора при использовании выносных контрольных устройств.*

## 1. Введение

На современных аэродромах авиации различного назначения широко используются посадочные радиолокаторы[1], выполняющие оценку координат и параметров движения воздушных судов (ВС), идущих на посадку, путем обработки радиолокационных сигналов, отраженных от ВС.

Существующие посадочные радиолокаторы (ПРЛ) обеспечивают измерение сферических координат и управление полетами ВС, оборудованных станциями радиосвязи (СР), посредством выдачи голосовых команд экипажу ВС руководителем ближней зоны (РБЗ) или руководителем зоны посадки (РЗП), находящимися на наземном командном диспетчерском пункте (КДП) аэродрома. Координаты ВС, измеренные ПРЛ, отображаются на индикаторах курс-глиссада рабочих мест РБЗ и РЗП, а также передаются при необходимости в вышестоящие центры управления полетами и посадкой ВС.

В основу принципа действия современных ПРЛ положено направленное излучение зондирующих радиосигналов в диапазоне частот 9100-9500 МГц и прием радиолокационных сигналов, отраженных обнаруживаемыми ВС, направленными антеннами ПРЛ со сканирующими диаграммами направленностями в секторных зонах посадки по курсу и азимуту [1]. В ходе приема и обработки радиолокационных сигналов происходит измерение полярных координат ВС в горизонтальной (дальность, азимут) и вертикальной (дальность, угол места) плоскостях без текущего контроля погрешностей.

Основной недостаток такого подхода – возможное образование в ПРЛ неучитываемых систематических и случайных (флюктуационных) ошибок измерения координат ВС, выходящих за допустимые пределы и приводящих к нештатному отклонению ВС от номинальной линии посадки, что может повлечь создание аварийных ситуаций при полетах ВС в зоне посадки.

В работе предлагается использование выносных контрольных устройств (ВКУ) в ПРЛ, позволяющих устранить систематические погрешности и проводить текущий контроль случайных средних квадратических ошибок (СКО) измерения сферических координат ВС, а также номинального положения плановой линии посадки (глиссады снижения) в воздушном пространстве аэродрома.

## 2. Теория

Предлагается новое техническое решение по использованию ВКУ в ПРЛ с целью повышения точностных характеристик измерения сферических координат ВС. Поставленная цель достигается тем, что в ПРЛ, содержащий антенну курса (АК), антенну глиссады (АГ), установленные на едином опорно-поворотном устройстве (ОПУ), передатчик (Прд), приемник (Прм), сигнальный процессор (СП), плот-экстрактор (ПЭ), аппаратуру передачи данных (АПД), синхронизатор (Схр), модуль измерения координат (МИК), устройство регистрации (УР), технологический дисплей (ТД) и технологический пульт управления (ТПУ), дополнительно введены два выносных контрольных устройства (ВКУ) курса $ВКУ_К1$ и $ВКУ_К2$, связанные с АК по радиоканалу курсового канала, два ВКУ глиссады $ВКУ_Г1$ и $ВКУ_Г2$, связанные с АГ по радиоканалу глиссадного канала, модуль корректировки координат (МКК), модуль совпадения (МС) и модуль ошибок (МО) (рис. 1). Введение $ВКУ_К1$, $ВКУ_К2$ курсового канала и $ВКУ_Г1$, $ВКУ_Г2$ глиссадного канала позволяет выполнить в каналах ПРЛ точное измерение координат ВКУ и путем сравнения полученных

[1]Федеральные авиационные правила. Радиотехническое обеспечение полетов и авиационная электросвязь. Сертификационные требования. М.: 1999 г. https://docload.ru/Basesdoc/6/6495/index.htm .

текущих значений координат с известными величинами истинных координат ВКУ оценить текущие систематические и случайные ошибки измерения сферических координат (дальность, азимут и угол места) как ВКУ, так и ВС, обнаруживаемых ПРЛ наряду с наблюдением ВКУ. Введение МКК, МС и МО позволяет оценить по отраженным сигналам ВКУ, контролировать и откорректировать текущие ошибки измерения сферических координат ВС в ПРЛ и таким образом повысить точность определения сферических координат ВС.

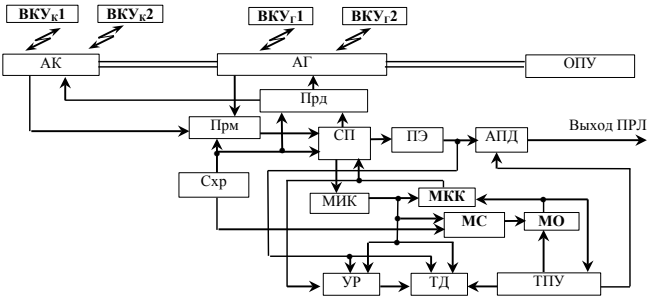



Рис. 1. Посадочный радиолокатор

В отличие от известных технических решений с целью повышения точностных характеристик в предлагаемом ПРЛ применяется обработка сигналов с дополнительной текущей оценкой ошибок измерения координат ВС, при которой выполняется одновременное измерение полярных координат (дальность, азимут) ВКУ курсового канала, полярных координат (дальность, угол места) ВКУ глиссадного канала, сравнение полученных координат с точно известными сферическими координатами ВКУ, оценкой величины ошибок (поправок) и последующей корректировкой координат обнаруженных ВС на величину поправок. Оценка сферических координат ВКУ, как и координат ВС, выполняется в модуле измерения координат, с выхода которого координаты ВКУ и ВС поступают на входы МКК и МС. МС по стробирующему сигналу с выхода синхронизатора обеспечивает прохождение только измеренных координат ВКУ на МО. В МО измеренные координаты ВКУ сравниваются с известными значениями, что позволяет на выходе МО получить величины ошибок для последующего расчета уточненных координат ВКУ и ВС в МКК.

Выделенные измеренные координаты ВКУ с выхода МС поступают на вход МО, где благодаря подаче на вход МО истинных координат по цепи от ТПУ выполняется оценка систематических и случайных флюктуационных ошибок координат ВКУ с учетом следующих выражений, например, для дальности

$$R^2_{mcp} = (\sum_{n=1}^{N} R^2_{mn})/N, \quad R_{mcp} = (\sum_{n=1}^{N} R_{mn})/N,$$

$$\Delta_{mR} = R_{mcp} - R_{mи}, \ \sigma^2_{mR} = R^2_{mcp} - \Delta^2_{mR}, \ \sigma_{mR} = \sqrt{\sigma^2_{mR}},$$

где m=1÷4 – номер ВКУ курса и глиссады; n=1÷N – номер обзора измерения дальности $R_{mn}$ m-го ВКУ, N≥10; $R^2_{mcp}$ – среднее значение квадрата измеренной дальности $R_m$ m-го ВКУ; $R_{mcp}$ - среднее значение $R_m$; $\Delta_{mR}$ - систематическая ошибка измерения дальности m-го ВКУ; $\sigma^2_{mR}$ - дисперсия флюктуационной ошибки измерения дальности m-го ВКУ; $\sigma_{mR}$ - СКО измерения дальности m-го ВКУ; $R_{mи}$ – истинная дальность m-го ВКУ.

Аналогичные выражения справедливы для систематических и случайных ошибок измерения угловых координат ВКУ по азимуту и углу места. На выходе МО формируется оценка систематических и случайных ошибок измерения дальности, азимута и угла места ВКУ. Результаты полученных ошибок измерения координат ВКУ распространяются также на ошибки ВС ввиду идентичности причин их появления. Текущая оценка систематических ошибок координат ВКУ в МО позволяет обеспечить компенсацию систематических составляющих ошибок координат ВС путем вычитания в МКК из текущих координат ВС, подаваемых на вход МКК с выхода МИК, значений полученных систематических ошибок.

## 3. Заключение

Использование ВКУ, устанавливаемых на аэродроме, с включением в состав ПРЛ дополнительных устройств позволяет устранить систематические ошибки и провести текущий контроль флюктуационных ошибок измерения сферических координат обнаруженных ВС, обеспечивая повышение тактико-технических характеристик ПРЛ по сравнению с известными техническими решениями.

## Список литературы

1. Патент РФ 2721785C1, МПК G01S13/00. Посадочный радиолокатор. Ершов Г.А., Синицын Е.А. и др. Заявка 2019.04.08. Опубл. 2020.05.22.

# Восстановление двумерных изображений объектов с угловым сверхразрешением при дистанционном зондировании[1]

Лаговский Б.А., Павлов А.Е., Щукин А. А.

*Российский технологический университет РТУ МИРЭА*
*г. Москва, 119454, пр-т Вернадского, 78 Российская Федерация*
*robertlag@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Предложен новый метод цифровой обработки радиолокационных сигналов при решении задач дистанционного зондирования, позволяющий получать двумерные изображения объектов со сверхразрешением. Метод основан на решении линейного интегрального уравнения (ЛИУ) Фредгольма первого рода типа двумерной свёртки алгебраическими методами. Показана эффективность метода параметризации исследуемых обратных задач. На математических моделях подтверждена адекватность и устойчивость полученных решений.*

## 1. Введение

Известен ряд методов получения детализированных изображений объектов со сверхразрешением. Наиболее популярны в настоящее время методы MUSIC, ESPRIT, максимальной энтропии (ММЭ) Берга, Борджотти-Лагунаса и ряд других [1-4]. Приведенные математические методы не универсальны и далеко не всегда эффективны. Большинство методов позволяют успешно решать одномерные задачи. Их обобщение на двумерные задачи значительно усложняет алгоритмы, существенно повышает требования к вычислительным ресурсам. Для получения удовлетворительных результатов иногда требуется использование параллельных процессоров.

Перспективными для рассматриваемых двумерных задач формирования изображений источников сигналов оказываются алгебраические методы решения [5-7]. Они заключаются в представлении приближённых решений в виде конечных разложений по задаваемым последовательностям двумерных функций с неизвестными коэффициентами разложения. Обобщение алгебраических методов решения одномерных задач на двумерные не приводит к серьёзному усложнению алгоритмов. Время численного решения при этом изменяется незначительно.

## 2. Метод решения и полученные результаты

Пусть сектор обзора представляет собой телесный угол $\Omega_0$, где за нулевое принято направление на условный центр $\Omega_0$. $f$(x,y) - диаграмма направленности (ДН)x,y - углы отклонения от нулевого направления в декартовой системе координат. Внутри сектора обзора расположен объект наблюдения с неизвестными, в общем случае, конечными угловыми размерами $\Omega$. Подлежащее определению двумерное угловое распределение излучаемого источником (или отражённого) сигнала обозначим $I$(x,y). Тогда на выходе приёмного устройства при сканировании сектора получим зависимость огибающей сигнала в виде $U$(x,y). Связь величин $I$, $U$ и ДН выражается в виде ЛИУ типа двумерной свёртки:

$$U(x,y)=\int_{\Omega} f(x-x',y-y')I(x',y')dx'dy' \qquad (1)$$

Ставится задача восстановления с максимально возможным угловым разрешением, превышающим критерий Рэлея, углового распределения $I$(x,y) на основе анализа принятого сигнала $U$(x,y) и известной ДН системы.

Представим искомое распределение в виде разложения по конечной системе ортогональных в $\Omega$ двумерных функций с неизвестными коэффициентами. Будем использовать только разделимые системы, т.е. системы, которые можно представить в виде произведения одномерных систем $G_{n,m}(x,y) = g_n(x)\, g_m(y)$. Указанное ограничение оправдано, т.к. любое двумерное множество с конечным числом ненулевых отсчетов разлагается на конечную сумму разделимых последовательностей.

$$I(x,y)\cong\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N}b_{n,m}g_n(x)g_m(y) \qquad (2)$$

Коэффициенты $b_{i,k}$, обеспечивающие минимальное среднеквадратичное отклонение синтезированного сигнала от принятого, находятся из системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-07-00006

$$\int_{\Omega} U(x,y)\varphi_{j,k}(x,y)d\alpha = \sum_{n,m=1}^{N} b_m \int_{\Omega} \varphi_{j,k}(x,y)\varphi_{n,m}(x,y)dxdy, \quad \varphi_{n,m}(x,y) = \int_{\Omega} f(x-x',y-y')g_n(x')g_m(y')dx'dy' \qquad (3)$$

*j,k = 1,2…N*. Алгебраические методы решения позволяют, последовательно увеличивая число используемых функций *N*, т.е. увеличивая разрешение, приближаться к предельному для каждой решаемой задачи угловому разрешению.

Количественные характеристики увеличения разрешения и его пределы исследовались на математической модели. Рассматривалась игольчатая ДН, образованная плоской квадратной антенной решёткой (АР) размерами 30∗30 $d/\lambda$ с равномерным возбуждением. Решения искались при последовательном увеличении числа используемых функций в (2), т.е. с нарастающим разрешением и уточнением положения и размеров сектора Ω. Полученное на основе (2,3) решение позволило правильно определить количество объектов и их расположение.

На рис.1, где по горизонтальным осям отложены углы *x* и *y*, приведены результаты восстановления изображения исследуемого объекта, показаны результаты восстановления изображения исследуемого сложного объекта, состоящего из четырёх источников с плавно неоднородным распределением интенсивности. Их максимумы различаются в четыре раза.

Показано: 1 - восстановленное изображение; 2 - исходный анализируемый сигнал, т.е. изображение объекта без обработки. Объекты не разрешены при прямом наблюдении.

Полученное решение позволило разрешить все 4 источника, правильно передать их расположение и характер распределения интенсивности. Угловые размеры источников оказались несколько (на 5 - 8%%) больше истинных. Амплитудные значения восстановлены с небольшими ошибками - в пределах 7%.

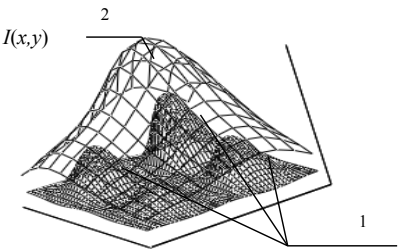



Рис. 1. Восстановленное изображение двумерного объекта

## 3. Заключение

Представленный алгебраический метод обработки двумерных сигналов позволяет формировать изображения сложных объектов со сверхразрешением по двум координатам. Достигнутое угловое разрешение в 4 - 6 раз превысило критерий Рэлея. Изображения восстановлены с относительно небольшими ошибками в значениях интенсивности.

### Список литературы


1. Waweru N.P., Konditi D.B.O., Langat P.K. Performance Analysis of MUSIC Root-MUSIC and ESPRIT, *DOA Estimation Algorithm. International Journal of Electrical Computer Energetic Electronic and Comm. Engineering*, 2014, vol. 8, no. 1, pp. 209-216.
2. Uttam S., Goodman N.A. Superresolution of coherent sources in real-beam Data, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2010, vol. 46, no. 3, pp. 1557 - 1566 .
3. Nechfev I.B., Zotov S.A. Designing modern fast radio direction finders with superresolution. *Antennas.*, №4, 2009 г. pp.77-84.
4. Dung G.V., Kulikov N.V. Analysis of noise immunity of reception of signals with multiple phase shift keying under the influence of scanning interference, Russian technological journal, 2018, vol.6, no. 6, pp. 5-12.
5. Lagovsky B.; Rubinovich E. Increasing the Angular Resolution of Control and Measurement Systems in Signal Processing // Prague, IEEE Proceedings Czech Republic. – 2020. – P. 496 - 500
6. Lagovsky B.; Samokhin A.; Shestopalov Y. Angular Superresolution Based on A Priori Information // Radio Science. – 2021.– Vol. 56. – P.1-11.
7. Лаговский Б.А.; Самохин А.Б. Достижение углового сверхразрешения на основе априори известной информации // Физические основы приборостроения. – 2019. – Т.8. – № 4 (34). – С. 16-21.

# Повышение эффективного углового разрешения систем за счет экстраполяции сигналов

Рубинович Е.Я.

*Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,*
*г. Москва, 117997, ул. Профсоюзная, д. 65, Российская Федерация*
*rubinvch@gmail.com*

***Аннотация:*** *Теоретически обоснован экстраполяционный метод обработки сигналов цифровыми антенными решётками (ЦАР), позволяющий получать изображения объектов с угловым сверхразрешением. Используется экстраполяция сигналов, принимаемых каждым элементом ЦАР, за пределы апертуры решетки. Новые виртуальные излучатели вместе с исходными образуют новую ЦАР большего размера, что позволяет синтезировать более узкую диаграмму направленности (ДН) решётки. В ходе численных экспериментов на математической модели показана эффективность метода и разработанных на его основе алгоритмов.*

## 1. Введение

Повышение информативности ЦАР, основанное на новых методах обработки принимаемых сигналов – важная задача на пути совершенствования радиосистем на основе цифровых антенных решеток. Повышение точности угловых измерений и увеличение угловой разрешающей способности – один из заметных шагов в этом направлении. Актуальными в этой связи являются задачи формирования радиоизображения исследуемого объекта с угловой разрешающей способностью, превышающей критерий Рэлея [1-5], т.е. со сверхразрешением. Эта задача является обратной и сводится к решению интегрального уравнению Фредгольма типа свёртки:

$$U(\alpha) = \int_{\Omega} f(\alpha - \phi) I(\phi) d\phi, \qquad (1)$$

где Ω – угловая область расположения источника, $I(\alpha)$ – искомое распределение амплитуды излучаемого источником (или отражённого) сигнала, равное 0 вне Ω, $f(\alpha)$ – ДН измерительной системы, $U(\alpha)$ – принимаемый при сканировании сигнал.

В силу важности задачи во многих странах проблемам достижения углового сверхразрешения посвящены уже сотни публикаций. Известно, что достигаемая при проведении измерений угловая разрешающая способность на основе критерия Рэлея выражается в виде:

$$\delta\theta \cong \lambda / D, \qquad (2)$$

где $D$ – линейный размер апертуры, $\lambda$ - длина волны.

Ставится задача: на основе интеллектуального анализа принятого сигнала и известной ДН системы воссоздать изображение $I(\alpha)$ источника сигналов с угловым разрешением, превышающим критерий Рэлея (2) в возможно большей степени.

Основная трудность реализации всех предложенных методов – неустойчивость решений, являющаяся следствием некорректности поставленной задачи (1).

## 2. Метод решения и результаты моделирования

Для ЦАР возможен подход к задаче, напрямую не использующий (1), что повышает устойчивость решений. Рассмотрим большую линейную ЦАР с числом элементов $2N+1$. Тогда (1) преобразуется в сумму:

$$U(\alpha) = \sum_{n=-N}^{N} \exp(-ikdn\alpha) \int_{\Omega} \exp(ikdn\phi) I(\phi) d\phi = \sum_{n=-N}^{N} C_n \exp(-ikdn\alpha), \; C_n = \int_{\Omega} \exp(ikdn\alpha) I(\alpha) d\alpha \qquad (3)$$

где $k = 2\pi/\lambda$, $d$ – расстояние между соседними излучателями.

