35-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»
7–13 сентября 2025 г., Севастополь, Россия
КрыМиКо 2025 CriMiCo
September 7–13, 2025, Sevastopol, Russia
2025 35th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

ISSN 2619-1628

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

2025
Вып. 7

Издается с 2020 года
Выходит 1 раз в год

Microwave and Telecommunication Technology

2025
Iss. 7

Issued since 2020
Published once a year

Севастополь — Sevastopol
2025

Научный редактор: Афонин И. Л., д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета

Главный редактор: Ермолов П. П., канд. техн. наук, доцент, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем 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, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета

Савочкин А. А., канд. техн. наук, доцент, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета

Сборник содержит материалы 131 доклад 415 авторов на 35-й Международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2025), состоявшейся в Севастопольском государственном университете 7—13 сентября 2025 г. Доклады представлены учеными и специалистами 91 университета, НИИ и предприятий пяти стран: Беларуси, Вьетнама, Ирака, Китая и России, в т. ч. 23 регионов Российской Федерации (Воронежская область, Ивановская область, Калужская область, Краснодарский край, Красноярский край, Москва, Московская область, Нижегородская область, Новгородская область, Новосибирская область, Омская область, Республика Крым, Республика Марий Эл, Ростовская область, Рязанская область, Санкт-Петербург, Самарская область, Саратовская область, Свердловская область, Смоленская область, Севастополь, Ставропольский край, Томская область, Челябинская область, Чукотский автономный округ) и посвящены теоретическим, экспериментальным, производственно-технологическим, прикладным и историческим аспектам СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Остальные доклады (51) опубликованы в 8-м томе журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» (ISSN 2587-9936).

Сайт сборника: https://www.sevsu.ru/nauka/nt-potencial/pechat-izdaniya-vedushim/sbornik-nauchnykh-trudov-svch-tekhnika-i-telekommunikatsionnye-tekhnologii/

Подписано к печати 30.05.2025
Формат 64×90/16. Уч.-изд. л. 24,54. Тираж 50 экз.

Адрес редакции: ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053
Адрес для переписки: а/я 63, Севастополь, 299053
Тел. +7 (978) 745-27-51, e-mail: crimico.org@mail.ru

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

© СевГУ, 2025

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

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

проф. 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*
Романова Л. П., *КНТЦ им. Попова*
Свиридова Е. И., *СевГУ*
Слёзкин Г. В., *СевГУ*
Тыщук Ю. Н., *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)*
проф. Ермолов П. П., *СевГУ, Севастополь, Россия (координатор)*

д. ф.-м. н., проф. Абрамов И. И., *БГУИР, Минск, Беларусь*
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., *University of Johannesburg, 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. т. н., проф. Криворучко Ю. Т., *АО «ВНИИРА», Санкт-Петербург, Россия*
д. т. н., проф. Малютин Н. Д., *ТУСУР, Томск, Россия*
д. ф.-м. н. Обухов И. А., *НПП «Радиотехника», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Овчинникова Е. В., *МАИ (ТУ), Москва, Россия*
к. п. н. Папуловская Н. В., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*
д. т. н., проф. Пестриков В. М., *СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия*
д. т. н., проф. Пестряков А. В., *МТУСИ, Москва, Россия*
д. ф.-м. н. Руденко К. В., *ФТИАН им. К. А. Валиева, Москва, Россия*
к. т. н. Савочкин А. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. т. н., проф. Совлуков А. С., *Институт проблем управления РАН, Москва, Россия*
к. ф-м. н. Торхов Н. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. ф.-м. н. Чаусов Д. Н., Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН
к. т. н. Чернега В. С., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. т. н., проф. Широков И. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия*

ПЕРСОНАЛИИ



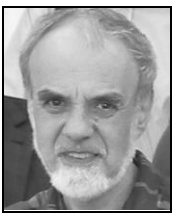
АБРАМОВ Игорь Иванович (род. 11 августа 1954 г. в Бресте) — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и наноэлектроники» 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.



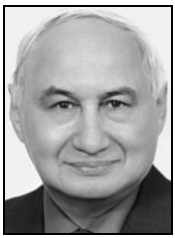
АФОНИН Игорь Леонидович (род. 12 сентября 1958 г.) — доктор технических наук (2008), профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета. Отличник образования Украины (1989), 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.



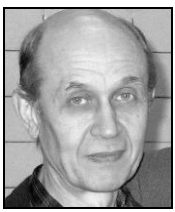
БАТУРА Михаил Павлович (род. 16 мая 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы, заслуженный работник образования Республики Беларусь, ректор Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» с 02.10.2000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



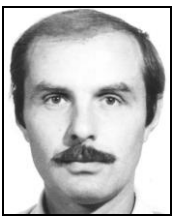
БОГУШ Вадим Анатольевич родился в 28.04.1975 в г. Бобруйске Могилевской области. Доктор физико-математических наук, профессор. Окончил Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР). Аспирант, докторант, доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций и кафедры защиты 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 (род. 24 апреля 1951 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры «Технология приборостроения» МГТУ им. Н. Э. Баумана. В 1974 г. с отличием закончил МВТУ им. Н. Э. Баумана. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 2006 г. — докторскую диссертацию. В 1996 окончил АНХ РФ. Получил степень МВА. Почетный радист РФ. Автор и соавтор более 600 научных работ, в том числе 25 монографий и учебных пособий. Имеет более 60 изобретений. Область научных интересов: технологические инновации, микроэлектроника СВЧ, антенно-фидерные устройства СВЧ, радиометрия, медицинская техника. Разработчик принципов и методов комплексной технологической оптимизации радиоэлектронных средств для различных этапов их жизненного цикла, являющейся одним из методов искусственного интеллекта. 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, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем 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 исто-

рии науки и техники Национального технического университета «ХПИ» (Харьков, 2011 г.) и кафедре истории науки и техники Уральского федерального университета (Екатеринбург, 2013 г.). Опубликовано более 150 работ, в том числе две монографии (2010, 2022). Награжден грамотой Министерства образования и науки Украины (2010), медалями «150 лет РТО» (2016), «За заслуги в развитии радиоэлектроники и связи» (2020) и «70 лет космодрому Байконур» (2025). Почетный радист (2024). 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 30 ноября 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.



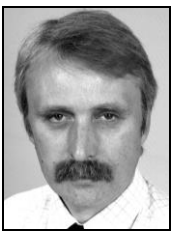
ИЛЬЧЕВ Димов (ILCEV Dimov Stojce, род. 18 августа 1944 г. в Болгарии) — профессор университета Йоханнесбурга. Автор книг “Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications”, Springer, Boston, USA, 2005; “International Recent Issues about ECDIS, e-Navigation and Safety 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.



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.

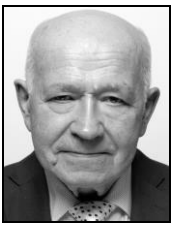


КОБЕРНИЧЕНКО Виктор Григорьевич (род. 10 декабря 1943 г. в Свердловске) — кандидат технических наук, профессор кафедры теоретических основ радиотехники Института радиоэлектроники и информационных технологий — РтФ Уральского федерального университета. Выпускник радиотехнического факультета Уральского 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.



КРИВОРУЧКО Юрий Тимофеевич (род.17 октября 1946 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации (СПбГУ ГА), главный конструктор АО «ВНИИРА» (г. Санкт-Петербург). В 1972 г. окончил радиотехнический факультет Ленинградского институт авиационного приборостроения (ЛИАП), в 1989 г. защитил во ВНИИРА кандидатскую, в 2022 г. — докторскую диссертацию. Область научных интересов: бортовые комплексы радионавигации и посадки, микропроцессорная обработка радионавигационных сигналов и информации в бортовых и наземных СВЧ комплексах. Автор, соавтор более 100 научных работ, в том числе двух монографий, более 70 статей в научно-технических журналах, 18 авторских свидетельств и патентов на изобретения, двух учебных пособий. Член Программного комитета КрыМиКо с 2023 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.



МИХАЙЛЮК Юрий Петрович (род. 13 июля 1957 г.) — кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» 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.



НОСКОВ Владислав Яковлевич (род. 25 января 1948 года в Омской области) — доктор технических наук, профессор 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» (Екатеринбург). 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: «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) — доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник. Заместитель генерального директора по научной работе НПП «Радиотехника», профессор филиала РТУ МИРЭА в г. Фрязино. Окончил физический факультета МГУ им. М. В. Ломоносова (1979 г.) и аспирантуру того же факультета (1982 г.). Основные научные интересы: физика переноса заряда в структурах с активными областями нанометровых размеров; разработка конструкций и моделирование квантовых приборов СВЧ, КВЧ и терагерцового диапазонов, основанных на многослойных гетероструктурах и нанопроводах. Автор более 150 публикаций, включая 6 монографий. 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. 3 мая 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., Программного комитета КрыМиКо с 2023 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 интеллектуальных технических систем 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.



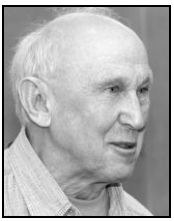
РЖЕВЦЕВА Наталия Леонидовна (род в 24.01.1958) — директор филиала НИЦ «ИНФРА-М» в Республике Крым и г. Севастополе. В 2005—2016 гг. — директор научной библиотеки Севастопольского государственного университета. В 1979 г. окончила Харьковский государственный институт культуры. Область профессиональных интересов — библиотечное дело, новые информационные технологии, история исследований в области радиотехнологий. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2005 г.



РУДЕНКО Константин Васильевич (род. 23 декабря 1961 г.) — доктор физико-математических наук (2008), главный научный сотрудник, руководитель лаборатории физики и технологий приборов наноэлектроники НИЦ «Курчатовский институт» — ФТИАН им. К. А. Валиева, профессор НИУ МФТИ. Автор более 300 научных публикаций, включая авторские разделы в монографиях, 12 патентов РФ. Член редколлегии (ответственный секретарь) научного журнала РАН «Микроэлектроника» (Russian Microelectronics), эксперт НТС Российского научного фонда по направлению «Микроэлектроника», член Научного совета «Фундаментальные проблемы элементной базы информационно-управляющих вычислительных систем и материалов для ее создания» Отделения нанотехнологий и информационных технологий РАН. Область научных интересов: физика приборов и научные основы технологий микро- и наноэлектроники, элементная база для квантовых вычислений. Член Программного комитета КрыМиКо с 2025 г. по направлениям: твердотельные приборы и устройства СВЧ; наноэлектроника и нанотехнологии.