Проанализировав расположение большого количества излучателей и значения соответствующего им набора коэффициентов $C_n$, можно количественно описать зависимость коэффициента $C_j$ от координат $j$- го излучателя.

Решение этой задачи позволяет прогнозировать значения принимаемого сигнала за пределами апертуры ЦАР. Используя найденные новые значения $C_j$, при $j = \pm (N+1), \ldots, \pm M$, получим синтезированную ДН и решение с распространением суммирования до $2M+1$ членов, т.е. для ЦАР с $2M+1$ излучателем.

В итоге, точность угловых измерений и разрешающая способность повысятся в $M/N$ раз.

Количественные характеристики сверхразрешения исследовались на математической модели. Была рассмотрена 17-ти элементная линейная ЦАР ($N$ = 8). Задавался объект в виде распределения $I(\alpha)$ и решалась обратная задача – восстановление $I(\alpha)$ посредством экстраполяции коэффициентов $C_n$, $n$ = 1,…,$N$ с учётом взаимовлияния элементов, вычисленных по методу, представленному в [6], и синтезу виртуальной ЦАР.

Предварительные исследования показали, что зависимость коэффициентов $C_n$ принимаемого сигнала от расстояния до центра ЦАР, определяемая номером в линейке, описывается плавной осциллирующей кривой и хорошо поддаётся экстраполяции.

За пределами реальной апертуры $D$ (т.е. для $n > N$) до размеров 2,5$D$ ошибка вычислений коэффициентов $C_n$ оказалась пренебрежимо мала. Ошибка остаётся небольшой вплоть до расстояний 4$D$ и даже больше, что позволяет резко повысить угловое разрешение.

На Рис.1 приведены результаты решения в виде приближённого восстановления изображения исследуемого объекта.

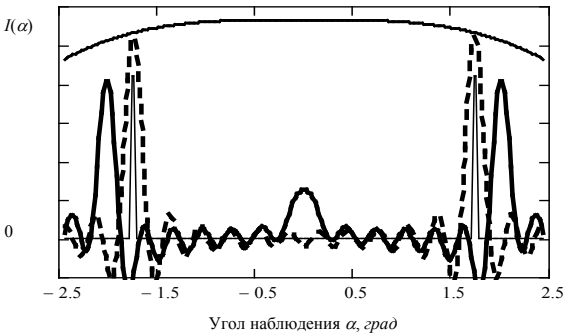



Рис.1. Результаты приближённого восстановления изображения источника сигналов:
жирная сплошная и штриховая кривые – изображение при различных методах экстраполяции, верхняя тонкая сплошная – принятый сигнал U(α), сплошная тонкая кривая – распределение интенсивности истинного источника.

Итоговое решение устойчиво, положение максимумов найдено практически без смещения, амплитуды ложных источников невелики. Без обработки сигнала эти источники разрешаются на расстоянии 1,4$\theta_{0,5}$, т.е. критерий Рэлея превышен почти в 5 раз.

## 3. Заключение

Предлагаемый метод обработки сигналов позволяет восстанавливать изображения объектов с угловым сверхразрешением. Использование описанных алгоритмов при проектировании новых систем даёт возможность упростить технические решения и снизить стоимость их реализации.

### Список литературы

1. Kasturiwala S.B., Ladhake, S.A. Superresolution: A novel application to image restoration, International Journal on Computer Science and Engineering, 2010, No. 5, P. 1659–1664.
2. Uttam S., Goodman N.A. Superresolution of coherent sources in real-beam Data, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2010, Vol. 46, No. 3, P. 1557–1566 .
3. Park S.C., Park M.K., Kang M.G. Super-resolution image reconstruction: a technical overview, IEEE Signal Processing Magazine, 2003, Vol. 20(3), P. 21–36.
4. Dung G.V., Kulikov N.V. Analysis of noise immunity of reception of signals with multiple phase shift keying under the influence of scanning interference, Russian technological journal, 2018, Vol.6, No. 6, P. 5–12.
5. Lagovsky B.; Rubinovich E. Increasing the Angular Resolution of Control and Measurement Systems in Signal Processing // Prague, IEEE Proceedings Czech Republic. 2020. P. 496 – 500.
6. Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y. Angular Superresolution Based on a Priori Information // Radio Science. 2021. Vol. 56. P. 1–11.

# Отладка и верификация алгоритмов и устройств обработки радиолокационной информации вторичного обзорного радиолокатора управления воздушным движением

[1] Белимов А.М., [1] Мясников С.А., [1] Синицын Е.А, [2] Фридман Л.Б.

[1] *АО «Челябинский радиозавод «Полет»*
*г. Челябинск, 454080, ул. Тернопольская, 6, Российская Федерация*
[2] *ООО «НПК «ТИМ»*
*г. Санкт-Петербург, 195027, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А, Российская Федерация*
*Lenya2002@bk.ru*

***Аннотация:*** *Предлагается автоматизированный стенд для проверки параметров эффективности моноимпульсного вторичного обзорного радиолокатора режимов A/C и S. Стенд основан на использовании стандартного пакета программ математического моделирования для формирования (имитации) огибающей входного радиолокационного сигнала, воспроизведении сформированного сигнала на высокочастотных генераторах и его подаче на вход приёмного тракта вторичного обзорного радиолокатора. Рассматриваются возможности применения предлагаемого стенда для анализа основных характеристик эффективности радиолокатора (динамический диапазон приёмного тракта, точность и разрешающая способность измерения дальности и азимутального положения летательного аппарата и т.д.), а также для имитации различных сценариев (ситуаций) при приёме радиолокационных сигналов (наложение ответов нескольких летательных аппаратов по дальности и/или азимуту, искажение битов информации в ответах и возможность исправления битовых ошибок).*

## 1. Введение

Вторичные обзорные радиолокаторы (ВРЛ) предназначены для обнаружения, измерения полярных координат (азимут-дальность), запроса, приёма основной и дополнительной полётной информации от летательных аппаратов (ЛА), оборудованных самолётными ответчиками, с последующим представлением координатной и полётной информации на командно-диспетчерские пункты аэродрома, а также в центры (пункты) организации воздушного движения.

В процессе разработки, испытаний и эксплуатации ВРЛ возникают задачи по оценке показателей качества его функционирования, в т.ч. входящих в него устройств. Подобные задачи возникают не только в ходе заводских и аэродромных испытаний ВРЛ, но и на более ранних стадиях, в частности, при лабораторных проверках. В связи с тем, что формат ответных сигналов ЛА, принимаемых радиолокатором, многообразен (особенно в режиме S), формирование (имитацию) огибающей сигналов целесообразно выполнять с использованием персонального компьютера (ПК) с последующим воспроизведением имитируемых сигналов на стандартном высокочастотном (ВЧ) генераторе.

## 2. Теория

Огибающую имитируемых ответов ЛА предлагается формировать на ПК с использованием стандартного универсального пакета программ математического моделирования. Сформированный в пакете программ массив радиолокационной информации, содержащий ответы ЛА, записывается в файл. Далее полученный файл записывается в память стандартного ВЧ генератора. ВЧ генератор воспроизводит сформированный файл на несущей частоте ответов ЛА (1090 МГц)[1]. Предлагаемый стенд (рис. 1) включает ВЧ генератор, выходы которого подключены ко входам суммарного ($\sum$) и разностного ($\Delta$) приёмных каналов моноимпульсного ВРЛ. В аппаратуре обработки радиолокационной информации ВРЛ выполняется пороговое обнаружение ответов ЛА, декодирование вспомогательной информации и измерение координат (азимута и наклонной дальности).

Для проверки характеристик моноимпульсного измерения азимута имитируемые ответы ЛА формируются с учётом пеленгационной характеристики (ПХ) [1, 2] антенны ВРЛ. По величине отношения амплитуд суммарного и разностного каналов $U_1/U_2 = F_1(x_1)/F_2(x_2)$ с помощью ПХ определяется смещение ЛА относительно равносигнального направления $\theta$ [2]. Азимут ЛА $\theta_{ЛА} = \theta + \theta_0$ определяется алгебраической суммой измеренной величины $\theta$ и текущего угла поворота антенны $\theta_0$.

[1] Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиасвязи. Авиационная электросвязь. Том IV. Системы наблюдения и предупреждения столкновений. Издание пятое, июль 2014 г., 232 с.




Рис. 1. Функциональная схема предлагаемого автоматизированного стенда

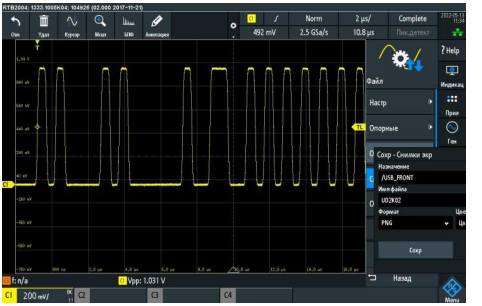


Рис. 2. Имитируемый ответ ЛА в режиме S

Дальность ЛА измеряется по задержке ответа ЛА относительно запросного сигнала ВРЛ.

Предлагаемый автоматизированный стенд позволяет выполнять экспериментальную проверку и оценку следующих основных характеристик эффективности ВРЛ:

- реальная (пороговая) чувствительность и динамический диапазон приёмного тракта;
- точность измерения дальности и азимутального положения ЛА;
- разрешающая способность по дальности и азимуту положения ЛА;
- вероятностные характеристики обнаружения сигналов ответов ЛА;
- достоверность декодирования дополнительной информации (рис. 2);
- пропускная способность (рис. 3);
- частотная избирательность приёмного тракта.

Разработанный стенд позволяет имитировать следующие сценарии (ситуации) целевой обстановки:

- наложение ответных сигналов нескольких ЛА по дальности и/или азимуту;
- искажение битов информации в ответах ЛА и возможность исправления битовых ошибок (рис. 4);
- отклонения параметров импульсов и кодов ответа ЛА от номинальных значений.

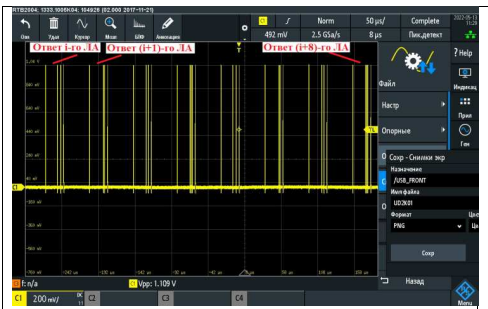



Рис. 3. Проверка пропускной способности в режиме A/C

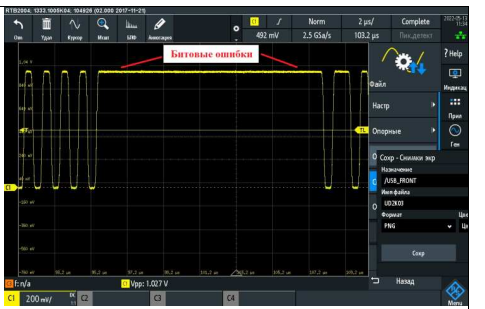



Рис. 4. Имитация битовых ошибок в ответе ЛА режима S

## 3. Заключение

Предлагаемый автоматизированный стенд позволяет выполнять экспериментальные испытания и оценку основных характеристик эффективности вторичного радиолокатора путем формирования (имитации) широкого набора сигналов ответов от одного или нескольких летательных аппаратов, имитации произвольных сценариев целевой обстановки, в том числе различных вариантов наложения и пропадания ответов нескольких летательных аппаратов, разнообразных кодовых ошибок и искажения радиолокационных сигналов. Поскольку огибающие имитируемых сигналов ответов летательных аппаратов формируются в универсальном пакете программ математического моделирования, возможности по их формированию ограничиваются лишь широкими потенциальными возможностями пакета.

### Список литературы

1. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.
2. Sherman S. M., Barton D.K. Monopulse principles and techniques. Artech house. Second edition, 2011. 401 p.

# Применение различных функций принятия решения для обнаружения протяженных объектов[1]

Сорокин А.К.

*Уральский Федеральный Университет, ИРИТ-РТФ,*
*ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия*
*sorokinak@ urfu.ru*

***Аннотация:*** *Функции активации широко распространены в методах машинного обучения. Если рассматривать эти функции вне контекста нейросетей, то в более широком смысле их можно трактовать как функцию принятия решения. Существенным отличием функций активации является их выраженная нелинейность и монотонное возрастание в Iм квадранте. В данной статье предложен способ применения разных функций активации для принятия решения о смене подстилающей поверхности. Рассмотрены различные функции активации в применении к алгоритму обнаружения протяженных объектов.*

## 1. Введение

Алгоритм обнаружения протяженных объектов использует импульсный радиовысотомера в качестве датчика информации. Алгоритм обнаружения предназначен для выявления протяженных объектов в структуре подстилающей поверхности [1]. Протяженные объекты представляют собой участки однородной поверхности, чьи границы могут быть представлены прямыми линиями, такими что поперечная (по отношению к направлению полета) длина прямолинейного участка границы превышает ширину пятна облучения. На подстилающие поверхности, образующие протяженные объекты, накладывается требования статистической однородности и различных значений статистических параметров для поверхностей разного типа. Алгоритм обнаружения основан на сравнении гистограмм отраженного сигнала [2, 3]. Сравниваются гистограммы известных поверхностей (эталоны), данные о которых получены ранее, с гистограммами отраженного сигнала, полученные в процессе испытания. Площадь пересечения гистограмм указывает на степень совпадения гистограмм. Эту площадь в алгоритме принято использовать для оценки принадлежности исследуемых данных к типовой подстилающей поверхности, в дальнейшем назовем ее параметром. Момент смены типа подстилающей поверхности оценивается по факту смены эталонной гистограммы.

После выбора наиболее вероятных подстилающих поверхностей, решение о типе поверхности можно принимать по абсолютному значению параметра, однако, как показало исследование, значение параметра для поверхностей разного типа будет сильно отличаться. Так, например, для поверхности типа «лес» усредненное значение параметра около 0,6 является достаточно большим и может быть использовано для принятия решения, а для поверхности типа «вода» значение параметра 0,8 является типовым. В результате, принятое решение будет смещено в сторону поверхности с меньшим коэффициентом отражения (например, в сторону «леса» при наличии границы «лес/вода»). При этом, смещение границы также зависит от ориентации границы относительно направления движения датчика. По полученным данным, смещение границы составит от 4 до 30% ширины пятна облучения в зависимости от сочетания подстилающих поверхностей и при ориентации границ протяженного объекта относительно направления движения датчика от 90° до 30°. Учет типов поверхностей, образующих протяженный объект позволяет снизить эту ошибку смещения в 2–3 раза, однако, верхнее значение ошибки смещения не будет менее 15% при сходных условиях.

## 2. Функции принятия решения

Одним из вариантов снижения ошибки смещения является выбор только тех протяженных объектов для навигации, которые ориентированы под углом не менее, чем 45°. Другим вариантом является использование доплеровской фильтрации, которая позволит обузить пятно облучения, что позволяет также уменьшить ошибку смещения до двух раз, но из-за снижения мощности сигнала, сильно возрастает флуктуационная ошибка, что приводит к необходимости увеличения количества измерений (увеличение интервала усреднения нивелирует выигрыш от применения доплеровской фильтрации). В данной статье предложено использовать различные функции принятия решения для снижения ошибки смещения.

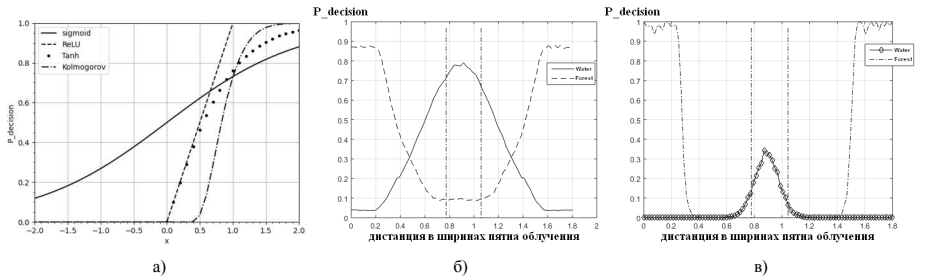
[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011).

Рассмотрим известные функции принятия решения [4] (см. Таблицу 1). На рис. 1а показано, что в первом квадранте все эти функции монотонно возрастают. Отличаются они скоростью возрастания (производной) и началом участка быстрого возрастания функции принятия решения. Например, сигмоид начинает расти еще до первого квадранта, а функционал Колмогорова-Смирнова растет с задержкой, когда параметр x превысит значение 0,5. Скорость роста функционала определяет «агрессивность» принятия решения, т.е. после получения определенных граничных значений параметра x, будет принято соответствующее решение сразу или с какой-то задержкой. С одной стороны, резкое возрастание функционала принятия решения позволяет оценить положение границы точнее, с другой стороны, в случае существенных флуктуаций значений параметра (что характерно для шероховатых неоднородных поверхностей, типа «лес») принятое решение будет часто отменяться и приниматься заново. Другой особенностью быстрого роста функционала является отсутствие возможности принять решение, в случае недостаточно однородной поверхности. Соответственно, применение быстрорастущего функционала актуально в случае поверхностей с малой шероховатостью (например, водная рябь, см. рис. 1в), а применение медленно растущего функционала имеет смысл применять для сильно шероховатых поверхностей типа «лес» (см. рис., 1б).

**Таблица 1**

Функции принятия решения

| Наименование | Колмогорова-Смирнова | *ReLU* | Сигмоид | Tanh |
|---|---|---|---|---|
| Математическая запись функционала принятия решения | $K = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (-1)^{k} e^{-2k^2x^2}$ | $K = \begin{cases} 0, \text{при } x < 0 \\ x, \text{при } x \geq 0 \end{cases}$ | $K = \frac{1}{1+e^{-x}}$ | $K = \frac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}}$ |




а) б) в)

Рис. 1. Различные функционалы принятия решения. Решения принимались для сочетания поверхностей: «лес/вода» при ориентации протяженного объекта 45° по отношению к направлению движения датчика и ширине объекта 0,2 ширины пятна облучения: а) общий вид функционалов; б) решение для сигмоида; в) решение для функционала Колмогорова-Смирнова

## 3. Заключение

В статье рассмотрены различные функционалы принятия решения, предложено для сильно шероховатых поверхностей с обширными участками неоднородностей (например, «лес») использовать функционалы по типу сигмоида, а для достаточно однородных поверхностей типа «водная рябь» использовать функционалы типа Колмогорова-Смирнова. Такое применение функционалов позволит в дальнейшем с одной стороны сохранить высокую точность обнаружения границ, чем хороши быстрорастущие функционалы, а с другой стороны получить принятое решение в случае часто флуктуирующих поверхностей типа «лес».

### Список литературы

1. Ulaby F. T. Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain. ARTECH HOUSE, 1989. 358p.
2. A.K. Sorokin, V.G. Vazhenin, “Implementation of lengthened objects detection algorithm,” International Multidisciplinary Scientific GeoConference Surveying Geology and Mining Ecology Management, SGEM, 2019, 19(2.2), 2019, pp. 553-560.
3. 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.
4. A. Géron, Hands-On Machine Learning with Scikit-Learn, Keras, and TensorFlow: Concepts, Tools, and Techniques to Build Intelligent Systems. 2nd Edition, 2019.

# Исследование корреляционных свойств генератора сигнала доплеровского рассеяния со спектром Джейкса [1]

[1] Слизкой В. К., [2] Боков А. С.

[1,2] *Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина*
*г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация*
[1]*kavalerskiy @ gmail.com*, [2]*a.s.bokov @ urfu.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрен принцип организации многоканального генератора сигнала управляемого допплеровского рассеяния формируемого путем обратного преобразования Фурье формы спектра Джейкса, запоминания сигнала в памяти и считывания с различными скоростями. Исследованы корреляционные функции между каналами, между реальной и мнимой частью, а также автокорреляционные функции каналов генератора.*

## 1. Введение

При разработке и верификации многофункциональных радиолокационных систем летательных аппаратов (ЛА) возникает необходимость тестирования их качественных характеристик в условиях максимально приближенных к реальным, критическим и даже запредельным, что сложно реализуемо при натурных испытаниях. Такие исследования возможны в лабораторных условиях при переходе к полунатурному моделированию (ПНМ) [1, 2], при котором совокупность отраженных радиолокационных сигналов формируется на СВЧ с помощью имитатора сигнала и выдаётся на вход(ы) приёмных антенн проверяемых систем. Для повышения адекватности формируемых сигналов необходимо воспроизвести, в том числе, протяженный характер земной (водной) поверхности. Поскольку задача имитации должна решаться с динамическим изменением параметров фоноцелевой обстановки, то требуются существенные упрощения используемых в имитаторе математических моделей, работающих в режиме реального времени. В работе рассмотрен вычислительно эффективный вариант получения доплеровского рассеяния отраженного сигнала со спектром Джейкса. Спектр Джейкса хорошо соответствует отражению от однородной земной поверхности при вертикальном зондировании типовыми радиовысотомерами и различными автономными радиовысотомерными системами (РВС).

## 2. Математическая модель имитации отражения радиосигнала от поверхности

Для определения характеристик рассеяния рассмотрим геометрию модели подстилающей поверхности, представленную в вертикальной плоскости на рис. 1. ЛА движется с скоростью $V$ на высоте $H$. Отражающие точки подстилающей поверхности ЛА сгруппированы по кольцам дальности с наклонными дальностями $d_1$, $d_2$ … $d_n$ и радиусами $r_1$, $r_2$ … $r_n$, где $n$ – число колец в пределах диаграммы направленности антенны РВС. Соседние наклонные дальности отличаются друг от друга на дискрет $\Delta d$, представляющий собой разрешающую способность имитатора комплекса ПНМ. Углы падения для каждого кольца дальности обозначены $\alpha_1$, $\alpha_2 \ldots \alpha_n$ соответственно.

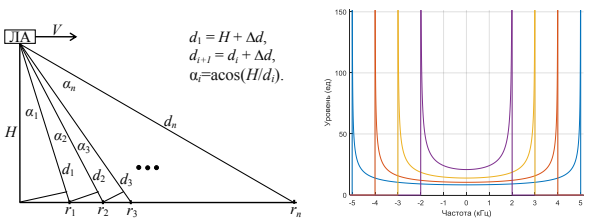



Рис. 1. Геометрия модели подстилающей поверхности и примеры спектров Джейкса в 4 кольцах дальности

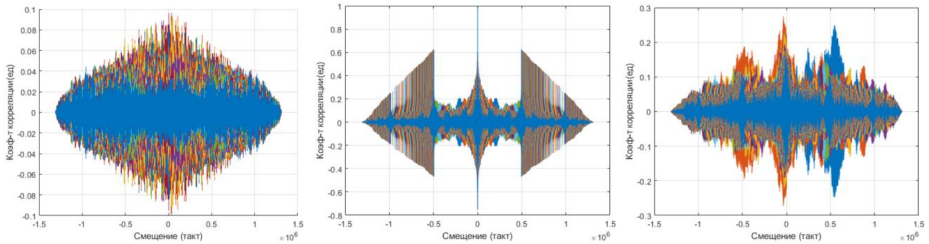
Тогда, для воспроизведения рассеяния сигнала в каждом кольце дальности, необходимо для каждого кольца дальности сформировать свой сигнал со спектром Джейкса, ширина которого $2F_i$ определяется горизонтальной скоростью $V$ , направлением на кольцо дальностей $\alpha_i$ и длиной волны радиолокационного сигнала $\lambda$, а значение «частоты среза» $F_i = 2 \cdot V \cdot \sin(\alpha_i)/\lambda$. Таким образом, задача сводится к разработке многоканального генератора сигналов со спектрами Джейкса. Для решения задачи каждый канал генератора соответствуют одному из колец и, ввиду подобия формируемых сигналов, может быть реализован подобно работе DDS-синтезаторов, путем циклического считыва-

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011).

ния выборок заранее рассчитанного сигнала с переменной скоростью. Для этого каждый канал имеет свой коэффициент замедления $K_i$, который определяется как отношение максимальной частоты $F_{max}$ заранее рассчитанного сигнала к частоте среза $F_i$ текущего канала, $K_i=F_{max}/F_i$, где $i$ – номер канала, $i\in[1\ldots n]$. Квадратурные сигналы рассчитываются с помощью обратного преобразования Фурье формы спектра Джейкса (частота среза $F_{max}$, фазы всех гармоник случайны) и сохраняются в блочной памяти ПЛИС. Формируемые сигналы многоканального генератора являются множителями импульсной характеристики поверхности, свертка зондирующего сигнала с которой позволяет в этом случае получить отраженные сигналы, имеющие рассеяние и по дальности и по доплеровской частоте [2].

## 3. Исследование корреляционных свойств многоканального генератора

При генерации спектра отражения от поверхности имеет значение степень корреляции между сигналами различных каналов, а также автокорреляция сигнала в канале [3]. В работе исследованы корреляционные характеристики разработанного генератора. Для тестирования корреляционных свойств генератора с параметрами оптимальными для реализации и работы в составе комплекса ПНМ на базе модуля «Деталь-ЦОС В1» приняты следующие значения представленной модели: скорость движения $V$=60 м/с, высота полета $H$=120 м, число колец дальности $n$=128, дискрет $\Delta d$=0,6 м, длина волны $\lambda$=0,07 м. Блочная память содержит 131072 слова. Для анализа корреляции построен сигнал с длительностью, превышающей объем памяти в 10 раз. Графики коэффициентов корреляции рассчитаны для всех сигналов, формируемых в 128 каналах – см. рис. 2 (функция каждого канала изображена своим цветом с наложением на другие функции).




а) б) в)

Рис. 2. Корреляционные функции: а – корреляционные функции для реальных частей всех соседних пар каналов, б – автокорреляционные функции каналов, в – корреляционные функции между реальной и мнимой частью

Из графиков корреляционных функций видно, что коэффициент межканальной корреляции не превышает 0,1. Коэффициент автокорреляции не превышает 0,2 при значениях смещения в пределах размера блока памяти, а при больших значениях смещения ожидаемо высок (здесь не превышает 0,63 только потому что не достигается полное перекрытие сигналов). Коэффициент корреляции между реальной и мнимой частью не превышает 0,3. Данные значения позволяют утверждать, что корреляции между исследуемыми сигналами не наблюдается при значениях смещений в пределах размера блока памяти.

## 4. Заключение

Генератор допплеровского спектра в соответствии с моделью Джейкса дополняет существующую модель [2], позволяя имитировать отражение от поверхности с более адекватными характеристиками. Исследования корреляционных функций разработанного генератора допплеровского спектра Джейкса показывают, что сигналы на выходе генератора не имеют взаимной и авто- корреляции, что позволяет использовать разработанный генератор для решения задач имитации отражения радиолокационного сигнала от подстилающей поверхности при движении ЛА.

## Список литературы

1. Хлебников Д. В., Кислицын Ю. Д., Конаныхин Е. С., Лазнков Д. В. Особенности формирования фоноцелевой обстановки на комплексах полунатурного моделирования бортовых радиолокационных систем конечного наведения // НТК «Авиационные системы в XXI веке». Сборник докладов. Москва : Гос. НИИ авиационных систем, 2017. С. 70–80.
2. Боков А. С., Слизкой В. К., Нагашибаев Д. Ж., Мухин В. В., Иофин А. А. Концепция имитации отраженных сигналов для радиовысотомеров в режиме реального времени // Труды международного симпозиума «Надежность и качество». 2021. Т. 1. С. 98-103. EDN: BVEECU
3. Pätzold M., Wang C., Hogstad B. O. Two New Sum-of-Sinusoids-Based Methods for the Efficient Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms // IEEE Transactions on wireless communications, 2009, vol. 8, No. 6, pp. 3122-3131.

# Исследование влияния квазикогерентной помехи на работу бортовых радиовысотомеров [1]

[1] Дурнаков А. А., [2] Боков А. С., [3] Вершинин В. С.

[1,2,3] *Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина*
*г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация*
[1] *a.a.durnakov @ urfu.ru,* [2] *a.s.bokov @ urfu.ru,* [3] *velimir@inbox.ru*

***Аннотация:*** *В работе рассмотрен один из известных методов постановки активной помехи сигналам радаров с произвольной модуляцией, основанный на технологии Digital Radio Frequency Memory (DRFM). Для создания шумовой структуры помехи использована псевдослучайная манипуляция фазы одной копии дискретизированного радиолокационного сигнала. Приведены результаты полунатурного эксперимента с импульсным и ЛЧМ высотомерами, показывающие возможность и актуальность проверки разрабатываемых и уже готовых радаров и их алгоритмов обработки сигналов на возможность корректной и безопасной работы в условиях таких помех.*

## 1. Введение

Использование автономных бортовых локационных систем является традиционным «базовым» средством обеспечения навигации летательных аппаратов. Радиолокационные методы обзора пространства, в отличие от спутниковых систем, предоставляют оперативную информацию о наличии подвижных объектов, их относительном положении и скорости. В последние годы происходит внедрение передовых малогабаритных радаров для повышения безопасности и комфорта в процессе вождения и парковки в автомобильной промышленности [1-2], а также в перспективных системах автопилотирования различного вида транспорта. Работа таких бортовых РЛС усложняется из-за многочисленных переотражений, одновременной работе множества подобных систем в общем диапазоне частот электромагнитных волн. Уменьшение влияния помех, в том числе преднамеренных, – важная научно-техническая задача, решаемая с использованием имитаторов, формирующих различные виды помеховых сигналов. Исследования в области создания шумовых помех, проведенные в радиолокационных приложениях, показывают, что постановка ложных помех, на цель требует сложного процесса модуляции с большими вычислительными затратами [3, 4]. Вследствие некогерентности с сигналом РЛС такие помехи требуют для достижения эффекта подавления большой мощности. В данной работе рассматривается исследование и оценка влияния варианта формирования квазикогерентной помехи на основе псевдослучайной фазовой манипуляции.

## 2. Реализация, моделирование и экспериментальные результаты

Псевдослучайные последовательности хорошо известны и широко применяются в радиотехнике. Широкую известность имеют конгруэнтные алгоритмы формирования псевдослучайных чисел, в частности аддитивный и мультипликативный алгоритмы. Полученная с помощью такого алгоритма псевдослучайная последовательность используется для манипуляции фазы сигналов. Сигнал помехи создается из передаваемого-зондирующего сигнала путем его фазовой манипуляции и ретрансляции в сторону радара, поэтому такой сигнал помехи коррелирован – квазикогерентен с зондирующим сигналом и проходит согласованный фильтр приёмника.

Вариант ретрансляционного имитатора помех, исследованный авторами, использует *DRFM*–технологию и дополнительные преобразования оцифрованного квадратурного сигнала, запрограммированные в специализированной СБИС 1879ВМ3(DSM) [5], см. рис. 1.

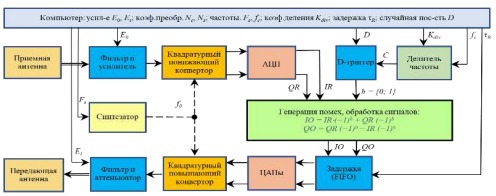



Рис. 1. Структурная схема ретрансляционного имитатора с псевдослучайным сигналом помех

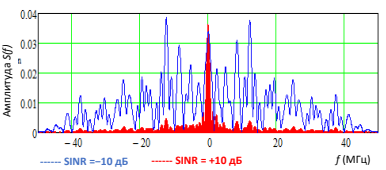



Рис. 2. Примеры спектров сжатых ретранслируемых сигналов с помехой для разных значений SINR

Алгоритм цифрового формирования сигнала помехи, с использованием фазовой манипуляции представляет следующую последовательность операций. Значения квадратурных составляющих

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011).

входного сигнала *IR* и *QR* считываются с выхода АЦП имитатора помехи, как показано на рис. 1. Генератор случайных чисел формирует одноразрядные значения 0, 1. Квадратурные составляющие входного сигнала преобразуются в выходные сигналы *IO* и *QO* в соответствии с дополнительными множителями-константами $N_C$, $N_S$ по выражениям:

$$IO = IR(-1)^b \cdot N_C + QR(-1)^b \cdot N_S, \quad QO = QR(-1)^b \cdot N_C - IR(-1)^b \cdot N_S, \tag{1}$$

где $b$ – одноразрядный выход генератора случайных чисел. Генератор случайных чисел при формировании одноразрядных значений должен создать кодовую последовательность импульсов с периодом $T_w$ и скважностью 2.

Частоту генератора случайных чисел можно определить из соотношения:

$$F_{gen} \geq (2n / T_s), \tag{2}$$

где $T_s$ – длительность импульса ЛЧМ сигнала; $n$ – количество отсчетов случайной кодовой последовательности.

Результаты моделирования ретранслируемой фазоманипулированной помехи были получены для одиночного ЛЧМ-импульса с девиацией частоты $f_{dev}$ = 50 МГц, длительностью импульса 1 мкс. При моделировании использованы промежуточная частота $f_0$ = 123 МГц, частота дискретизации 600 МГц. Частота переключения генератора случайных бинарных значений $F_{gen}$ = 50 МГц. В спектре ретранслированного сжатого сигнала с помехой (рис. 2), при отношении сигнал-помеха-плюс-шум SINR =−10 дБ, видно значительное подавление ретранслированного сигнала и множество ложных «целей». Ширина главного лепестка становится равной удвоенной частоте генератора псевдослучайной последовательности $2F_{gen}$. При этом наблюдается несимметричность спектра в области нулевых частот. С уменьшением амплитуды помехи относительно сигнала при отношении SINR =+10 дБ, спектр сжатого сигнала приобретает вид функции sinc($x$). Коэффициент сжатия такого спектра равен 17 дБ. Оптимальная величина частоты генератора случайной последовательности будет при равенстве $F_{gen}$ полосе перекрываемого ЛЧМ сигнала.

Разработанная схема организации активных помех была опробована на двух типах радиовысотомеров с импульсной и частотной модуляцией. Для исследований был сформирован имитированный радиолокационный эхосигнал, состоящий из комбинации двух сигналов: помехи и отражения от точечного отражателя с имитируемым отношением сигнал-помеха-плюс-шум SINR в диапазоне от 0,05 до 20. Для высотомера с импульсной модуляцией, наложение прикрывающих помех на точечный эхосигнал приводило лишь к незначительному увеличению измеряемой дальности. Когда моделируемая задержка парциального сигнала помех уменьшается, высотомер правильно определяет соответствующую меньшую моделируемую дальность, поскольку импульс помехи и его огибающая подходят для алгоритмов слежения и определения дальности. Но для радиовысотомера с непрерывной ЛЧМ-модуляцией наложение помехи на эхосигнал от точки-мишени приводит к появлению непериодических скачков фазы $\pm\pi$ в пределах периодов модуляции, хотя измерения дальности оставались достаточно точными, а SINR≈1. С уменьшением SINR число скачков фазы постепенно увеличивалось, и измерения дальности становились менее точными. При SINR < 0,3 высотомер переходит в режим «поиска». Для выхода из режима «поиск» с отслеживанием расстояния до моделируемой точечного отражателя необходимо увеличить SINR примерно до 0,5.

Таким образом, помеховой сигнал, создаваемый случайным фазовым сдвигом, перекрывает определенный частотный диапазон и эффективно защищает цель от определения ее параметров (доплеровской частоты, точного положения, размеров, «портрета»). Результаты моделирования подтверждают эффективность предложенного метода исследования влияния помехового сигнала.

## 3. Заключение

Рассмотренный вариант структуры имитатора и алгоритма создания помех позволяет формировать такие сигналы для проверки бортовых радиовысотомеров, различных РЛС обзора пространства и др. систем. Экспериментальные результаты подтверждают возможность и актуальность создания квазикогерентных помех для исследования устойчивости работы радаров.

## Список литературы


1. F. Engels, P. Heidenreich, M. Wintermantel, L. Stäcker, M. Al Kadi and A. M. Zoubir, "Automotive Radar Signal Processing: Research Directions and Practical Challenges," in *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 15, no. 4, pp. 865-878, June 2021, doi: 10.1109/JSTSP.2021.3063666.
2. S. Patole, M. Torlak, D.Wang, and M. Ali, “Automotive radars: A reviewof signal processing techniques,” *IEEE Signal Process.Mag.*, vol. 34, no. 2, pp. 22–35, Mar. 2017, doi: 10.1109/MSP.2016.2628914.
3. S. X. Gong, X. Z. Wei, X. Li, et al., “Mathematic principle of active jamming against wideband LFM radar,” in *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2015, vol. 26, no. 1, pp. 50–60. ISSN: 1004-4132, doi: 10.1109/JSEE.2015.00008.
4. N. Tai, Y. J. Pan, N. C. Yuan, “Quasi-Coherent noise jamming to LFM radar based on pseudo-random sequence phase modulation,” in Radioengineering, December 2015, vol. 24, no. 4, pp. 1013–1024, doi: 10.13164/re.2015.1013.
5. Черников В. М., Виксне П. Е., Шелухин А. М., Панфилов А. П. Микросхема 1879ВМ3 для цифровой обработки высокочастотных аналоговых сигналов // Электронные компоненты. 2006. №1. С. 67–72.

# Исследование эффективности фильтров подавления фазового шума интерферограмм радиолокаторов с синтезированной апертурой [1]

[1] Снигирев М.В., [1] Сосновский А.В., [1]Коберниченко В.Г.