САВОЧКИН Александр Анатольевич (род. 3 августа 1963 г.) — кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем 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.



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. «Почетный 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.



ТОРХОВ Николай Анатольевич (род. 18 декабря 1969 г.) — кандидат физико-математических наук, доцент кафедры «Электронная техника» Севастопольского государственного университета (СевГУ), ведущий научный сотрудник лаборатории «Динамика и управление беспилотных авиационных систем». В 1994 г. окончил физический факультет Томского государственного университета по специальности «Физика твердого тела», в 2007 г. защитил кандидатскую диссертацию (в АО «НИИПП» г. Томск). С 1998 г. — на предприятиях электронной промышленности (ведущий инженер-технолог, ведущий научный сотрудник, начальник лаборатории). Автор и соавтор более 160 научных работ и 12 патентов на изобретение. Область научных интересов: физика и технология полупроводников, металлов и диэлектриков, поверхность, тонкие пленки, гетеропереходы, интерфейсы и контакты, кинетические, квантовые и оптические явления в полупроводниковых структурах, моделирование процессов токопереноса, разработка и приборно-технологическое проектирование приборных структур и интегральных схем на их основе, проведение испытаний, DC- и RF-измерений, аналитические методы исследования материалов (АСМ, СТМ, DLTS, электронная микроскопия и др.), радиационные полупроводниковые технологии. Член Программного комитета КрыМиКо с 2024 г.



ЧАУСОВ Денис Николаевич (род. 06.02.1983 г. в Орловской области) — доктор физико-математических наук, доцент, заведующий лабораторией фотоники и органической электроники Центра биофотоники Института общей физики им. А. М. Прохорова Российской академии наук (ИОФ РАН). С 2010 по 2022 гг. — заведующий учебно-научной лабораторией теоретической и прикладной нанотехнологии Московского государственного областного университета (МГОУ). Заместитель председателя диссертационного совета 72.2.020.03. Круг научных интересов: системы отображения информации, устройства фотоники, устройства микро- и наносистемной техники, физика жидких кристаллов и полимеров, межфазные взаимодействия. Автор более 150 научных работ в ведущих российских и зарубежных журналах, 10 патентов и 4 стандартных государственных методик. Лауреат золотой медали Российской академии наук, лауреат премии губернатора Московской области в сфере науки и инноваций. Член Программного комитета КрыМиКо с 2024 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 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 О ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ЗАВИСИМОСТИ ВЛИЯНИЯ ПРОЦЕССА ПОДГОТОВКИ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЯ 6 ФЕВРАЛЯ 2023 ГОДА В ВОСТОЧНОЙ ЧАСТИ ТУРЦИИ НА СТАТИСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНОГО ПОЛЯ
Вольвач А. Е., Коган Л. П., Вольвач Л. Н., Аронов А. Г., Аронов Г. А. ..... A

INV.2 СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩАЯ ЭЛЕКТРОНИКА С НИЗКИМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ
Обухов И. А. ..... B

INV.3 50 ЛЕТ В СТРОЮ ВСЕСОЮЗНОГО НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО ИНСТИТУТА РАДИОАППАРАТУРЫ (ВНИИРА)
Криворучко Ю. Т. C

INV.4 НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ В ФИЛИАЛЕ НАЦИОНАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО ЦЕНТРА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ ИМЕНИ М. И. КРИВОШЕЕВА В Г. СЕВАСТОПОЛЕ (ИЦ «ОМЕГА») ПРИ СОЗДАНИИ И РАЗВИТИИ НОВЫХ КОМПЕТЕНЦИЙ (к 10-летию филиала)
Проценко М. Б., Громоздин В. В. ..... D

INV.5 СОВРЕМЕННЫЕ ТРЕНДЫ РАЗВИТИЯ ПРОЗРАЧНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ДИСПЛЕЙНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
Паращук Н. С., Курилов А. Д., Стахарный С. А., Нуриев А. В., Морозов А. А., Чаусов Д. Н. ..... E

СЕКЦИЯ 1: ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

1.1 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В БАЗЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДИОДА С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА
Бобрешов А. М., Величкина А. С., Усков Г. К. ..... F

1.2р КОНСТРУКЦИЯ УСТРОЙСТВА ДЕЛЕНИЯ-СУММИРОВАНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СВЧ-ДИАПАЗОНА
Шацкий В. Н. 1

1.3р ИМПУЛЬСНЫЙ СВЧ УСИЛИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 8—10 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 20 Вт
Степанов М. С., Тяжлов В. С. 3

1.4р СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ С РАБОЧИМ ДИАПАЗОНОМ DC—6 ГГц НА ОСНОВЕ КНИ ТЕХНОЛОГИИ
Борисов Д. В., Коколов А. А. 5

1.5р ВЛИЯНИЕ ПРОФИЛЕЙ ЛЕГИРОВАНИЯ ЭПИТАКСИАЛЬНОГО СЛОЯ ДИОДА ШОТТКИ НА ЕГО ПАРАМЕТРЫ
Богданов С. А. 7

A Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 1—15.
B Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 72—93.
C Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 835—860.
D Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 454—473.
E Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 16—44.
F Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 704—717.