[1] *Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина*
*г. Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 19, Российская Федерация*
*sav83@e1.ru*

***Аннотация:*** *Приведены результаты экспериментального исследование эффективности подавления фазового шума линейными неадаптивными фильтрами при интерферометрической обработке данных, получаемых космическими радиолокаторами землеобзора с синтезированной апертурой в задачах построения цифровых моделей рельефа. Получены характеристики точности для трёх фильтров при обработке данных ALOS PALSAR для областей с холмистой и низкогорной местностью. Показано, что наименьшее значение ошибки интерферометрической фазы при равной вычислительной сложности обеспечивает фильтр Аньези.*

## 1. Введение

Метод космической радиолокационной интерферометрии (технологии InSAR и DInSAR) широко применяется для получения информации о рельефе местности и его изменениях [1-3]. Подавление фазового шума является критически важным этапом интерферометрической обработки, поскольку вне зависимости от условий съёмки исходный уровень фазового шума делает невозможным дальнейшее восстановление абсолютной фазы. Для этой цели используются чаще всего адаптивные фильтры - фильтр Гольдштейна и локальный адаптивный оконный фильтр [4,5]. Однако линейные неадаптивные фильтры – фильтры с АЧХ гауссовой или похожей формой – могут давать аналогичные результаты с меньшими вычислительными затратами. В настоящей работе на основе экспериментальной обработки данных ALOS PALSAR проведен анализ эффективности трех различных неадаптивных фильтров с монотонными частотными характеристиками при фильтрации фазовых шумов интерферограмм.

## 2. Теория

При фильтрации в частотной области результат двумерного дискретного преобразования Фурье интерферограммы умножается на частотную характеристику фильтра $H(u,v)$, после чего вычисляется обратное дискретное преобразование Фурье для получения сглаженной интерферограммы. Вычислительная сложность фильтрации в частотной области полностью определяется сложностью БПФ, которая равна $O(N\times\log N)$. Частотный подход более предпочтителен для обработки интерферограмм, поскольку, что для эффективного подавления шума при фильтрации во временной области требуются большие окна обработки (десятки или сотни элементов для каждой стороны окна).

Исследовались три типа линейных пространственных фильтров:

- гауссовый фильтр с формой АЧХ следующего вида:

$$H_G(u,v) = e^{-\frac{u^2+v^2}{2F_C^2}}, \quad (1)$$

где $H(u,v)$ – амплитудно-частотная характеристика фильтра, $F_C$ - частота среза. В общем случае частоты среза могут отличаться для спектральных координат $u$ и $v$, но при экспериментальной обработке для всех фильтров использовались одинаковые значения;

- фильтр Баттерворта с частотной характеристикой следующего вида:

$$H_B(u,v) = \frac{1}{1+\left(\frac{\sqrt{u^2+v^2}}{F_C}\right)^{2n}}, \quad (2)$$

где $n$ - порядок фильтра (рассматривался фильтр с $n$=1);

- фильтр с частотной характеристикой в виде функции «локон Аньези», которая хорошо согласуется с одной из форм спектральной плотности рельефа Земли [6]:

$$H_A(u,v) = \frac{1}{u^2+v^2+F_C^2}. \quad (3)$$

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 0836-2020-0020).

Для каждого фильтра исследовались две формы реализации: фильтр нижних частот (ФНЧ) и полосовой фильтр (ПФ) с центральной частотой, соответствующей положению максимума спектральной плотности интерферограммы.

## 3. Эксперимент

Исследовались интерферометрических пары четырех сцен (холмистый и низкогорный рельеф), полученные космическим аппаратом ALOS (PALSAR). Для оценивания эффективности фильтрации фазовых шумов применялась методика, основанная на обратном геокодировании эталонных высот [7]. Результаты исследования в виде характеристик точности для трех фильтров, приведенные на рис. 1, показывают, что

– фильтр Баттерворта обеспечивает наименьшую ошибку при больших значениях частоты среза, чем два других;

– ошибка фильтра Аньези почти везде меньше на 0,005...0,02 рад или равна таковой для гауссового фильтра за исключением небольшого диапазона частот среза в окрестности минимальных значений для сцены № 1 (рис. 1-A), где последний лучше на 0,003 рад;

– применение ПФ не дает заметного эффекта (рис. 1-B-C), поскольку вследствие применения процедуры выравнивания фазы при формировании интерферограммы, центральные частоты спектров стали близкими к нулю .

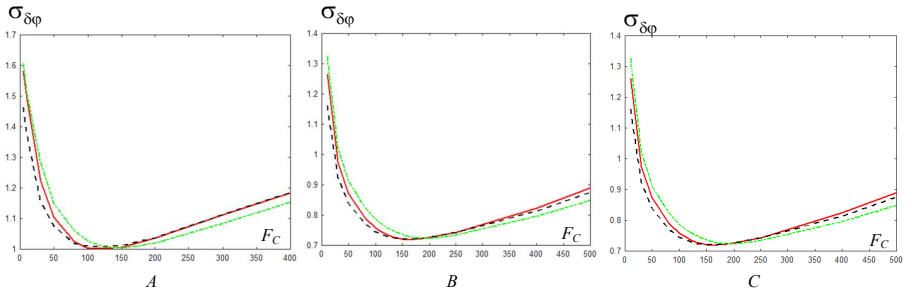



Рис. 1. Характеристики точности для фильтров фазового шума Гаусса (красный), Баттерворта (зеленый), Аньези (черный пунктир): A) сцена № 1, ФНЧ, B) сцена № 2, ФНЧ, C) сцена №2, ПФ

## 4. Заключение

На основе ранее разработанной методики экспериментальной оценки эффективности этапов интерферометрической обработки данных PCA получены характеристики точности для трех линейных фильтров фазовых шумов с плавными монотонными частотными характеристиками (Гауссовый, Баттерворта, Аньези). Фильтр с АЧХ в форме функции Аньези дает лучшие результаты по величине стандартного отклонения разностно-фазового угла (на 0,005...0,02 рад) и имеет ту же вычислительную сложность, что и два других.

## Список литературы

1. Joughin I. R., Li F. K.,. Madsen S. N, Rodrigues E., et al. Synthetic Aperture Radar Interferometry // Proc. IEEE. 2000. Vol. 88. No. 3, P. 333–382.
2. Bamler R., Hartl P. Synthetic aperture radar interferometry // Inverse Problems. 1998. Vol. 14. No. 4. P. r1–r54.
3. Hanssen R.F. Radar interferometry. Data interpretation and error analysis. Dordrecht: Kluwer academic publishers. 2002. 308 p.
4. Goldstein R.M., Werner C.L. Radar interferogram filtering for geophysical applications // Geophysical Research Letters. 1998. Vol. 25. No. 21. P. 4035-4038.
5. Baran I., Stewart M.P., Kampes B.M., Perski Z. et al. A Modification to the Goldstein Radar Interferogram Filter // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2003. Vol. 41. No. 9. P. 2114-2118.
6. Носков В.Ф. Математическая модель рельефа и связь ее параметров с геоморфологическими характеристиками //Вестник Московского университета. 1969. No. 1. P. 105-111.
7. Сосновский А.В. Оценивание точности восстановления абсолютной фазы при интерферометрической обработке данных радиолокаторов с синтезированной апертурой // Журнал радиоэлектроники. [Электронный журнал]. 2021. №.7.

# Амплитудный метод имитации точечной радиолокационной цели с управляемой угловой координатой [1]

[1] Марков Ю.В., [2] Боков А. С.

[1,2] *Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина*
*г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация*
[1]*asdal @ mail.ru*, [2]*a.s.bokov @ urfu.ru*

***Аннотация:*** *Предложен амплитудный метод электронной имитации положения точечной радиолокационной цели, предназначенный для использования в комплексах полунатурного моделирования. Метод позволяет управлять угловой координатой сымитированной цели путём изменения мощности излучения элементов антенной системы имитатора. Метод позволяет изменять угловое положение сымитированной цели как в одной, так и в двух плоскостях без использования коммутаторов и механических приводов.*

## 1. Введение

При разработке, настройке и испытаниях бортовых радиолокационных систем (БРЛС) существует задача имитации отражённого сигнала в лабораторных условиях. Без внесения изменений в конструкцию БРЛС при применении методов полунатурного моделирования (ПНМ) возможна оценка работы систем в широком диапазоне изменения параметров, включая сложно достижимые сочетания условий обзора пространства: высокие/недостижимые скорости, маневрирование и др. Имитация при ПНМ позволяет избежать затрат, организационных и технических сложностей, по сравнению с работой в реальных условиях при натурном моделировании радиолокационной обстановки. Таким образом, задача исследования, разработки и совершенствования комплексов ПНМ весьма актуальна в области развития радиолокации и радионавигации.

Комплексы ПНМ обычно взаимодействуют с РЛС в условиях безэховой камеры, а наличие и перемещение воздушных целей имитируется относительным механическим перемещением отражателей или излучателей сигналов целей. Для электронной имитации сигнала, отражённого от точечной цели предложен амплитудный метод управления угловой координатой имитируемой цели без использования механических приводов и коммутаторов.

## 2. Амплитудный метод управления угловой координатой цели

Для задания углового положения цели и электронного управления им необходимо сформировать центр отражения и его флуктуации (шум угловых координат) [1]. При ПНМ отражение создаётся за счет излучения (переизлучения зондирующих импульсов) с желаемого направления и, соответственно, решается задача формирования эквивалентного энергетического центра излучения (ЭЦИ), пространственное положение которого соответствует требуемому положению имитируемой цели.

Известно [2–4 и др.], что для формирования положения цели в одной плоскости достаточно перераспределять мощность и/или фазу излучения между фазовыми центрами (ФЦ) двух излучателей в зависимости от имитируемой координаты цели. Для упрощения реализации применяют синфазное излучение и пропорциональную зависимость коэффициентов передачи $Kp1(\beta)$ и $Kp2(\beta)$ излучателей. Тогда, для установки ЭЦИ в любую точку на оси β между двумя ФЦ излучателей соответствующие значения $Kp1(\beta)$ и $Kp2(\beta)$ должны меняться от нуля до максимума $Kp_{max}$ пропорционально изменению текущей относительной координаты β ЭЦИ, как показано на рис. 1.

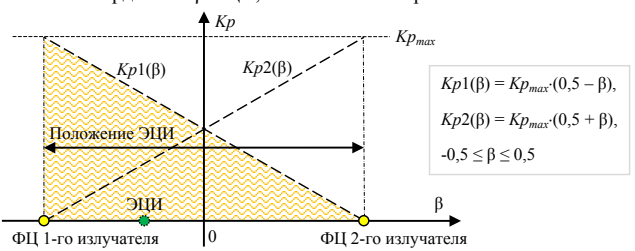



Рис. 1. Распределение мощностей излучения для изменения положения ЭЦИ цели в одной плоскости

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011).

В промежуточных точках коэффициенты передачи $Kp1(\beta)$ и $Kp2(\beta)$ перераспределяются пропорционально изменению координаты ЭЦИ. В частности, при расположении ЭЦИ в центре, между излучателями, их мощности излучения равны, а коэффициенты передачи $Kp1=Kp2=Kp_{max}/2$.

При необходимости изменять положение ЭЦИ в двух плоскостях необходимо использовать большее число излучателей в имитаторе, например четыре, как это показано на рис. 2.

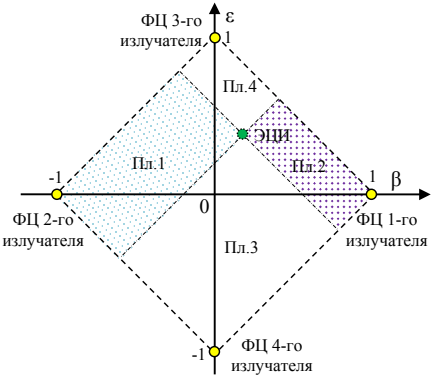



Рис. 2. Формирование ЭЦИ цели в двух плоскостях

$$a_i = \left|\beta_i + \varepsilon_i - \beta - \varepsilon\right| / \sqrt{2},\ d_i = \sqrt{(\beta - \beta_i)^2 + (\varepsilon - \varepsilon_i)^2},$$
$$Kp_i = a_i \sqrt{d_i^2 - a_i^2}.$$

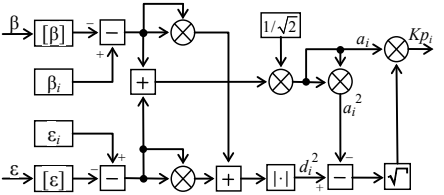



Рис. 3. Вариант реализации схемы расчета $i$-го коэффициента передачи излучателей для изменения положения ЭЦИ цели в двух плоскостях ($i$ = 1..4)

В этом случае возможно расположение ЭЦИ в любой точке, в пределах ромба, образованного 4 излучателями. Для расчёта мощности излучения для каждого излучателя необходимо рассчитать площадь соответствующего прямоугольника Пл.1 – Пл.4. Если $\beta_i$ и $\boldsymbol{\varepsilon}_i$ нормированные координаты противолежащего излучателя для $i$-ого прямоугольника, а $\beta$ и $\boldsymbol{\varepsilon}$ координаты ЭЦИ, то диагональ $d_i$ и сторона $a_i$ $i$-го прямоугольника (при условии расположения излучателей в углах квадрата), а также искомый коэффициент передачи $i$-ого излучателя могут быть рассчитаны в соответствии с выражениями и вариантом реализации схемы расчета, приведенными на рис. 3.

ФЦ излучателей должны располагаться на одинаковых углах смещения не более $\pm\frac{1}{2}\theta_{0,5}$ относительно оси диаграммы направленности (ДН) антенны РЛС (в пределах главного лепестка ДН шириной $\theta_{0,5}$), на одинаковых расстояниях от ФЦ антенны РЛС, а излучение должно быть синфазным.

При использовании имитатора такого вида достаточно легко могут быть реализованы модели целей Сверлинга всех 5-ти видов. Амплитудный метод позволяет с достаточной скоростью и точностью управлять и имитировать угловые флуктуации цели, а так же флуктуации ЭПР. Для управления ЭПР следует управлять суммарной мощностью всех излучателей, а для формирования изменения дальности и доплеровского сдвига можно применить вариант DRFM-технологии имитации [5].

## 3. Заключение

Предложен амплитудный метод управления угловыми координатами в имитаторе точечной цели, позволяющий перемещать ЭЦИ цели в пределах площади, заключённой между излучателями имитатора. Предложенный метод служит для создания испытательных стендов полунатурного моделирования, и позволяет упростить разработку, настройку и испытания радиолокационного оборудования. Предложен вариант реализации схемы расчета коэффициентов передачи излучателей.

### Список литературы


1. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей // М.: Радио и связь, 1988. 227 с.
2. Гришков А. Ф., Чекрыгин А. Э., Дорух И. Г. Пат. 2317563 (РФ). Имитатор радиолокационной цели. Опубл. в Б. И., 2008. № 5.
3. Вдовкин К.А., Важенин В.Г. Имитация флуктуации радиолокационных сигналов, отраженных от распределенной цели. В сб. : «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» – КрыМиКо'2014, Севастополь, 2014. С. 290-291.
4. Артюшенко В. В., Киселев А. В., Таюров Ю. В. Замена распределенного радиолокационного объекта одноточечной моделью // Труды Российской Академии наук высшей школы, 2022, № 1 (54), с. 14-24. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-14-24.
5. 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

# Особенности реализации режима реального времени в имитаторе отраженного сигнала при моделировании земной поверхности[1]

[1] Боков А. С., [2] Зейналов Э. Н., [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]*emil.zeynalov.1996 @ mail.ru,* [3]*kavalerskiy @ gmail.com*

***Аннотация:*** *Предлагается новый подход к организации работы имитатора радиолокационного сигнала бортового радиовысотомера, в котором сигнал, отраженный от земной/водной поверхности, формируется сверткой с моделируемой в реальном времени импульсной характеристикой поверхности, рассчитываемой по феноменологической модели отражателей в области пятна облучения. Модель учитывает диаграмму направленности антенны, рельеф и тип земной/водной поверхности, эволюции летательного аппарата и др.*

## 1. Введение

Для исследования, верификации и оптимизации аппаратных и программных компонентов блоков радиовысотомеров (РВ) летательных аппаратов (ЛА) необходим «наземный» инструмент, позволяющий отследить и оценить работу РВ до (вместо) трудозатратных натурных испытаний. Поэтому разработка средств, позволяющих с заданной точностью имитировать условия работы и отраженные сигналы для бортовых РВ, является актуальной задачей.

В основе наиболее распространённых способов цифровой имитации радиолокационных сигналов, отраженных от протяженных поверхностей и объектов, являются модели многолучевого распространения и отражения сигналов от совокупности отражателей [1, 2]. Наиболее известные модели представляют зондируемую поверхность набором небольших (относительно длины волны и разрешающей способности) плоских фацетов – фацетные модели, или набором локальных «блестящих» точек/отражателей. Эти модели являются феноменологическими, позволяют получить близкие по характеристикам радиолокационные эхосигналы. Характеристики сигналов отражателей, такие как задержка, доплеровское смещение и затухание мощности зондирующего сигнала, могут быть получены для каждой точки индивидуально. Такой подход позволяет включать в поверхность различные неоднородности, напрямую влияющие на характер отраженного сигнала.

## 2. Краткое описание работы модели и схемы построения имитатора

Для исследования характеристик РВ целесообразно ограничиться лишь областью пространства, соответствующего эффективному пятну облучения антенной. При вертикальном облучении и ограничении области облучения, например, по половинной мощности максимума диаграммы направленности (ДН), форма пятна облучения будет круглой, а при наклонном – эллиптическая с включением подрадарной точки и точки направления ДН [2]. Земная поверхность может быть смоделирована, как область высот, где двухмерные координаты ($x$, $y$) представляют собой интересующую нас область пространства, а соответствующая координата высоты $z$ используется для выражения высоты рельефа в данной области. Структуру рельефа можно создавать на основе высот земной/морской поверхности с использованием некоторого количества отражателей (доступного для расчета в реальном времени) в пятне облучения. За счет дополнения каждого отражателя «временем жизни», упрощается имитация движения и угловых эволюций ЛА, а также возможна динамическая смена типа земной поверхности и характеристик рельефа, например для имитации морского волнения. Для этого «время жизни» отражателя является случайным (может определяться типом земной поверхности), но ограниченным временем нахождения в пятне облучения. Периодическая перегенерация отражателей в новых случайных координатах ($x$, $y$) позволяет воспроизвести флуктуации амплитуды и доплеровское рассеяние при отражении от протяжённой поверхности. Координата $z$ всегда соответствует локальной высоте рельефа, либо положению отражателя по высоте над рельефом для моделирования слоистых и лесных поверхностей.

Для достижения цели имитации была выбрана схема имитатора с технологией цифровой радиочастотной памяти – DRFM [2, 3]. Данная технология позволяет записывать в память принимаемый от РЛС сигнал в реальном времени и производить над ним различные операции. Одним из способов имитации отражения от поверхности является свертка принимаемого зондирующего сигнала и импульсной характеристики (ИХ) поверхности, дающая в результате отраженный от данной поверх-

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 075-03-2022-011).

ности сигнал [3]. Данный тип имитаторов наиболее универсален, так как не требует априорного знания формы сигнала, излучаемого РЛС в имитатор. Чем точнее построена цифровая модель поверхности, тем более выходной сигнал приближен к реальному, тем ценнее результаты проверки РВ.

Структурная схема предлагаемого имитатора с возможностью изменения параметров полета ЛА и параметров поверхности в режиме реального времени приведена на рис. 1. Задача имитатора – сформировать сигнал $X(t)$, эквивалентный отраженному от реальной земной/водной поверхности.

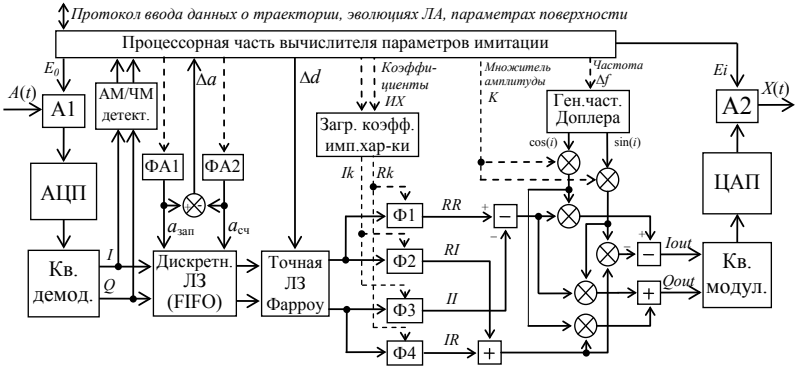



Рис. 1. Блок-схема DRFM-имитатора отраженного сигнала с расчетом свертки и обновлением ИХ поверхности

Входной сигнал $A(t)$ – это зондирующий сигнал РВ. $A(t)$ проходит аналоговую обработку в блоке А1 – фильтрацию, перенос на промежуточную частоту, коррекцию уровня. Блоки тактирования/гетеродины, преобразования/согласования уровней, а также коммутаторы режимов настройки/работы не приводятся для упрощения. Далее оцифрованный в АЦП сигнал попадает на вход квадратурного демодулятора, где выполняется перенос на нулевую частоту и выделяются его синфазная и квадратурная составляющие. Полученный комплексный сигнал получает управляемую целочисленную задержку посредством прохождения через память ОЗУ. Задержка управляется разностью адресов чтения/записи ($a_{зап}/a_{сч}$) до получения необходимой разности $\Delta a$. Помимо целочисленной задержки сигнал получает точную задержку в фильтре Фарроу. Задержанный сигнал проходит операцию свертки с ИХ (реальные *Rk* и мнимые *Ik* части модели ИХ поверхности) в цифровых фильтрах Ф1…Ф4. Источником ИХ поверхности является процессорная часть вычислителя, загрузка коэффициентов *Ik*, *Rk* осуществляется посредством цифрового автомата [3]. Группа умножителей, сумматоров и вычитателей далее осуществляет комплексное умножение сигнала с управляемой гармоникой, формируемой методом DDS на выходе блока «Генератор частоты Доплера» для имитации средней частоты Доплера. Результат комплексного умножения проходит квадратурную модуляцию (Кв. модул.) и ЦАП. Блок аналоговой обработки А2 переносит сигнал на несущую частоту и производит установку уровня сигнала, задаваемого согласно модели траектории и типу земной поверхности. Детекторы амплитудной (АМ) и частотной (ЧМ) модуляции позволяют выполнять коррекцию параметров формирования отраженного сигнала, а также используются при калибровке и самотестировании.

## 3. Заключение

Предложен новый вариант построения модели для DRFM-имитатора с переменными параметрами поверхности. Применение феноменологической модели поверхности в ограниченной области пятна облучения позволяет гибко настраивать модель в сторону качества или производительности, регулируя количество отражателей поверхности. Использование ИХ для вычисления сигнала позволяет универсально проводить моделирование работы РВ практически с любой поверхностью.

## Список литературы


1. Бахчевников В. В., Потипак М. В. Отражение ЭМВ от поверхностно-распределенной цели // Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем. – Таганрог: ЮФУ, 2014. – С. 12-16.
2. Bokov A. S., Zeynalov E. N., Markov Y. V. Mathematical Modeling of Sea Surface for the Purpose of Real-time Radar Signal Simulation // 2021 RSEMW Proceeding – Divnomorskoe, 2021, pp. 405-408. doi: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494042
3. Слизкой В. К., Боков А. С., Гусев А. В. Разработка цифрового формирующего фильтра имитации отражения сигнала радиовысотомера от поверхности // В сб. : СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : сборник трудов 31-й Международной конференции КрыМиКо'2021, Севастополь, 2021. С. 474-475.

# Памяти Ореста Генриховича Вендика, основателя научной школы в области электродинамики и СВЧ-электроники твердого тела

[1] Вендик И.Б., [2] Золотинкина Л.И.

[1,2] *Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»*
*ул. Профессора Попова, 5, 197022, Россия*

***Аннотация:*** *Доклад посвящен научной и общественной деятельности Ореста Генриховича Вендика (1932-2022) —крупного ученого в области электродинамики, техники СВЧ, электроники твердого тела, основателя научной школы в области СВЧ-электроники твердого тела, доктора технических наук, профессора, заслуженного деятеля науки и техники РФ, заслуженного профессора СПбГЭТУ «ЛЭТИ».*

## 1. Введение

Профессор Орест Генрихович Вендик (1932-2022) — коренной ленинградец, переживший блокаду, учился в Ленинградском электротехническом институте с 1949 г. В 1954 г. окончил радиотехнический факультет (РТФ) ЛЭТИ по специальности «Радиотехника». На 4-ом курсе начал участвовать в работе семинара проф. Ю.Я. Юрова по электродинамике и технике СВЧ. По окончании учёбы был оставлен для работы в группе проф. Ю.Я. Юрова, который в то время выполнял работу по постановлению СМ СССР по разработке антенны с немеханическим движением луча. Эти разработки привели к появлению нового класса устройств: фазированные антенные решетки (ФАР). Позднее проводились исследования различных материалов (ферритов, сегнетоэлектриков, высокотемпературных сверхпроводников) для применения в микроэлектронных устройствах СВЧ.

## 2. Стремительный путь в науке и организации исследований

Появление и развитие ФАР — одна из ветвей триумфального шествия радиоэлектроники XX века. Техника ФАР объединила в себе решение проблем электродинамики, физики твердого тела и способов обработки информации.



Рис. 1. Орест Генрихович Вендик



Рис. 2. Лабораторный макет антенны с электронным сканированием, Музей истории СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

Развитие техники ФАР оказалось серьезным стимулом решения проблем СВЧ-микроэлектроники как основы микроминиатюризации СВЧ-компонентов и обеспечения их массового производства. Это новое направление развивалось параллельно и практически одновременно в США и СССР. В США в 1964-1966 гг. появился первый обширный обзор ФАР с учетом взаимодействия излучателей в составе решетки (трехтомник «Сканирующие микроволновые антенны» под редакцией Р.С. Хансена). В СССР в 1965 г. была опубликована монография О.Г. Вендика «Антенны с немеханическим сканированием луча (введение в теорию)», содержание которой было основано на оригинальных научных результатах, полученных на кафедре теоретических основ радиотехники в 1954–1963 гг. аспирантами О.Г. Вендиком и Ю.В. Егоровым. Макет разработанной в 1955 г. антенны (Рис. 2) экспонируется в Музее истории ЛЭТИ. По этому направлению О.Г. Вендик защитил кандидатскую диссертацию в 1957 г. Развитие работ по антеннам с немеханическим движением луча («с электронным сканированием») послужило основой докторской диссертации О.Г. Вендика (1965 г.)

В опубликованной в 1965 г. монографии О.Г. Вендика впервые сформулированы основные принципы построения ФАР, которые служат основой проектирования антенн по настоящее время. Была предложена математическая формулировка, устанавливающая связь числа излучателей антенны

с шириной диаграммы направленности антенной решетки, известная среди специалистов как «формула Вендика». Второе издание монографии «Антенны с немеханическим сканированием луча (введение в теорию)» О.Г. Вендика и М.Д. Парнеса опубликовано в 2002 г. Работа по созданию ФАР в СССР подробно описана в статье О.Г. Вендика и Ю.В. Егорова (см. «Antenna and Propagation Magazine», Vol. 42, No. 4, August 2000).

В 1967-1968 гг. О.Г. Вендик в течение шести месяцев проходил стажировку в Англии в Суррейском университете Лондона, где он работал в лаборатории СВЧ-электроники под руководством доктора К.В. Фаулдса. За это время им было написано несколько научных статей по электронике твёрдого тела, опубликованных в международных журналах. Это его первые публикации за рубежом.

В 1970-х годах развитие техники ФАР, прошедшей этап применения ферритов, потребовало организации массового производства фазовращателей уже на полупроводниковых p—i—n диодах. Результаты усилий по их практическому конструированию и оптимизации показали необходимость перехода к использованию принципов и технологии микроэлектроники.

В те же годы О.Г. Вендик занимается электродинамикой и физикой ферритов на СВЧ. В 1988 г. О.Г. Вендику и его ученику Б.А. Калиникосу в составе группы ученых была присуждена Государственная премия СССР за «Разработку научных основ спин-волновой электроники СВЧ».

В это же время Вендик О.Г. организует и развивает новое направление: исследование свойств и практическое применение сегнетоэлектриков в СВЧ-диапазоне, во многом опережая зарубежные исследования и разработки. В 1979 г. в издательстве «Советское Радио» под ред. О.Г. Вендика вышла книга группы авторов «Сегнетоэлектрики в технике СВЧ», в которой были обобщены результаты исследований за 15 лет. Работы по этой тематике легли в основу докторских диссертаций учеников О.Г. Вендика Л.Т. Тер-Мартиросяна, И.Г. Мироненко, А.Б. Козырева, А.И. Соколова и др.

Открытие высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП) в 1986 г. расширило сферу применения сверхпроводников и дало мощный импульс фундаментальным и прикладным исследованиям. О.Г. Вендиком была предложена феноменологическая модель свойств ВТСП в СВЧ диапазоне, широко используемая при проектировании сверхпроводниковых СВЧ устройств. На их основе были разработаны планарные СВЧ-устройства с уникальными, прежде недостижимыми характеристиками: предельно низким уровнем вносимых потерь и малым коэффициентом собственного шума: полосно-пропускающие и полосно-заграждающие СВЧ-фильтры; разделители частотных каналов (мультиплексоры и управляемые банки фильтров); резонаторы для стабилизации генераторов; дисперсионные и бездисперсионные линии задержки для аналоговой обработки широкополосных СВЧ-сигналов; направленные ответвители; планарные диаграммо-образующие матрицы и антенны.

В 1988 г. Орестом Генриховичем был получен правительственный грант на проведение научных исследований свойств ВТСП в микроволновом диапазоне и технических приложений этих материалов. Подготовлены и прочитаны курсы лекций по этой тематике. Курс «Криоэлектороника» в течение ряда лет читается на английском языке, по нему подготовлено и издано учебное пособие.

Начиная с 1991 г. О.Г. Вендик регулярно выезжал по приглашению в зарубежные университеты для чтения лекций и выполнения совместных научных исследований. Активно участвовал в международных мероприятиях, являясь членом оргкомитетов многих международных научных конференций. В 1994 г. он организовал и в течение многих лет был председателем международного студенческого семинара, который ежегодно (1994-2006) проводился в разных странах.

О.Г. Вендик является автором монографий, учебных пособий, более 250 научных статей по фундаментальным и прикладным вопросам физики и электроники в отечественных и зарубежных журналах.

## 3. Заключение

История и философии науки и техники всегда входили в круг интересов Ореста Генриховича. Со студенческих лет он – активный автор университетской газеты «Электрик», член комиссии учёного совета университета по истории ЭТИ – ЛЭТИ – СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Приоритет А.С. Попова в изобретении радио – одна из его тем, в разработке которой мнение авторитетного на международном уровне учёного вносит свой положительный вклад.

Творческая деятельность Ореста Генриховича Вендика отмечена Государственной премией СССР (1988) за разработку научных основ спин-волновой электроники СВЧ, присвоением званий заслуженного деятеля науки РФ (1999) и заслуженного профессора СПбГЭТУ «ЛЭТИ» (2007). Он награжден орденом Трудового Красного Знамени (1986), различными медалями и знаком «Житель блокадного Ленинграда» (1990).

# Радиотехнический комплекс «ТНА-400» (к 65-летию со дня основания 79-го Отдельного научно-измерительного пункта)

[1]Афонин И. Л., [1]Поляков А. Л., [1]Дидус В. Т., [1]Маленко В.А.

*[1]Севастопольский государственный университет*
*299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация*
*E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru*

***Аннотация:*** *4 октября 2022 г. исполнится 65 лет со дня основания 79-го Отдельного научно-измерительного пункта, который располагался поблизости Симферополя в поселке Школьное. Пункт был оснащен различными радиотехническими средствами, которые применялись как для приема сигналов от первого искусственного спутника Земли, так и для управления космическими аппаратами различного назначения в последующем. Одним из основных технических средств пункта, которое применялось для управления космическими аппаратами дальнего космоса, был радиотехнический комплекс «ТНА-400».*

## 1. Введение

В нашей стране накоплен огромный научно-технический опыт в области освоения дальнего космоса. Запуск первого искусственного спутника Земли 4 октября 1957 года ознаменовал начало космической эры, но еще раньше началась работа по созданию инфраструктуры наземных измерительных пунктов. Одним из таких пунктов стал 10-й наземный измерительный пункт — войсковая часть 14109. Он был развернут в 25 километрах от Симферополя в районе балки Джабанак, рядом с селом Кубанское. Пункту было присвоено полное наименование «79-й Отдельный научно-измерительный пункт (ОНИП)». 4 октября 1957 года было установлено как день его основания. В основу разработки комплекса легли работы опытного конструкторского бюро Московского энергетического института (ОКБ МЭИ), которые были начаты в 1956 году. Первоначально комплекс был развернут с антенной системой ТНА-200, но вскоре был модернизирован и под названием ТНА-400 успешно применялся при реализации задач управления космическими объектами дальнего космоса практически до конца XX века.

## 2. Теоретическая часть

Радиотехнический комплекс ТНА-400 — единственное, что осталось из наземных космических средств 79-го ОНИП (Рис. 1) [1]. А начиналось все 65 лет тому назад. После разработки технической документации в ЦНИИПСК им. Мельникова[2] были начаты работы по строительству антенны ТНА-200 с диаметром зеркала 25 м. Первоначально это была двухзеркальная система с параболическим профилем тора. В дальнейшем система была модернизирована в трехзеркальную двухдиапазонную систему, и, получив название ТНА-400, сохранилась до настоящего времени. Состав комплекса: зеркало диаметром 32 м; контррефлектор; облучающая система; волноводные тракты; опорно-поворотное устройство; электро-силовой привод; датчики углов; аппаратура наведения; кабины для размещения приемо-передающей аппаратуры. Антенная система имела возможность вращения по азимуту на 360º и 90º по углу места.



Рис. 1

Оба параболических вспомогательных зеркала имеют диаметр около 1 метра. Первое вспомогательное зеркало располагается вблизи фокуса параболоида главного зеркала. Оно состоит из диполей, что обеспечивает прозрачность для поля облучателя дециметрового диапа-

[1] Фото из личного архива А. Л. Полякова.
[2] ЦНИИПСК им. Мельникова — Центральный научно-исследовательский и проектный институт строительных конструкций имени Н. П. Мельникова в г. Москва




Рис. 2

зона, который установлен в фокусе главного зеркала. Облучатель сантиметрового диапазона установлен в фокусе второго вспомогательного зеркала. Электродинамическое проектирование ТНА-400 было выполнено в НИИ-17 под руководством Л. Д. Бахраха[3] [3].

Комплекс «ТНА-400» являлся одним из ключевых радиотехнических средств реализации лунной программы полетов, которая была принята Правительством СССР в 1959 году. Он был задействован уже на этапе испытаний ходовой платформы первого лунохода, которые проходили на импровизированном лунодроме в непосредственной близости от места установки комплекса.

При помощи ТНА-400 было получено первое изображение поверхности Луны, переданное космическим аппаратом «Луна-9» (Рис. 2). С декабря 1968 г. по ноябрь 1969 г. осуществлялось слежение за космическими кораблями экспедиций «Аполлон-8», «Аполлон-10», «Аполлон-11», «Аполлон-12». При помощи «ТНА-400» велось управление космическими аппаратами серии «Венера» и «Марс». С космического аппарата «Венера-13» были приняты первые изображения поверхности Венеры.

Но все же основная работа «ТНА-400» была по программам «Луна» и «Луноход».

После развала Советского Союза вся инфраструктура 79-го ОНИП перешла по юрисдикцию Украины. Задействование ТНА-400 для выполнения задач управления КА дальнего космоса прекратилось. Рассматривались некоторые варианты применения ТНА-400 совместно с радиотелескопом РТ-70 для решения задач бистатической локации объектов ближнего космоса, а также применения этого комплекса в европейской радиоинтерферометрической сети. Но этим планам не были осуществлены.

Некоторое оживление наметилось в 2014 г. после вхождения Крыма в состав Российской Федерации. Комплексом заинтересовался Роскосмос, заявив о планах его применения (после определенной модернизации) для управления космическими аппаратами дальнего космоса.

Были проведены работы по оценке технического состояния комплекса и намечены первоочередные задачи модернизации. Но до настоящего времени работы не начаты[1, 2].

## 3. Заключение

Ход истории остановить невозможно. Течет время, развиваются технологии, совершенствуются технические средства, продолжаются исследования космических просторов. 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. ISBN 978-5-9221-0921-5. 232 с.
2. НИП-10 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://pub.wikireading.ru/85699 (дата обращения 10.05.2022)
3. Лев Давыдович Бахрах [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www/netzulium.org (дата обращения 10.05.2022)

[3] Лев Давыдович Бахрах (22.07.1921—30.07.2008) — советский и российский учёный в области радиофизики, антенн, радиоголографии и оптической обработке информации, лауреат Сталинской премии (1951), Ленинской премии (1961), Государственной премии СССР (1976), премии А. С. Попова АН СССР (1965). Член-корреспондент АН СССР (1966), доктор технических наук, профессор.