1.6р УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ 180 НМ КМОП ТЕХНОЛОГИИ
Шушарина К. Е., Миягашев М. А., Коколов А. А. 9

СЕКЦИЯ 2: ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ И МИКРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

2.1 ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЛЕТНОГО КЛИСТРОНА В СРЕДЕ VPython
Нестеренко А. И., Полубоярцев В. О., Еськов А. А., Лукьянчиков А. В. ..... G

2.2 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫХОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЕРХМОЩНОГО КЛИСТРОНА С МАЛОЙ АЗИМУТАЛЬНОЙ НЕОДНОРОДНОСТЬЮ ПОЛЯ В ОБЛАСТИ ПРОСТРАНСТВА ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ
Голованов Н. А., Савин А. Н., Богомолова Е. А., Медянкова Е. В. 11

2.3 О ВОЗБУЖДЕНИИ НАГРУЖЕННЫХ РЕЗОНАТОРОВ СТОРОННИМИ ТОКАМИ
Галдецкий А. В. 13

2.4 О МОДЕЛИ ДЕГРАДАЦИИ ЭМИССИИ В ТЕЧЕНИЕ СРОКА СЛУЖБЫ ТЕРМОКАТОДА
Галдецкий А. В. 15

2.5р ВАКУУМНО-ПЛОТНОЕ ОКНО ВВОДА И/ИЛИ ВЫВОДА СВЧ-ЭНЕРГИИ
Галдецкий А. В., Богомолова Е. А., Медянкова Е. В. 17

2.6р ОЦЕНКА НЕОБХОДИМОСТИ УТОЧНЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ МОЩНОСТИ ОРОТРОНОВ 2мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ПОМОЩЬЮ ГРАДУИРОВАННОЙ ДЕТЕКТОРНОЙ СЕКЦИИ, ВЫПОЛНЕННОЙ В ВОЛНОВОДЕ С ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ 1,6×0,8 мм^2
Мясин Е. А., Ильин А. Ю., Максимов Н. А. 19

СЕКЦИЯ 3: СИСТЕМЫ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.1 РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ФАЗОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Гулько В. Л., Мещеряков А. А. ..... H

3.2 АНАЛИЗ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАЛЬНОМЕРНОГО КАНАЛА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ И ПОСАДКИ В САНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН
Криворучко Ю. Т., Король В. М., Княжский А. Ю., Фридман Л. Б. I

3.3 ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СПОСОБОВ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ ВЕРТОЛЕТОВ В ТРУДНОДОСТУПНЫХ РАЙОНАХ РФ
Раков А. В. ..... J

3.4р МОБИЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО БЕСПРОВОДНОГО КОНТРОЛЯ СВЧ УСТРОЙСТВ
Ромашка Е. А., Пильщиков А. К., Белозёров А. Н. 21

3.5р ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН РАДИОМАЯКОВ УГЛОВОГО НАВЕДЕНИЯ СИСТЕМЫ МИКРОВОЛНОВОЙ ПОСАДКИ
Синицын Е. А., Быбин С. С., Борина А. П., Будник К. Н. 23

3.6р ФОРМАТ РАДИОСИГНАЛОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО ТРАНСИВЕРА ДЛЯ СКОРОСТНОГО ОБМЕНА ДАННЫМИ
Синицын Е. А., Быбин С. С., Борина А. П., Будник К. Н. 25

[G] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 763—776.

[H] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 253—264.

[I] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 958—969.

[J] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 718—746.

3.7р ТРАНСИВЕР ДЛЯ ОБМЕНА ДАННЫМИ И ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ МЕЖДУ ОБЪЕКТАМИ
Синицын Е. А., Быбин С. С., Борина А. П., Будник К. Н. 27

3.8р ИНФОРМАЦИОННАЯ МАТРИЦА ФИШЕРА В ЗАДАЧЕ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НЕПОДВИЖНЫХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ В ПАССИВНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
Петров Ю. В., Аникин С. Н., Лужков Л. А., Макеев И. А., Прошнов М. И., Рогожин В. А. ..... K

3.9р БЛОК ДЕЛИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С ФАЗОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ КВАДРАТУРНЫХ СИГНАЛОВ
Андрейчук А. А., Муратов А. Э., Иванюк Т. А., Савинов В. В., Ветров И. Л., Вертегел В. В. 29

3.10р РАЗРАБОТКА УЧЕБНОГО СТЕНДА ИМИТАТОРА УГЛОВЫХ КООРДИНАТ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ В ДВУХ ПЛОСКОСТЯХ
Боков А. С., Красулин Д. Д. 31

3.11р ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ DRFM-УСТРОЙСТВ ДЛЯ РАЗРУШЕНИЯ ЦЕЛОСТНОСТИ КАНАЛА СВЯЗИ
Дурнаков А. А., Боков А. С. 33

3.12р КВАЗИОПТИМАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ
Кононов Ал. А., Кононов Ан. А., Усков Г. К. L

3.13р ФОРМИРОВАНИЕ РАЗРЕЖЕННОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КОРРЕКТОРА НА ОСНОВЕ БАЙЕСОВСКОГО ОБУЧЕНИЯ С АПРИОРНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ДЖЕФФРИСА
Аверина Л. И., Гутерман Н. Е. ..... M

3.14р ДВУХКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ ТРАКТА
Аверина Л. И., Завгородний И. В. ..... N