# У истоков машинной радиосвязи

Пестриков В.М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения*
*г. Санкт-Петербург, 191119, ул. Правды, 13. Российская Федерация*
*pvm205@yandex.ru*

***Аннотация:*** *Исследована история создания устройств способных генерировать незатухающие радиоволны, в частности, машины высокой частоты. Рассмотрены особенности работы этих машин в телеграфии и телефонии. Показано, что основная область применения машинных высокочастотных передатчиков является длинноволновая связь при больших мощностях на очень большие расстояния в телеграфном режиме.*

## 1. Введение

Первый передатчик электромагнитных волн, созданный в 1887 году немецким физиком Генрихом Герцем, представлял собой искровой разрядник, в котором в результате пробоя искрового промежутка происходил колебательный разряд. В результате этого возникали импульсы электромагнитных волн, которые быстро затухали до нуля.

Искровые передатчики передавали информацию в телеграфном режиме с помощью азбуки Морзе. Предпринимались попытки передачи с помощью искрового передатчика человеческой речи. Осенью 1903 г. А. С. Попов и его ученик С. Я. Лифшиц построили первую искровую радиотелефонную систему связи. В системе использовался искровой передатчик, в котором вместо ключа был подсоединен микрофон [1]. В январе 1904 г. А. С. Попов продемонстрировал работу этой системы перед участниками 3-го Всероссийского электротехнического съезда в Санкт-Петербурге. Вслед за этой работой, в том же году, появились сообщения об аналогичных экспериментах по радиотелефонированию с помощью затухающих колебаний, проведенных итальянским физиком-экспериментатором, профессором физики Болонского университета К. Мажораной (*Quirino Majorana*) [2]. В его экспериментах был использован искровой передатчик со «звучащей искрой» (1903г.). В схеме передатчика антенный контур возбуждался от высоковольтного индуктора с искровыми разрядами около 10 кГц. Для передачи речи использовался микрофон особой конструкции, который включался в антенную цепь. Мажоране удалось добиться хорошего звучания при передаче человеческого голоса. Высокая частота разрядов позволила увеличить излучаемую энергию и сравнительно легко модулировать телефонными токами пакеты высокочастотных колебаний.

## 2. Разработка высокочастотных машин для радиодиапазона

Технические трудности модуляции затухающих электромагнитных колебаний так и не позволили разработчикам создать промышленный образец искровой системы связи, способной передавать речь.

В декабре 1891 г. ирландский физик Фредерик Томас Траутон (*Frederick Thomas Trouton*, 12.11.1863–21.09.1922, рис. 1) в публичной лекции, прочитанной в Инвернессе (*Inverness*) отметил, что одним из методов генерирования электромагнитного излучения может быть работа электрического генератора переменного тока на очень высоких скоростях [3]: «Большая трудность, стоящая на этом пути, состоит в том, что излучение, производимое автоматическим методом с прерывистой подачей энергии, который до сих пор является единственным, использующимся в практических целях, как правило его мощности не достаточно, чтобы передать колебания на большие расстояния из-за быстрого их затухания, как у струны скрипки. Так что до тех пор, пока не будет изобретен какой-либо другой вид аппарата, который будет постоянно снабжаться энергией, для производства непрерывных колебаний, и к которому мы можем приспособить двигатель мощностью 50 л.с., и получить действительно мощный пучок этих электрических лучей, то нельзя надеяться на большой прогресс». Экспериментаторы в связи с этим работали над созданием устройств, способных генерировать «непрерывные волны», которые также известны как «незатухающие волны».



Рис. 1. Фредерик Томас Траутон

С 1889 г. по 1902 г. исследователями в разных странах были построены высокочастотные генераторы переменного тока, но ни один из них не смог достичь радиочастот для передачи информации выше 20 кГц. Прогресс этой области наметился только в 1904 году, когда Р. Фессенден заключил контракт с компанией GE на изготовление машинного генератора с частотой 100 кГц и мощностью 1 кВт. Конструирование генератора было поручено 26-летнему молодому со-

труднику компании, выходцу из Швеции, Эрнсту Александерсену (*Ernst Frederick Werner Alexanderson*, 25.01.1878—14.05.1975). За основу своей конструкции машинного генератора Э. Александерсен взял опытный образец машины Р. Фессендена. В принципе, разработанный тип машинного генератора в компании GE следует называть именами Александерсена — Фессендена, рис. 2.

## 3. Попытки применения машин высокой частоты в радиотелефонии

Машины высокой частоты отличались сравнительно высокой экономичностью в работе и долгим сроком службы, особенно по сравнению с катодными лампами. Это явилось одной из причин того, что эти машины были широко распространены в области радиотелеграфирования длинными волнами. Вплоть до середины тридцатых годов 20 века большое число мощных радиотелеграфных станций было оборудовано машинами высокой частоты.

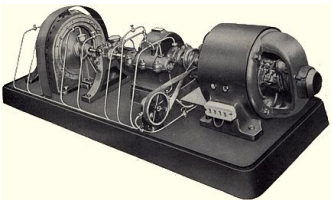


Рис. 2. Машинный радиочастотный генератор Александерсена — Фессендена

Что же касается применения машин высокой частоты для целей радиотелефонии и, в частности, радиовещания, то предпринятые попытки в этом направлении не дали положительных результатов.

Препятствием к использованию машин высокой частоты в этой области стали трудности в получении при помощи машин волн того порядка, который широко применяется в радиовещании, то есть короче 500 метров. Помимо этой основной трудности, появилось еще одно затруднение: как известно, чем короче длина волны передатчика, тем большее значение приобретает вопрос о ее постоянстве. Для волны в 6000 м изменение на 1 % составляет всего 500 периодов, а для волны в 300 м изменение на тот же 1 % составляет уже 10000 периодов [4]. Если вспомнить, что и свою очередь число периодов машины пропорционально числу оборотов, станет ясно доказываемое положение о том, что чем короче волна, тем серьезнее обстоит дело с регулировкой ее постоянства.

Однако, несмотря на все эти трудности, в Германии была предпринята практическая попытка использовать машину высокой частоты для целей радиовещания. В начале марта 1926 г. в Мюнхене была закончена постройка широковещательной радиостанции с машиной высокой частоты мощностью 10 кВт на волне 493 метра. Для получения такой относительно короткой волны были использованы так называемые «трансформаторы частоты», которые преобразуют токи низких частот в высокие частоты. Два таких трансформатора, включенные каскадом (последовательно), дают увеличение числа периодов в 81 раз и превращают ток с 7500 Гц в ток 608 кГц, то есть в ток, соответствующий волне в 493 метра. Для поддержания постоянства длины волны и регулировки числа оборотов были сконструированы специальные «регуляторы скорости» и счетчики оборотов, отсчитывающие необходимые 7000 оборотов в минуту с точностью до сотых долей процента.

В процессе испытаний передатчика возникли некоторые затруднения. Оказалось, что помимо основной волны передатчик излучает очень много дополнительных волн, так называемых «гармоник» или «паразитных волн». Устранить эти недостатки в полной мере не удалось, и вопрос об использования машины высокой частоты для целей радиовещания остался не решенным.

## 4. Заключение

В начале развития радиосистем предпочтение отдавалось длинным волнам, и высокочастотная машина казалась наиболее подходящим решением для генерации незатухающих колебаний. Основная область применения машинных радиопередатчиков является телеграфная длинноволновая связь на больших мощностях для перекрытия весьма больших расстояний. В этом формате передачи информации машинные передатчики по-прежнему превосходят ламповые передатчики на длинных волнах.

## Список литературы


1. Лифшиц С.Я. Некоторые особенности искрового разряда и его применение к телефонированию без проводов // Журнал РФХО. Т.36. Вып. 6. 1904. С. 221–228.
2. Пестриков В.М. Эволюция безламповых радиосистем передачи информации. Монография. Санкт-Петербург: СПбГИКиТ. 2019. С. 61.
3. Trouton Fed. T. Radiation of electric energy // The Electrician. January 22, 1892. Vol.28. No.714. P.302.
4. Хайкин С. Машина высокой частоты для целей широковещания // Новости радио. 1926. №14. С.4.

# Первый академик в Таганроге (к 100-летию со дня рождения А. В. Каляева)

[1] Ермолов П. П., [2] Кондратова Е. В.

[1] *Севастопольский государственный университет*
*ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация*
*ppyermolov@sevsu.ru*

[2] *Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова*
*ул. Дыбенко, 1а, Севастополь, 299028, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *К 100-летию со дня рождения Анатолия Васильевича Каляева — первого академика в Таганроге, ректора Таганрогского радиотехнического института в 1968—1986 гг., ученого в области многопроцессорных вычислительных систем, доктора технических наук, профессора, Заслуженного деятеля науки и техники Российской Федерации, почетного гражданина Таганрога, Героя Социалистического Труда, Почетного профессора Таганрогского радиотехнического университета — проведен обзор книжных публикаций о его жизни и научной деятельности, а также даны сведения об увековечении его памяти.*

## 1. Введение

Анатолий Каляев родился 29 июня 1922 года в г. Ртищево Саратовской области в семье машиниста. С отличием окончил среднюю школу в г. Мичуринске, а затем поступил в Ленинградский политехнический институт (сейчас СПбПУ Петра Великого). С первых дней Анатолий Каляев добровольцем вступил в Красную Армию. На протяжении трех лет воевал в народном ополчении Ленинграда,затем защищал границы Прибалтики. В 1946 году Каляев был демобилизован.

Анатолий Васильевич продолжил учебу в институте. Студентом начал заниматься научной работой в области теоретической электротехники. Получил диплом с отличием, поступил в аспирантуру. После защиты кандидатской диссертации ему предложили место на кафедре у будущего академика АН СССР Льва Неймана. Перед молодым специалистом открывались широкие перспективы развития научной карьеры в Ленинграде, но в 1954 году по решению Минвуза его направили на работу в недавно организованный Таганрогский радиотехнический институт, которому Анатолий Васильевич отдал 50 лет своей трудовой жизни.

В ТРТИ Анатолий Каляев прошел путь от доцента, заведующего кафедрой до ректора, которым его назначили в 1968 году после защиты докторской диссертации и получения звания профессора. Анатолий Васильевич был идейным вдохновителем создания на базе ТРТИ учебно-научно-производственного комплекса, который включал в свой состав, кроме самого учебного вуза, два конструкторских бюро, научно-исследовательский институт и опытно-производственную базу, что обеспечило возможность подготовки высококвалифицированных кадров в непосредственной связи с наукой и производством. Среди выпускников УНПК ТРТИ шесть членов Российской академии наук, лауреаты Государственной премии и премий Правительства РФ, генеральные конструкторы и руководители предприятий Ростеха, Роскосмоса, Росатома, РЖД и др. Анатолий Васильевич лично подготовил 15 докторов и 56 кандидатов наук.

Основными направлениями научной деятельности А. В. Каляева были суперкомпьютеры с массовым параллелизмом, нейрокомпьютеры и нейропроцессорные системы. Еще в 1964 г. Анатолий Каляев и его ученики создали одну из первых в мире многопроцессорных вычислительных систем — цифровую интегрирующую машину (ЦИМ) «Метеор-3», а в 1986 году — первый в стране нейрокомпьютер. Его научные исследования и разработки нашли широкое применение на предприятиях радиотехнической, электронной, авиационной и машиностроительной промышленности.

За большой вклад в развитие российской науки в 1984 году Анатолий Васильевич был избран членом-корреспондентом Академии наук СССР, а в 2000 году — академиком Российской академии наук. За заслуги перед Родиной Анатолий Каляев удостоен звания Героя Социалистического труда, награжден орденом Ленина, тремя орденами Трудового Красного знамени, орденом Отечественной войны II степени, орденом Дружбы народов и 15 медалями.

10 марта 2004 года ученый ушел из жизни и похоронен на таганрогском городском кладбище.

В Южном федеральном университете продолжают дело Анатолия Васильевича, развивается и научные направления, школа, созданная Каляевым. Успешно работает созданный им НИИ МВС, который теперь носит его имя. Научную деятельность продолжили и представители династии Каляевых. Сын Анатолия Васильевича, Игорь Анатольевич, пошел по стопам отца, поступил в ТРТУ, занялся компьютерной наукой. Сегодня он является академиком РАН, заслуженным деятелем науки

РФ, лауреатом Государственной премии и двух премий Правительства РФ. Внук ученого, Анатолий Игоревич Каляев, является доктором технических наук и заведующим лабораторией НИИ МВС.

В настоящем докладе проведен обзор книжных публикаций о его жизни и научной деятельности, а также даны сведения об увековечении его памяти.

## 2. Книжные публикации о жизни и деятельности

Главное место в этом ряду публикаций занимают воспоминания ученого [1]. В них автор выделил следующие разделы: Предвоенные годы; Великая Отечественная война...; Ленинградский фронт. Блокада; Снятие блокады. В наступлении; На границе; Победа. Демобилизация. Ленинградский политехнический институт; Аспирантура; Таганрогский радиотехнический институт. Кафедра ТОЭ и счетно-решающих устройств; Кафедра вычислительной техники. Разработка цифровых интегрирующих машин; Проблемная лаборатория ЦИМ. Путешествия, встречи; Кризисная ситуация в развитии ТРТИ. Назначение ректором ТРТИ; Первые шаги на пути к учебно-научно-производственному комплексу ТРТИ; Развитие научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в ОКБ «Миус». Начало формирования УНПК ТРТИ; Первая половина 70-х годов. Развитие УНПК ТРТИ; Организация и начальный этап развития НИИ многопроцессорных вычислительных систем; Присвоение ТРТИ имени В. Д. Калмыкова; Международные конференции и командировки; Успехи учебно-научно-производственного комплекса ТРТИ; Зарубежные поездки 1978—1981 годов; Комплексные целевые программы в НИИ МВС и ОКБ «Миус». 1981—1986 годы; События первой половины восьмидесятых годов. избрание в Академию наук СССР; Конференции и конгрессы. Путешествие по Волге; Завершение формирования УНПК. Достижения УНПК ТРТИ; НИИ МВС В 1986—1993 годах; Трудные, противоречивые годы. 1987—1993 гг.; Семидесятилетний рубеж. Смена эпох в стране; 1993—1998 годы. Наука на перепутье; На рубеже тысячелетий. Избрание академиком Российской академии наук; Итоги деятельности НИИ МВС за 30 лет.

Вторым по значимости изданием можно считать сборник [2], составленный с участием сына ученого — академика РАН И. А. Каляева. Главное место в этом сборнике занимают воспоминания об А. В. Каляеве его коллег, учеников и друзей, в числе которых: Бабешко В. А., Бугаев А. С., Васильев В. В., Верба В. С., Гузик В. Ф., Заборовский В. С., Захаревич В. Г., Иванов В. В., Кочкарев А. А., Купчинов Н. Ф., Курейчик В. М., Кухаренко А. П., Панкин В. Е., Макаревич О. Б., Малышев Н. Г., Набоков О. Н., Обуховец В. А., Пьявченко О. Н., Пьявченко Т. А., Рыжов В. П., Суховерхов И. Н., Тарасенко А. А., Тимошенко В. И., Хорошевский В. Г., Чередниченко Д. И., Шевченко А. И., Шутов В. А.

Статья А. В. Каляева в академическом сборнике, написанная в декабре 2000 г. [3], подводит итоги работ таганрогской научной школы в области вычислительной техники.

Наконец, следует упомянуть некоторые справочные издания [4, 5], в которых отражена деятельность А. В. Каляева.

## 3. Увековечение

Имя Анатолия Васильевича Каляева навсегда вошло в историю ТРТИ (ТТИ ЮФУ) и всего города Таганрога.

На следующий год после смерти ученого, в 2005 году его имя было присвоено Научно-исследовательскому институту многопроцессорных вычислительных систем ТРТУ, который он организовал в 1972 году и был его директором более 20 лет (1972—1993).

10 февраля 2005 года состоялось открытие памятной доски А. В. Каляеву на фасаде «профессорского дома» в Таганроге по ул. Чехова, 49, в котором он жил. На церемонии присутствовали родные и друзья ученого, коллеги, с которыми он проработал не одно десятилетие.

25 мая 2006 года Таганрогская городская Дума приняла решение об утверждении статуса площади территории, расположенной возле корпусов «И» и «Е» ТРТУ и присвоении ей наименования «Площадь Академика Каляева». Инициатором строительства этих корпусов был ректор ТРТИ А. В. Каляев. В этом же решении Думы был следующий пункт: «Обратиться с просьбой к администрации ТРТУ об установке бюста Академика Каляева на площади его имени».

28 ноября 2008 года в рамках расширенного заседания Президиума Южного научного центра РАН состоялась торжественная церемония открытия бюста академика Анатолия Каляева. Памятник-бюст установлен у здания НИИ многопроцессорных вычислительных систем ЮФУ. В церемонии участвовали академики РАН А. Бугаев, Г. Матишов, члены-корреспонденты РАН Ю. Балега и И. Каляев, члены Президиума Южного научного центра РАН, директора крупных концернов и организаций, руководители Южного федерального университета и Таганрогского технологического института. Скульптор — Д. В. Лындин. Бюст отлит в РСУ «Академартмастер» г. Ростова-на-Дону.

В 2007 году Южный научный центр РАН учредил четыре именных премии, по 30 тысяч рублей каждая, молодым ученым Южного федерального округа. Одна из них названа в честь академика Анатолия Каляева. Ее ежегодно вручают за выдающиеся достижения в области микроэлектроники, вычислительной техники, искусственного интеллекта, систем управления технологическими комплексами. Конкурс проводится в целях выявления и поддержки талантливых молодых исследователей Юга России, содействия их профессиональному росту и поощрения творческой активности.

## 4. Заключение

В научный оборот введены сведения о наиболее значимых книжных публикациях об академике Анатолии Васильевиче Каляеве.

### Список литературы


1. Каляев А. В. 80 лет в XX веке : воспоминания. Таганрог : Изд-во ТРТУ, 2002. 406 с.
2. Академик Анатолий Васильевич Каляев — ученый, воин, учитель : к 90-летию со дня рождения / Сост. : И. А. Каляев, А. П. Кухаренко. Ростов-на-Дону : Изд-во ЮФУ, 2012. 330 с.
3. Каляев А. В. Таганрогская научная школа в области вычислительной техники. В сб. : История информатики в России : ученые и их школы / РАН ; сост. : В. Н. Захаров [и др.]. М. : Наука, 2003. С. 244—262.
4. Наука Дона в лицах : эксклюзивное досье : [справочник] / авт.-сост. Ф. Ф. Баев. Ростов-на-Дону : Ростовское книжное изд-во, 1998. 536 с.
5. Вехи Таганрога : историко-литературный альманах. Вып. 13 : [ТРТУ (1952—2002)] / Гл. ред. А. И. Николаенко. Таганрог : Лукоморье, 2002. 72 с.




Рис. 1. А. В. Каляев. 1970-е гг.




Рис. 2. Мемориальная доска на доме по ул. Чехова, 49 (Таганрог)



Рис. 3. «Профессорский» дом в Таганроге (ул. Чехова, 49), в котором А. В. Каляев жил с 1954 г.



Рис. 4. Бюст А. В. Каляева на площади, названной его именем (Таганрог)

# К 90-летию со дня рождения Евгения Ивановича Нефёдова (1932—2020)

[1] Ермолов П. П., [2] Коломийченко В. П.

[1] *Севастопольский государственный университет*
*ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация*
*ppyermolov@sevsu.ru*

[2] *Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова*
*ул. Дыбенко, 1а, Севастополь, 299028, Российская Федерация*

***Аннотация:*** *19 августа 2022 г. Исполнилось бы 90 лет Евгению Ивановичу Нефёдову — доктору физико-математических наук, профессору, академику Академии инженерных наук РФ, Академии военных наук, Академии медико-технических наук, а также ряда других отечественных и зарубежных академий и научных обществ, главному научному сотруднику Института радиотехники и электроники имени В. А. Котельникова Российской академии наук, почетному профессору Евразийского национального университета им. Л. Гумилёва. Доклад построен на основе существующих публикаций Нефёдова о себе и его коллег о нем. Приведены фото Е. И. Нефёдова и факсимиле одного из его писем к П. П. Ермолову.*

## 1. Введение

Е. И. Нефедов родился 19 августа в 1932 году в Таганроге — колыбели Черноморского флота. После окончания Великой Отечественной войны и возвращения из эвакуации он снова в родном Таганроге. Несмотря на частые переезды, школу окончил с золотой медалью и поступил в Военную Краснознаменную инженерную академию связи им. С. М. Будённого в Ленинграде, после окончания которой возвращается к гражданской службе и выбирает трудный путь служения науке. Начал с преподавания в Таганрогском радиотехническом институте, затем поступил в аспирантуру ИРЭ РАН.

В советское время проф. Нефёдовым было проведено большое число научно-технических конференций и школ-семинаров во многих регионах СССР: Запорожье, Севастополе, Москве, Суздале, Тбилиси, Алма-Ате, Волгограде, Калининграде, Таганроге, Самаре и др. Евгений Иванович стоял у истоков конференции КрыМиКо, был одним из ее инициаторов и членом Программного комитета в 1991—1994 гг. Эта конференция стала продолжением проводимых им в Севастополе в конце 80-х гг. конференций и семинаров.

20 лет назад, в 2002 году Евгений Иванович опубликовал мемуары [1], ссылки на которые представлены в [2], а также (неявно) в некрологах [1,2]. Настоящий доклад построен на основе цитирования названных некрологов. Кроме этого, приведены фото Е. И. Нефёдова и факсимиле одного из его писем к П. П. Ермолову.

## 2. Первый некролог

Некролог без авторства, выставлен на сайте Фрязинского отделения общества «Российские ученые социалистической ориентации» (РУСО). Евгений Иванович являлся активным членом общества РУСО с 1995 года и руководителем пионерско-молодежной секции «Изучение природы и техники» РУСО. Процитируем основные положения некролога.

<...>

«В начале 50-х годов прошлого столетия Советская Армия переоснащалась, переходила на новое, первоклассное вооружение. Требовалось большое количество квалифицированных военно-технических специалистов. По окончании школы Евгений Нефёдов был призван на действительную военную службу и направлен для обучения в Ленинградскую академию связи имени С. М. Будённого.

Самым любимым преподавателем для Евгения Нефёдова стал профессор Григорий Васильевич Кисунько — генеральный конструктор советских систем противоракетной обороны. Учёным старшего поколения известна книга Кисунько Г. В. «Электродинамика полых систем», изданная в 1949 году.

После окончания академии Е. И. Нефёдов служил начальником приемного центра Р-110 окружного узла связи в Кандалакше (Мурманская область). Служба в армии много дала Евгению Ивановичу. Однако в нем всегда горел огонек интереса к теоретическим исследованиям, к научному

[1] Светлой памяти Евгения Ивановича Нефёдова. URL: https://csruso.ru/bez-rubriki/svetloj-pamjati-evgenija-ivanovicha-nefjodova/ (15.05.2022).

[2] Александр Курушин. Выдающийся русский ученый Евгений Иванович Нефёдов. URL: https://proza.ru/2020/10/22/930 (15.05.2022).

поиску. Е. И. Нефёдов решил пойти по трудному и тернистому пути служения науке. Вернувшись на «гражданку», он начал преподавать в Таганрогском радиотехническом институте. Во время учебного процесса Евгений Иванович старался вникать в суть научных проблем, искал пути решения различных физических и математических задач. В какой-то момент он понял: преподавательская деятельность сковывает его. Ему хотелось идти вперед, изучать новые неразгаданные тайны природы. Выход из создавшегося положения был найден. Е. И. Нефёдов поступает в аспирантуру Института радиотехники и электроники (ИРЭ) Академии наук СССР. После окончания аспирантуры и успешной защиты кандидатской диссертации его распределили в только что образованную Фрязинскую часть ИРЭ АН СССР. Вся дальнейшая биография Евгения Ивановича связана только с наукой. Уникальным является цикл его работ по получению одночастотных колебаний, так называемых систем «нефокусирующих зеркал». Эти исследования ставят Евгения Ивановича в первую когорту учёных в области электродинамики.

Подлинный талант ученого проявился в процессе создания концепции объемных интегральных схем (ОИС) СВЧ и систем сверхбыстрой обработки информации (ССОИ) на базе ОИС («топологический компьютер», «компьютер на объемных полевых связях»). Эта идея опередила современный уровень науки лет на 20—30. К сожалению, ее практическое осуществление стало невозможным: начался развал Советского Союза. В последующие годы Е. И. Нефёдов со своими учениками логически расширил эту идею и поднял ее на более высокий концептуальный уровень: электродинамики и информатики живых систем.

У Евгения Ивановича было много друзей, работающих в разных областях науки и техники. Двери его дома были всегда открыты для них. Здесь с одинаковым радушием принимали и маститых ученых, и студентов-первокурсников. Евгений Иванович написал более 30 книг, 250 оригинальных статей, получил 50 авторских свидетельств и патентов. Воспитал многочисленную школу учеников, ученых, составивших третье, нынешнее поколение отечественных электродинамщиков. Впоследствии они создали «дочерние» научные школы: Самарскую, Нижегородскую, Тульскую школу биофизики полей, излучений и биоинформатики. На протяжении многих десятилетий Евгений Иванович преподавал электродинамику в филиале МИРЭА в г. Фрязино и являлся одним из лучших преподавателей института.

Уважение к людям, интеллигентность, высокая культура общения сочетались у Евгения Ивановича с исключительной твердостью убеждений, непреклонной волей. Он достойно служил науке, развивал ее. Был исключительно доброжелателен и искренен в общении, помогал людям, боролся за все прогрессивное. Это был боец, настоящий Человек. Его жизненный путь — это пример для подражания.

В памяти всех, кто его знал, он останется как скромный талантливый крупный ученый с мировым именем, наш советский Человек, который обогатил науку, прославил и показал, что желание и труд приводят к обогащению всего человечества.

<...>

Память о нем навсегда останется в сердцах учёных и сохранится в мировой научной литературе.»

### 3. Второй некролог

Этот некролог опубликован коллегой Евгения Ивановича — Александром Курушиным — в несколько «неожиданном» месте — на сайте Проза.ру, что, разумеется, не снижает его ценности.

«В этом коротком очерке я хочу рассказать о своих встречах с этим замечательным человеком.

<...>

Евгений Иванович — выдающий ученый и педагог, труженик фронта науки и тыла, искренний патриот своей Родины. И вот из нашего фундамента выпала такая глыба.

Евгений Иванович Нефёдов — легенда радиофизической науки, он до конца работал, благодаря своему блестящему уму написал многие десятки учебников, сотни фундаментальных научных статей, воспитал несколько поколений радиофизиков.

Евгений Иванович Нефёдов — борец за чистоту науки, за справедливость и честность отношений и признания заслуг.

Впервые я услышал о Е. И. от своих друзей. Что, мол, есть такой профессор — чудак, который придумал продольные волны, которые реально не существуют. А в 1996 году неожиданно для себя поступил работать в МИЭМ, где познакомился и работал с профессором Василием Ивановичем Гвоздевым, близким сотрудником Е. И. Василий Иванович оказался очень добрым человеком и большим умницей, хотя курил невообразимо.

Василий Иванович дружил... с нашим общим другом Сережей Подковыриным, по прозвищу Чудо, которое он завоевал еще в студенческие годы. Чудо пришел в МИЭМ по приглашению Васи-

лия Ивановича и значительно укрепил его позиции. Чудо был заслуженным изобретателем и ярким известным в области диэлектрических волноводов и устройств фигурой.

Профессор Гвоздев тоже был известен в мире СВЧ благодаря, в том числе, изданной в 1980 г. вместе с Евгением Ивановичем Нефёдовым книге «Объемные интегральные схемы СВЧ». Эта была фактически докторская диссертация В. И. В. И. жил во Фрязино и его дача недалеко от станции была хорошо известным уголком для отмечания всевозможных праздников...

И вот наш друг Кузаев Гена подготовил для защиты докторскую диссертацию. Сам Кузаев был большой умница, читал электродинамику и сопутствующие курсы в МИЭМ и сделал немало в области электродинамики (сейчас он преподает в университете в Норвегии).

Все было готово, даже столы были накрыты, и не было только Евгения Ивановича, который был Первым оппонентом. Без него защита никак не может ни начаться, ни пройти.

И только через какое то время стало ясно: Евгений Иванович кровно обиделся на Василия Ивановича за то, что В. И. не включил Е. И. в список на получение Госпремии. Эта была кровная обида, и даже можно сказать незаслуженный шаг со стороны В. И. — но объясним — нужно было включить нескольких генералов, министров, ректора МИЭМ, и заслуженного изобретателя Чуду, который по списку патентов и опубликованных научных статей перевешивал вклад всех министров и генералов.

В общем, Евгений Иванович очень обиделся [на то], что Василий Иванович не включил его в число Лауреатов Государственной премии и поэтому не пришел на защиту Кузаева. Через полгода Кузаев все же стал доктором технических наук и благополучно уехал работать в Канаду.

В те годы я начал возвращаться к научной жизни, после художественного этапа, и стал ходить на Кузнецкий мост. В старинном здании на 3-м этаже, который занимало Общество им. А. С. Попова, раз в месяц собирались удивительные люди. Половина была т. н. чудиков, т. е. людей, которые искренне верят в особую роль электромагнитного поля, связывая его с чудесными свойствами.

Главная идея этих чудиков было существование в природе продольных волн. Натренированные бойцы могут даже с помощью продольных волн поражать американцев на расстоянии, просто сконцентрировав на них тренированный глаз.

Важной задачей считалась связь с подводными лодками. Любимой темой обсуждения был также изобретатель Тесла, который накачал Землю электричеством с помощью своей мобильной электростанции, но очень долгое время и произошел взрыв Тунгусского метеорита. Очевидно, что и Альберт Эйнштейн был неправ. Неправ и все. А скорость волн, направленных на врага, если нужно, может превзойти скорость света.

Тут же на семинарах Евгения Ивановича продавались книги по биологическому воздействию электромагнитных волн на психику человека и животных. В общем, это был ежемесячный праздник ученых, наполненных непризнанными идеями.

Профессор Нефедов, кроме десятков книг по электродинамике, издал также несколько беллетристических книг о своей жизни. Одна из них, «Электродинамика, люди, жизнь» [1], читалась взахлеб особенно потому, что в ней давались характеристикам почти всем действующим ученым и авторам, с которыми встречался Е. И. Книга была наполнена интересными иллюстрациями.

15 лет назад Е. И. отметил 70-летие и 45-летие научно-педагогической работы. Я заявил свой доклад по синтезу произвольных СВЧ структур на его юбилейную конференцию и довольно смело выступил с трибуны. После этого Е. И. предложил и мне выступить на его семинаре. Вообще, Е. И. мне сказал по секрету: “Саша, я люблю тебя только за твою фамилию”. Дело в том, что у Е. И. был друг из Самары — зав. кафедрой антенн Самарского университета Евгений Петрович Курушин. С ним Е. И. написал несколько сильных книг по ферритам, которые актуальны до сих пор. Однажды, отдыхая в Пятигорске, я сидел за одним столом с интересной парой, и через какое-то время оказалось, что это и есть сын Е. П. Курушина, друга Евгения Ивановича, Леша Курушин, в те годы работающий в компании Боинг в Канаде. Если разобраться, то он мне приходится может троюродным братом, что я угадал по излому его бровей. Мой прадед по бабке Маше был богатый самарский купец и до революции имел шикарный дом на высоком берегу Волги.

На фоне картины с изобретателем радио Александром Степановичем Поповым, который демонстрировал свой грозоотметчик генералу Жуковскому [на самом деле — адмиралу С. О. Макарову — авт.], в доме Общества им. Попова на Кузнецком мосту, прошло немало замечательных встреч и семинаров. Профессор Ацюковский Владимир Акимович, автор многотомника «История КПСС» из наукограда Жуковского в пух и прах разбил там теорию Эйнштейна, еще один профессор доказал, как можно уничтожать американских солдат на расстоянии, используя продольные волны, еще один с мелом в руках доказывал существование эфира.

Прошли годы, мы переписывались с Евгением Ивановичем, и я ему присылал свои очерки о своих путешествиях по миру, и тут Е. И. сообщил, что он издал, с профессором С. М. Смольским книгу на английском языке, а также книгу по распространению радиоволн со своим учеником Сергеем Клюевым, полковником и начальником приемки в НПО «Исток».

— Я помню Ваше выступление на Кузнецком мосту, напишите главу в нашу новую книгу — предложил Е. И.

Мне было лестно, и я дал согласие, вместив в эту 9-ю главу весь свой 20 летний опыт проектирования СВЧ устройств. Потом Е. И. госпитализировали, и он попросил меня разбить 9-ю главу на несколько глав и прислал мне Введение, в котором рассказал историю о Государственной премии, а также выразил благодарности академикам В. А. Котельникову и Ю. В. Гуляеву за поддержку в работе. Книгу эту мы опубликовали в издательстве СОЛОН-пресс уже в 2020 году, когда прошла первая волна пандемии короновируса. Евгений Иванович получил свои 6 авторских экземпляров и успел сделать подписи академикам Юрию Васильевичу Гуляеву и Сергею Апполоновичу Никитову.

4 августа 2020 года, когда я писал этюд у знаменитой 64-метровой Калязинской антенны, мне позвонил Сергей Клюев и сообщил, что перестало биться сердце великого ученого Евгения Ивановича Нефёдова.»

## 4. Заключение

В научный оборот введены сведения об отраженных в некрологах наиболее значимых событиях в жизни Евгения Ивановича Нефёдова, характеризующих человеческие качества и отношения, которые обычно остаются за рамками научных работ.

### Список литературы


1. Нефёдов Е. И. Электродинамика, люди, жизнь : к 70-летию со дня рождения и 45-летию научно-педагогической деятельности. Волгоград, 2002. 503 с.
2. Ермолов П. П. История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий на Черноморском флоте и в Крыму (1899—2014 гг.) : монография. М. : ИНФРА-М, 2022. 392 с.

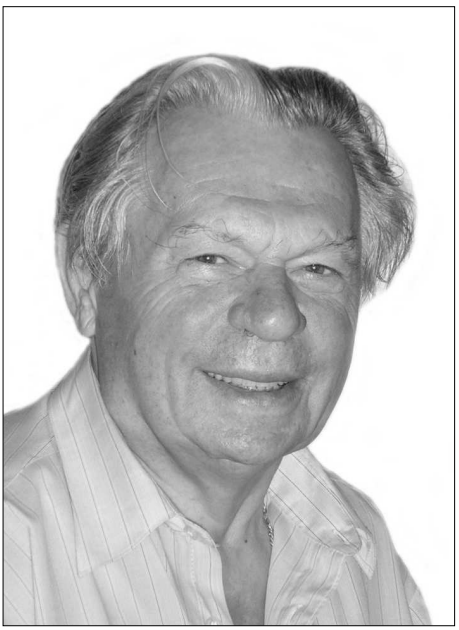
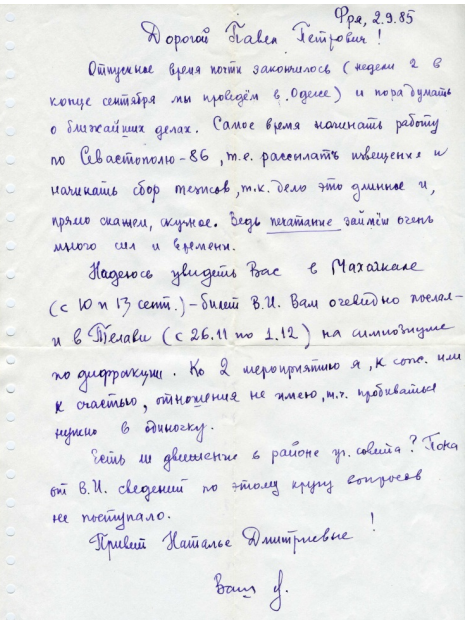



Рис. 1. Е. И. Нефёдов. Фрязино, 30.05.2005.
Фото П. П. Ермолова



Дорогой Павел Петрович!

Отпускное время почти закончилось (недели 2 в конце сентября мы проведём в Одессе) и пора думать о ближайших делах. Самое время начинать работу по Севастополю-86, т.е. рассылать извещения и начинать сбор текстов, т.к. дело это длинное и, прямо скажем, скучное. Ведь печатание займёт очень много сил и времени.

Надеюсь увидеть Вас в Махачкале (с 10 по 13 сент.) – Билей В.И. Вам обязательно послал – и в Гелави (с 26.11 по 1.12) на симпозиуме по дифракции. Ко 2 мероприятию я, к сож. ими к счастью, отношения не имею, т.к. пробиваться нужно в одиночку.

Есть ли движение в районе ул. Свобода? Пока от В.И. сведений по этому кругу вопросов не поступало.

Привет Наталье Дмитриевне!

Ваш Ж.

Рис. 2. Письмо Е. И. Нефёдова П. П. Ермолову
от 02.09.1985

# Почетный член Академии военных наук, адмирал, связист Зинур Гусейнович Ляпин (к 75-летию со дня рождения)

Ермолов П. П., Свиридова Е. И.