3.15р ПРИЕМ СШП ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ С ПОМОЩЬЮ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ДЕТЕКТОРА
Андреев Ю. В., Дмитриев А. С., Ицков В. В., Лазарев В. А. 35

СЕКЦИЯ 3а: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

3а.1 ВЕРОЯТНОСТНЫЙ АНАЛИЗ ПЕРЕХВАТА И ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ МАРШРУТОВ В ОДНОРАНГОВЫХ СЕТЯХ С ДВУХШАГОВОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ
Зюзин В. Д. ..... O

3а.2 ИССЛЕДОВАНИЕ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В БЕСПРОВОДНОМ ПОДВОДНОМ МАГНИТНОМ КАНАЛЕ
Петрушин С. А., Редькина Е. А., Широков И. Б. ..... P

K Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 600—614.
L Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 872—882.
M Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 569—587.
N Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 588—599.
O Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 112—123.
P Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 898—912.

3а.3 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ГЕОМАГНИТНЫХ И СОЛНЕЧНЫХ ИНДЕКСОВ НА ПРОГНОЗИРОВАНИЕ КРИТИЧЕСКОЙ ЧАСТОТЫ ИОНОСФЕРНОГО СЛОЯ F2 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ
Короткова Н. А., Конкин Н. А. 37

3а.4 УМНАЯ ЛАБОРАТОРИЯ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ: РЕАЛИЗАЦИЯ СТЕНДОВЫХ МОДУЛЕЙ И СЕТЕВОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ
Изотов И. Н., Кувшинов О. А., Папуловская Н. В. ..... Q

3а.5р ЧАСТОТНЫЙ АНАЛИЗ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ СПАЙКОВОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ
Бондарев В. Н. 39

3а.6р ЭЛЕКТРОННО-ПЕРЕСТРАИВАЕМАЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА ДЛЯ НЕЙРОМОРФНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ
Никитин А. О., Петров Р. В., Хаванова М. А. 41

3а.7р ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ В ВИДЕОПОТОКЕ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ
Касьянов А. О., Потипак М. В., Подколзина Л. А. 43

3а.8р ОБУЧЕНИЕ И ТЕСТИРОВАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ДЕФЕКТОВ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ
Пидотова Д. А., Берзин А. К., Бадьин А. В., Бердюгин А. И., Перевалов А. В. 45

3а.9р ОБНАРУЖЕНИЕ ДОЖДЯ ПО ТЕЛЕВИЗИОННЫМ ИЗОБРАЖЕНИЯМ С ПРИМЕНЕНИЕМ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
Иванов В. А., Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В. ..... R

3а.10р ПРОБЛЕМА ВЛИЯНИЯ ОШИБКИ ОБУЧЕНИЯ НА РАБОТУ АДАПТИВНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО ВО ВРЕМЕНИ КАНАЛА СВЯЗИ
Цимбал В. А., Мокринский Д. В. 47

3а.11р КОНТРОЛЬ ОШИБОК ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН С ПОМОЩЬЮ МИКРОПРОЦЕССОРНОГО ДАТЧИКА
Клевцов С. И. 49

3а.12р АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПРОИЗВОДНЫХ И МОДЕЛЬНЫХ ПРЕДИКТОРОВ НА ТОЧНОСТЬ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ МАКСИМАЛЬНО ПРИМЕНИМЫХ ЧАСТОТ КВ РАДИОЛИНИЙ
Конкин Н. А., Елчанинова А. С. 51

3а.13р МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ МОДУЛЯЦИОННОЙ СХЕМЫ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ СЛЕДУЮЩИХ ПОКОЛЕНИЙ
Гаспарян Р. Р., Савочкин А. А. ..... S

СЕКЦИЯ 4: АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

4.1 ВРАЩАЮЩЕЕСЯ СОЧЛЕНЕНИЕ НА ОСНОВЕ ВОЗБУДИТЕЛЯ МОДЫ E_{01} ДЛЯ АНТЕНН С МЕХАНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ
Овчинникова Е. В., Филимонов А. Д., Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А., Гаджиев Э. В., Фам Ван Винь ..... T

[Q] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 883—897.
[R] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 930—943.
[S] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 913—929.
[T] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 630—643.

4.2 ИЗЛУЧАТЕЛЬ СПУТНИКОВОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
Жидков А. Ю., Овчинникова Е. В. ..... U

4.3р ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ КАРДИОИДНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ
Косак Р. Э. 54

4.4 АНАЛИТИЧЕСКОЕ ВЫЧИСЛЕНИЕ ВЕКТОРНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ
Копытин В. Е., Кононов А. А., Усков Г. К. V

4.5 ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ЛИНЕЙНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ЭФФЕКТОВ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ИЗЛУЧАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ РАЗМЕРА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Нескородова О. В., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К. ..... W

4.6 СПОСОБЫ ТЕОРЕТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ВЕКТОРНОЙ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ АПЕРТУРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ
Кононов Ал. А., Усков Г. К. X

4.7р ФОКУСИРОВКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В СЛОИСТОЙ СРЕДЕ ДЛЯ ЗАДАЧ ГИПЕРТЕРМИИ И ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ
Аль-Мамури А. М. Т., Шабунин С. Н. 56