*Севастопольский государственный университет*
*ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация*
*ppyermolov@sevsu.ru*

***Аннотация:*** *Рассмотрен жизненный и профессиональный путь председателя Военно-научного общества Черноморского флота, Почетного члена Академии военных наук, контр-адмирала в отставке, начальника Службы связи Черноморского флота в 1991—2002 гг. Зинура Гусейновича Ляпина. Сделан акцент на его публикационной деятельности — после увольнения в запас он написал целый ряд статей и книг, в которых отражена как история его службы в непростые 1990-е годы, так и взгляд на многие другие вопросы прошлого и современности.*

## 1. Введение

Зинур Гусейнович Ляпин родился 29 октября 1946 г. в Азербайджане. В 1970 г. после окончания Высшего Военно-морского училища радиоэлектроники им. А. С. Попова в Петродворце прибыл для продолжения службы на Черноморский флот г. Севастополь. В последующие три года служил командиром БЧ-4 (боевая часть связи) на кораблях: БПК «Проворный», гвардейский БПК «Красный Кавказ» и БРК «Неуловимый». С 1974 по 1975 гг. был слушателем 6-х Высших офицерских классов в Ленинграде, по окончании которых вернулся на Черноморский флот на должность флагманского связиста бригады противолодочной обороны в п. Донузлав Крымской военно-морской базы. С 1977 по 1979 гг. был слушателем Военно-морской академии им. А. А. Гречко в Ленинграде, по окончании которой проходил службу в должностях флагманского связиста бригады, дивизии противолодочных кораблей и 5-й Оперативной эскадры ВМФ в Средиземном море. В 1986 году окончил курсы при Военно-морской академии в Ленинграде. С 1989 по 1991 гг. занимал должность заместителя начальника связи, а в период с октября 1991 по апрель 2002 гг. был начальником связи Черноморского флота. В составе экипажей кораблей был в иностранных портах Болгарии, Румынии, Сирии, Египта, Ливии, Туниса, Алжира, Анголы, Нигерии, Югославии, Греции, Франции, Италии. Владеет английским, турецким, азербайджанским, татарским языками. В период развала СССР в составе штаба ЧФ вместе с Командующим флотом адмиралом Касатоновым И. В. занял активную позицию по сохранению Черноморского флота для России, что в конечном итоге привело к возвращению Крыма и Севастополя в состав Российской Федерации. За период службы был награжден орденом «За службу Родине в ВС СССР» III степени, медалью ордена «За заслуги перед Отечеством» II степени, знаком отличия Министерства обороны РФ «За заслуги в войсках связи» и многими медалями. С ноября 2016 г. Приказом Командующего ЧФ Зинур Гусейнович зачислен в группу инспекторов управления штаба Черноморского флота, в это же время был избран Председателем Военно-научного общества Черноморского флота. В 2013 году был избран действительным членом Петровской Академии наук и искусств РФ, в 2017 году ему присвоено звание «Почетный член Академии военных наук Российской Федерации» [1].

Большую известность Зинуру Гусейновичу принесли его публикации по широкому спектру как общих вопросов военной и гражданской истории, так и вопросов, непосредственно касающихся организации связи на Черноморском флоте. В настоящем докладе представлена краткая информация об этом аспекте деятельности юбиляра.

## 2. Научные публикации

В 2018—2021 гг. З. Г. Ляпиным представлены доклады на серии научных конференций «Морская стратегия и политика России в контексте обеспечения национальной безопасности и устойчивого развития в XXI веке» [2—4], в которых представлены результаты всесторонних исследований и анализа исторических аспектов боевой деятельности флота России на Черном и Средиземном морях.

## 3. Публицистика. Книги

Книжная публицистика З. Г. Ляпина, рассматриваемая в настоящем докладе, охватывает последние 10 лет (2012—2021 гг.).

В книге [5] представлена краткая антология боевых действий защитников Крыма с античных времен до наших дней.

В книге [6] автор на личном примере описывает судьбу обычного мальчика из рабочей семьи, рано оставшегося без отца и начавшего работать на бакинских нефтяных промыслах, мечта о море которого привела учиться в Высшее военно-морское училище радиоэлектроники им. Попова в Ленинграде.

В книге [7] представлена краткая история связи Черноморского флота и Севастополя, а также воспоминания двадцати трех ветеранов-связистов.

Книга [8] посвящена 50-летию 30-й дивизии надводных кораблей, ветеранам Военно-Морского Флота СССР и России, сотрудникам конструкторских бюро и строителям кораблей, чьим мужеством, энергией и отвагой создавался ракетно-ядерный щит СССР и России.

В книге [9] автор провел глубокий анализ политико-экономической обстановки в СССР до раздела страны в 90-е гг., самых напряженных эпизодов «третьей обороны» Севастополя, а также раздела системы связи Черноморского флота, в котором автору пришлось принимать участие «по долгу службы».

В книге [10] собраны биографии и воспоминания группы инспекторов Управления штаба Черноморского флота — генералов и адмиралов Вооруженных Сил СССР и Российской Федерации.

В книге [11] повествуется о трудных годах раздела Черноморского флота между Россией и Украиной и отмечается личное участие вице-адмирала Г.А. Сучкова в качестве председателя комиссии от ЧФ по флоторазделу в отстаивании интересов России в конфликтах с украинскими националистами из-за их подрывной работы — склонению военнослужащих Черноморского флота к принятию украинской присяги.

Жанр книги [12] — документальный роман, в котором представлено авторское видение истории «многострадального» Крыма. Роман посвящен «Путину Владимиру Владимировичу, чья энергия и решительность вернули Крым нашей России».

## 4. Публицистика. Газетные публикации

Публикации этого раздела охватывают период 2007—2010 гг. [13—23]. Они посвящены: малоизвестным захоронениям на кладбище Коммунаров в Севастополе [13]; основанной на идеях Льва Гумилёва «губительности Беловежья, разрушившего устои, соединявшие могучий евразийский суперэтнос на территории от Балтики до Тихого океана» [14]; особенностям психологического климата в военном коллективе [15]; урокам Русско-японской войны 1904—1905 гг. [16]; восстанию декабристов [17]; 105-летию со дня гибели вице-адмирала С. О. Макарова [18]; роли Сталина в истории России [19]; проблемам с использованием русского языка в странах СНГ [20]; боевым традициям мусульман Поволжья, Кавказа и Туркестана [21]; восстановлению справедливости к памяти императора Петра III, о котором «обманутая Европа судила... со слов его смертельных врагов или их подлых сторонников…»; малоизвестным фактам о жизни и деятельности похороненного в Севастополе в соборе Святого Равноапостольного князя Владимира — усыпальнице выдающихся адмиралов Российского флота — адмирала Ивана Алексеевича Шестакова (1820—1888), морского министра в 1882—1888 гг.

## 5. Заключение

В научный оборот введены факты публикационной активности Зинура Гусейновича Ляпина в 2007—2021 гг., деятельность которого заслуживает более глубокого исследования.

### Список литературы


1. Ермолов П. П. История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий на Черноморском флоте и в Крыму (1899—2014 гг.) : монография. М. : ИНФРА-М, 2022. 392 с.
2. Ляпин З. Г. Наш флот в Средиземном : закономерное возвращение. В сб. : Морская стратегия и политика России в контексте обеспечения национальной безопасности и устойчивого развития в XXI веке. Сборник научных трудов. 2018. С. 22—31.
3. Ляпин З. Г. Роль Черноморского флота в геостратегической политике России в Черном и Средиземном морях. [Часть 1]. В сб.: Морская стратегия и политика России в контексте обеспечения национальной безопасности и устойчивого развития в XXI веке. Сборник научных трудов. Севастополь, 2019. С. 49—53.
4. Ляпин З. Г. Роль Черноморского флота в геостратегической политике России в Черном и Средиземном морях. [Часть 2]. В сб.: Морская стратегия и политика России в контексте обеспечения национальной безопасности и устойчивого развития в XXI веке. Сборник научных трудов. Черноморское высшее военно-морское ордена Красной Звезды училище им. П. С. Нахимова. Севастополь, 2021. С. 76—82.
5. Ляпин З. Г. От Балаклавы до Аджимушкая. Москва : ИРИАС, 2012. 316 с.
6. Ляпин З. Г. Путь к вершине. Казань : Слово, 2016. 477 с.
7. Ляпин З. Г. Судьба моя — Черноморский флот. Санкт-Петербург, 2016. 344 с.
8. Ляпин З. Г. «Неуловимый» ракетоносец : о черноморском корабле и его экипаже Севастополь : Севастопольская весна, 2018. 271 с.
9. Ляпин З. Г. «Разрыв связи». Страницы черноморского флотораздела. Севастополь : Севастопольская весна, 2018. 276 с.
10. Служим Родине : сборник материалов о группе инспекторов Управления Черноморского флота / автор-составитель З. Г. Ляпин. Севастополь : Минная башня, 2019. 347 с.
11. Ляпин З. Г. От сельской околицы до адмирала : памяти Геннадия Александровича Сучкова. Севастополь : Севастопольский вымпел, 2020. 367 с.
12. Ляпин З. Г. «Веками Крым многострадальный…» : историческое исследование. Севастополь : Севастопольский вымпел, 2021. 439 с.
13. Ляпин З. Г. Достойно светлой памяти // Флаг Родины. — 2007. — 30 окт. (№ 200). — С. 6.
14. Ляпин З. Г. Кто мы? Откуда мы? // Флаг Родины. — 2008. — 14 окт. (№ 194). — С. 6.
15. Ляпин З. Г. Поощрять инициативу // Флаг Родины. — 2008. — 31 окт. (№ 207).
16. Ляпин З. Г. Вице-адмирал С. Макаров : «Помни войну!» // Флаг Родины. — 2008. — 22 нояб. (№ 222). — С. 6.
17. Ляпин З. Г. Из искры возгорелось пламя // Флаг Родины. — 2008. — 12 дек. (№ 236). С. 7.
18. Ляпин З. Г. Последний бой адмирала // Флаг Родины. — 2009. — 11 апр. (№ 63). С. 5.
19. Ляпин З. Г. Тиран или гений? // Флаг Родины. — 2009. — 5 марта (№ 37). С. 7.
20. Ляпин З. Г. Всеохватный русский язык // Флаг Родины. — 2009. — 9 июля.
21. Ляпин З. Г. Всадник из «Дикой дивизии» // Флаг Родины. — 2009. — 21 июля (№ 200). С. 6.
22. Ляпин З. Г. 186 дней императора Петра III // Флаг Родины. — 2009. — 23 сент. (№ 170). С. 7.
23. Ляпин З. Г. Честь имею! // Флаг Родины. — 2010. — 13 апр. (№ 40). С. 5.

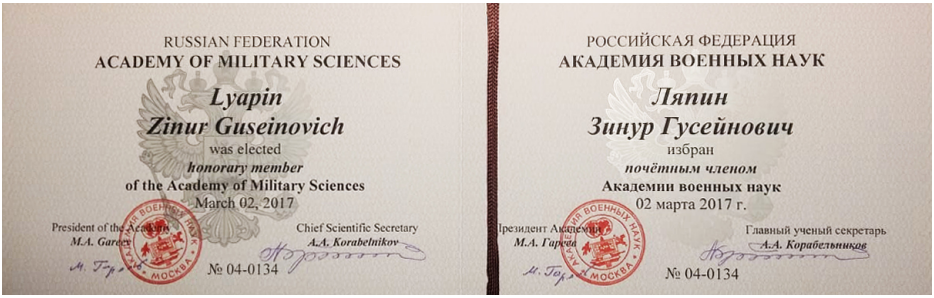



Рис. 1. Удостоверение почетного члена Академии военных наук



Рис. 2. З. Г. Ляпин приветствует первокурсников Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета. Справа — заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации СевГУ профессор Афонин И. Л. 13 ноября 2017 г.

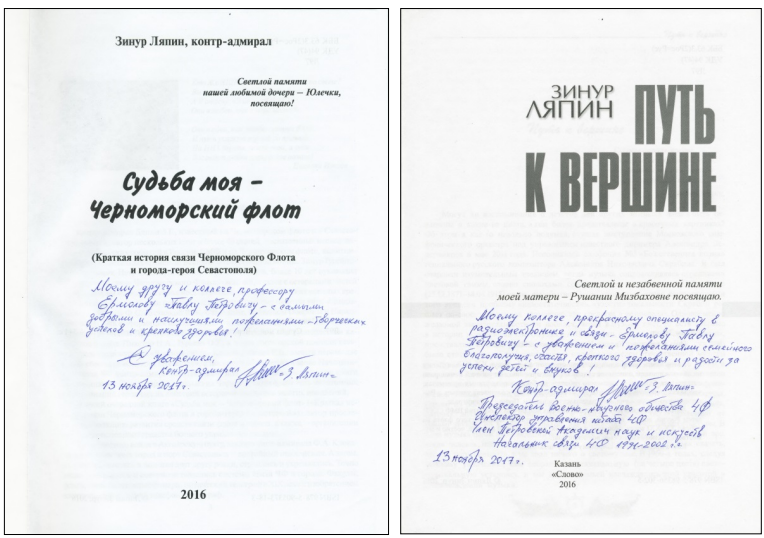



Рис. 3. Титульные листы книг с автографами З. Г. Ляпина

# Хроника

# Памяти профессора Дмитрия Ивановича Воскресенского



Воскресенский Дмитрий Иванович
(17.10.1926—30.12.2021)

30 декабря 2021 года на 96-м году жизни скончался профессор, доктор технических наук Дмитрий Иванович Воскресенский.

Д. И. Воскресенский — лауреат Государственной премии, премии Совета Министров СССР, трех премий Министерства высшего образования, Заслуженный деятель науки и Почетный работник высшей школы. Научная общественность будет помнить Д. И. Воскресенского как выдающегося ученого, внесшего значительный вклад в развитие мировой и отечественной науки в области антенн и техники СВЧ. Д. И. Воскресенский — автор фундаментальных исследований в области теории и проектирования СВЧ техники, антенн, а также фазированных антенных решеток. Ученым разработан ряд обширных научных направлений в области теории и проектирования СВЧ и антенной техники, а также в теории и практике проектирования фазированных антенных решеток, которые были успешно продолжены его многочисленными последователями и учениками.

Дмитрий Иванович родился в 1926 г. в г. Любим Ярославской области. С 1943 г., в период Великой Отечественной войны, в возрасте семнадцати лет, начал свою трудовую деятельность на Рыбинском заводе, изготавливая снаряды для нужд фронта, и заочно учился в Рыбинском авиационном техникуме. С 1944 по 1951 гг. одновременно с учебой в авиационном техникуме, который окончил с отличием в 1946 г., Д. И. Воскресенский обучался на заочном, а с 1946 г. — на очном отделении Московского авиационного института имени С. Орджоникидзе. С 1951 по 1954 гг. обучался в аспирантуре.

В 1955 г. Д. И. Воскресенский защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, в 1966 г. — докторскую диссертацию. В 1958 г. решениями Высшей аттестационной комиссии Д. И. Воскресенскому было присвоено ученое звание доцент, 1967 г. присвоено ученое звание профессор.

С 1954 г. Д. И. Воскресенский совмещал научную и педагогическую деятельность в Московском авиационном институте имени С. Орджоникидзе в качестве преподавателя, затем доцента и профессора, а с 1975 г. становится заведующим кафедрой радиопередающих и антенно-фидерных устройств Факультета радиоэлектроники летательных аппаратов Московского авиационного института имени С. Орджоникидзе, сменив на этом ответственном посту профессора М. С. Неймана. С 1975 по 2020 гг. Д. И. Воскресенский был заведующим кафедрой радиофизики, антенн и микроволновой техники.

Д. И. Воскресенским создана теория волноводных систем (1955—1960 гг.), предложен новый класс выпуклых сканирующих антенн (1963—1978 гг.), радиооптических антенных решеток (1980—

1990 гг.), развита теория активных и цифровых антенных решеток (1995—2010 гг.). Им созданы фундаментальные работы и учебники по теории фазированных антенных решеток. В 2016 г. вышло четвертое издание учебника «Антенны и устройства СВЧ», а также учебное пособие «Проектирование ФАР». Д. И. Воскресенским опубликовано свыше 200 научных работ (в том числе 32 изобретения, более 20 монографий). Д. И. Воскресенский был не только выдающимся ученым, но и талантливым педагогом, воспитавшим не одно поколение молодых ученых. Под его руководством защитилось более 14 докторантов и 40 аспирантов.

Дмитрий Иванович являлся основателем и руководителем научной антенной школы МАИ, получившей признание и поддержку РФФИ РАН, а также членом редколлегий ряда научных журналов России. В 1968—1991 гг. Д. И. Воскресенский был членом экспертного совета ВАК СССР. В течение многих лет Д. И. Воскресенский являлся председателем докторского диссертационного совета, членом совета учебно-методического объединения по образованию в области радиоэлектроники, председателем комиссии радиотехнической специальности по радиоэлектронной борьбе.

Д. И. Воскресенский — действительный член Международной академии наук информационных процессов и технологий, почетный академик Академии прикладной радиоэлектроники Республики Беларусь, России и Украины. Среди многочисленных наград выдающегося ученого — памятный знак «Почетный радист», памятная медаль А. С. Лавочкина и др. Дмитрий Иванович с 2000 г. входил в состав Программного комитета Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо). Решением Оргкомитета КрыМиКо’2007 имя профессора Воскресенского присвоено одной из звезд 12-й величины нашей Галактики.

Организационный и Программный комитет конференции КрыМиКо выражают глубокие соболезнования родным и близким Дмитрия Ивановича Воскресенского.

# СВЧ-ТЕХНИКА
# И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
## Научный сборник
**Вып 4, 2022 г.**

**Рубрики сборника:**

1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ; 2. Электровакуумные и микровакуумные приборы СВЧ; 3. Системы СВЧ связи, вещания и навигации; 3a. Информационные технологии в телекоммуникациях; 4. Антенны и антенные элементы; 5. Пассивные компоненты; 5a. Материалы и технология СВЧ-приборов; 5b. Наноэлектроника и нанотехнология; 6. СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты; 6a. Электромагнитная и радиационная стойкость материалов и электронной компонентной базы; 7. СВЧ-измерения; 8. Прикладные аспекты СВЧ-техники; 8a. Микроволновые технологии и техника в биологии и медицине; 8b. Фотоника и радиофотоника; 9. Радиоастрономия, дистанционное зондирование и распространение радиоволн; H. История развития радиотехнологий и телекоммуникаций, история и методология науки и техники.

**Адрес редакции:**
ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053
Тел. редакции: (8692) 41-77-41
https://www.sevsu.ru/nauka/pechat-izdaniya/item/9639-svch
E-mail: crimico.org@mail.ru

**Отпечатано в типографии Printex**
ул. Кулакова, д. 59а, Севастополь, 299011
Тел.: (8692) 46-47-44, (8692) 45-56-78

Публикуемые материалы прошли обязательную процедуру рецензирования и экспертного отбора. Авторы опубликованных материалов несут полную ответственность за подбор и точность приведенных фактов, цитат, данных, имен собственных и прочих сведений.

Редакция не несет ответственности за нарушение авторами исключительных прав на результаты интеллектуальной деятельности третьих лиц. Мнение редакционной коллегии может не совпадать с позицией авторов.

**Учредитель и издатель**
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053

№ рег. СМИ: ПИ № ФС00-00000 от 00.00.2022

**Главный редактор:** Ермолов П. П.

---

Подписано к печати 05.06.2022. Заказ 2201550. Дата выхода в свет: 11.09.2022. Тираж: 50 экз. Свободная цена. Формат 64×90/16. Бумага офсетная. Уч.-изд. л. 27,1