4.8р ПЕРЕДАЮЩАЯ АНТЕННА L-ДИАПАЗОНА ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ
Сухарев Е. С., Пелёвин В. К., Комиссарова Е. В. 58

4.9р МОДЕЛИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЛОСКОЙ ПЕЧАТНОЙ ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В МАЛЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТАХ
Прохоренко В. В. 60

4.10р ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНОЙ ФАР В СОСТАВЕ РЛС БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ ДЛЯ БПЛА
Кравченков Н. Д., Щербаков Б. А. 61

4.11р ОБЗОР ТЕХНОЛОГИЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ ФАР
Сидельникова А. С., Щербаков Б. А. 63

4.12р ОПТИМИЗАЦИЯ РАЗМЕЩЕНИЯ СЛОЖНОГО АНТЕННОГО КОМПЛЕКСА НА КРЫШЕ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА
Бузова М. А. 65

4.13р ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ФРАКТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ
Щекатурин А. А., Васин Е. Е. 66

4.14р ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛАЯ ПОЛУСФЕРИЧЕСКАЯ СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА: ИССЛЕДОВАНИЕ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ МОД
Дымов Г. А., Беличенко В. П., Запасной А. С. 68

4.15р МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕПЛОСКОЙ АПЕРТУРЫ С ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ СИММЕТРИЕЙ НА ОСНОВЕ ТОЧНОГО РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ГЕЛЬМГОЛЬЦА
Серегина Е. А., Кононов А. А., Усков Г. К. ..... Y

U Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 777—786.
V Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 541—554.
W Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 861—871.
X Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 687—703.
Y Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 555—568.

4.16р АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ ДИАПАЗОНА 3.3—3.8 ГГц
Комов В. В., Следков В. А., Остапенко А. Э., Li Z., Мануилов М. Б. 70

4.17р ИСКУССТВЕННАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С УЧЕТОМ ОТКАЗОВ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
Тучков А. А., Горбатенко Н. Н., Нестеров В. Ю., Углов А. С., Чиков Н. И. ..... Z

4.18р К ВОПРОСУ УПРАВЛЕНИЯ ЛУЧОМ В АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ
Королев А. В. 72

4.19р АНТЕННЫ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМИ СИСТЕМАМИ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 2,4 ГГц
Ткаченко М. О., Головин В. В. 74

4.20р СРАВНЕНИЕ CST Studio Suite и COMSOL Multiphysics В ОБЛАСТИ СИМУЛЯЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ
Кофанов А. Н., Падалинский М. М., Мазинов А. С., Григорьев Е. В., Фитаев И. Ш. 76

СЕКЦИЯ 5: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

5.1 ОСОБЕННОСТИ КАСКАДНЫХ РАЗМЕЩЕНИЙ ПОВЕРХНОСТНЫХ ГАММАДИОННЫХ СТРУКТУР В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ ПОЛОСКОВОГО ТИПА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СЕЛЕКТИВНЫМИ СВОЙСТВАМИ
Дубченко Н. И., Малышев И. В., Паршина Н. В. ..... AA

5.2 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РЕЗИСТИВНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ 0—50 ГГц
Хорошилов Е. В., Малютин Н. Д. 78

5.3 ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ SIW-ФИЛЬТР С ШЕСТЬЮ ПЕРЕКРЕСТНО СВЯЗАННЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ
Букин С. П., Крутиев С. В., Губский Д. С. ..... BB

5.4 ИМПЕДАНС-ТРАНСФОРМИРУЮЩИЙ ПОПЕРЕЧНО-НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ
Сычев А. Н., Артищев С. А., Труфанова Н. С., Рудый Н. Ю. CC

5.5р ВОЛНОВОДНЫЙ ДВУХДИАПАЗОННЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР
Корж В. Н., Губский Д. С., Крутиев С. В. ..... DD

5.6р КВАЗИ-ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР
Епишева О. К., Крутиев С. В., Клещенков А. Б. ..... EE

5.7р РАСЧЕТ ПОЛЯ ВБЛИЗИ ЭКРАНИРОВАННОЙ ЩЕЛЕВОЙ ЛИНИИ
Бурлаков К., Гафуривайган М., Сидибе Ф. М., Шабунин С. Н. 81

5.8р ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ
Остапенко А. Э., Следков В. А., Комов В. В., Мануилов М. Б. 83

Z Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 418—431.
AA Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 59—71.
BB Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 787—803.
CC Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 983—994.
DD Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 970—982.
EE Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 747—762.

5.9р СИНТЕЗ И АНАЛИЗ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ДЛЯ ТРЕХСЛОЙНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКИ
Сидибе Ф. М., Гафуривайган М., Шабунин С. Н., Бурлаков К. 86

5.10р ИЗУЧЕНИЕ ЩЕЛЕВОЙ МОДЫ В ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ С РЕЗОНИРУЮЩЕЙ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНОЙ
Зайцев Б. Д., Бородина И. А., Теплых А. А., Семёнов А. П. 88

5.11р РАЗРАБОТКА И ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ АТТЕНЮАТОРОВ X и Ka ДИАПАЗОНОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ НОЖЕЙ РАЗЛИЧНОЙ ГЕТЕРОГЕННОЙ СТРУКТУРЫ
Малеваник С. О., Кузнецов В. В., Клементьев А. Н., Сергеева А. С. 90

5.12р МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИЙ ПОДВИЖНОЙ ЧАСТИ МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ ЕМКОСТНОГО ТИПА
Йе Мин Хлаинг, Калугин В. В., Сат Н. М., Паинг С. Х. 92

5.13р РАЗРАБОТКА И ПРОИЗВОДСТВО ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ МПД-КОНДЕНСАТОРОВ ДЛЯ СВЧ ПРИМЕНЕНИЙ
Семенова Л. М., Козловский Э. Ю., Леонтьев А. О., Рыжов М. А., Рычко А. Р. 95

5.14р РАЗРАБОТКА ВЫСОКОДОБРОТНОГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА, РЕАЛИЗОВАННОГО НА СИММЕТРИЧНОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕРМОСТАБИЛЬНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МАТЕРИАЛА
Иванов А. Г., Кайбалдиев А. И., Левашов В. Г., Савельев О. Д., Бурыкин А. С., Татаринов С. В. ..... FF

5.15р РАЗРАБОТКА МАЛОГАБАРИТНОГО СУММАТОРА БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ, ИНТЕГРИРОВАННОГО В ПЕЧАТНУЮ ПЛАТУ С СОГЛАСУЮЩЕ-ТРАНСФОРМИРУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ
Иванов А. Г., Кайбалдиев А. И., Левашов В. Г., Савельев О. Д., Бурыкин А. С. ..... GG

СЕКЦИЯ 5а/1: ПОЛУПРОВОДНИКИ И ДИЭЛЕКТРИКИ

5а.1 СРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПРОВОДЯЩИХ МЕТАЛЛИЗИРОВАННЫХ И УГЛЕРОДНЫХ НАНОСТРУКТУРНЫХ ПЛЕНОК
Болдырев Н. А., Косов Д. В., Нечунаев В. В., Григорьев Е. В., Мазинов А. С. ..... HH

5а.2 НОВЫЕ СПОСОБЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ГРАДИЕНТНЫХ СВЧ-ПОГЛОТИТЕЛЕЙ ДЛЯ СПИРАЛЬНЫХ ЛБВ
Зубков Н. П., Мельников Н. М., Савин А. Н. 98

5а.3 ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЯЕМЫХ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ, СОДЕРЖАЩИХ СЛОИ ДИОКСИДА ВАНАДИЯ И ГРАФЕНА
Иванова И. Н., Кравченко В. И., Ячменов А. А. II

5а.4 РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЙ МАТЕРИАЛ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АДДИТИВНОЙ ТЕХНОЛОГИИ
Трофимов Е. А., Матыскин К. Е. 100

5а.5р СИНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ В ПРОЕКТИРОВАНИИ AlGaN/GaN HEMT
Торхов Н. А., Шутов Д. Г., Колковский Ю. В. 102

FF Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 995—1009.

GG Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 1010—1022.

HH Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 45—58.

II Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 804—820.

5а.6р НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ ИЗ ГАЗОНАПОЛНЕННЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ ЯЧЕИСТОЙ СТРУКТУРЫ
Федорова М. А., Филатова Т. Н. 104

5а.7р АЛЬТЕРНАТИВНЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ СВЧ-ИНДУСТРИИ
Кукушина К. Г., Лептюк А. О., Филатова Т. Н. 106

5а.8р ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СВЧ ТЕРМОАТТЕНЮАТОРОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕРМОРЕЗИСТИВНЫХ ПАСТ, СОВМЕСТИМЫХ С ОТЕЧЕСТВЕННЫМИ МАТЕРИАЛАМИ LTCC
Волкова Д. А., Полозов Д. Н., Коломин В. М., Горяйнов В. С., Алексеенков В. И., Курапова А. Л., Кутузов М. К. 108

5а.9р ПРИРОДА ЛАТЕРАЛЬНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ПРОЦЕССОВ ДИФФУЗИИ БОРА В КРЕМНИИ ИЗ ТВЕРДЫХ ПЛАНАРНЫХ ИСТОЧНИКОВ
Торхов Н. А., Макаров А. В., Гарбер Н. Г., Минин О. Н. 110

5а.10р СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТИТАНАТА КАЛЬЦИЯ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ФИЛЬТРАХ НИЖНИХ ЧАСТОТ
Смирнова А. А., Карасёв Н. С., Соколов Д. А., Коломин В. М., Смирнов А. В. 112

5а.11р РЕЗОНАТОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ КОЛЬЦЕВЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ
Богомолова Е. А., Коломин В. М., Карасев Н. С., Богомолов Д. В., Соколов А. Д., Смирнова А. А., Медянкова Е. В., Волкова Д. А. 115

СЕКЦИЯ 5а/2: ФЕРРИТЫ И ДИЭЛЕКТРИКИ

5а.12 РАЗРАБОТКА МИКРОПОЛОСКОВОГО РЕЗОНАТОРА АДДИТИВНЫМИ МЕТОДАМИ SLA-ПЕЧАТИ И ЭКСТРУЗИИ ПАСТ
Присекин Р. В., Доценко О. А., Ткачёв Д. А., Артищев С. А., Труфанова Н. С., Верхошанский Я. Ю., Темиргалиев А. И. ..... JJ

5а.13 ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ 3D-ПЕЧАТИ СВЧ-УСТРОЙСТВ МЕТОДОМ СЕЛЕКТИВНОГО ЛАЗЕРНОГО ПЛАВЛЕНИЯ (SLM)
Кондратьева С. Г., Шкобара И. В. 117

5а.14 ПРИМЕНЕНИЕ АДДИТИВНОЙ ТЕХНОЛОГИИ В ПРОИЗВОДСТВЕ СОГЛАСОВАННОЙ ВОЛНОВОДНОЙ НАГРУЗКИ
Бадьин А. В., Кателина Д. С., Фролова Д. А., Дорофеев И. О. 119

5а.15р О СИНТЕЗЕ И СВОЙСТВАХ НАНОКРИСТАЛЛИТОВ ГЕКСАФЕРРИТА $BaFe_{12-x}Ni_xO_{19}$ — ПЕРСПЕКТИВНОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ПЛАНАРНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ
Миронович А. Ю., Костишин В. Г., Шипко М. Н., Аль-Хафарджи Хусам Имад, Степович М. А., Савченко Е. С., Риль Али, Калманович В. В. 121

5а.16р ФЕРРИТОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ
Кафаров Р. Г., Соколов О. В., Белышев А. А., Бичурин М. И. 122

5а.17р ПОСТРОЕНИЕ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО СВЧ ГЕНЕРАТОРА НА ПЛАНАРНОМ ЭЛЕМЕНТЕ ИЗ ФЕРРИТА-ГРАНАТА С ПРИМЕНЕНИЕМ ПМСВ
Кузьмичев А. Н., Ветошко П. М., Максимов Н. С., Павлюк Е. И., Спирин А. Л., Ксендзов А. В. 124

[JJ] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 432—442.

5a.18p ЭЛАСТИЧНЫЕ КОМПОЗИТЫ ДЛЯ 3D ПЕЧАТИ НА ОСНОВЕ ТЕРМОПЛАСТИЧНОГО ПОЛИУРЕТАНА И КАРБОНИЛЬНОГО ЖЕЛЕЗА НА СВЧ
Кулешов Г. Е., Бадьин А. В., Томилов И. М., Кателина Д. С. 126

5a.19p ВЛИЯНИЕ МАТЕРИАЛА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЩЕЛЕВОГО ПЕРЕХОДА
Клюев С. Б., Татаринов Д. И. 128

5a.20p СИСТЕМА ОПТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА
Полетаев Д. А., Соколенко Б. В., Таран Е. П., Бугасов И. А. 130

5a.21p ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРЯЖЁННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ НА МЕТАПОВЕРХНОСТЯХ ДЛЯ ЗАДАЧ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
Марендич А. А., Болдырев Н. А., Петакчян М. А., Мазинов А. С. 132

5a.22p ИССЛЕДОВАНИЕ S-ПАРАМЕТРОВ И ФАЗОВОГО СДВИГА PLA-ПЛАСТИКА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 2—4 ГГц
Горанина А., Лян Д., Дарзиян Р., Фитаев И. Ш. 134

5a.23p ИЗГОТОВЛЕНИЕ ВЫСОКОПЛОТНЫХ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ W-Cu и Mo-Cu С ПРИМЕНЕНИЕМ ГОРЯЧЕГО ИЗОСТАТИЧЕСКОГО ПРЕССОВАНИЯ (ГИП)
Аржанов С. А. 136

5a.24p МИКРОПОЛОСКОВЫЕ СЕНСОРЫ НА ОСНОВЕ СВЧ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛОВ
Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Кузнецова А. Н. 138

5a.25p ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОВОГО ПЕРЕХОДА ПЕРВОГО РОДА ВОДНЫХ РАСТВОРОВ ЭЛЕКТРОЛИТОВ АКУСТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ
Шамсутдинова Е. С., Смирнов А. В., Анисимкин В. И., Колесов В. В. 140

5a.26p ВЫРАЩИВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ СЛОЕВ НА ОСНОВЕ AlGaN и InGaN
Марончук И. И., Меженный М. В., Чельный А. А., Саникович Д. Д., Рыбин П. С., Тарасов А. С., Широков И. Б. 142

5a.27p ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЛОТНОСТИ ДИСЛОКАЦИЙ В ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ НА ОСНОВЕ GaN
Марончук И. И., Меженный М. В., Чельный А. А., Саникович Д. Д., Ламбрианиди К. В., Тарасов А. С., Широков И. Б. 144

5a.28p ФЕРРИТОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ
Кафаров Р. Г., Соколов О. В., Белышев А. А., Бичурин М. И. ..... KK

СЕКЦИЯ 5b: НАНОЭЛЕКТРОНИКА И НАНОТЕХНОЛОГИИ

5b.1 КРЕМНИЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ИНТЕРПОЗЕРОВ ДЛЯ 3D ИНТЕГРАЦИИ КРИСТАЛЛОВ ИС РАЗЛИЧНОГО ФУНКЦИОНАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ
Руденко К. В., Мяконьких А. В., Кузьменко В. О. 146

5b.2 СТРУКТУРНО-ФАЗОВЫЕ ПЕРЕХОДЫ ПРИ ОТЖИГЕ ОДНОСЛОЙНЫХ ПЛЁНОК НА ОСНОВЕ ОКСИДОВ МЕТАЛЛОВ
Паращук Н. С., Курилов А. Д., Бонюшкин Ю. Е., Чаусов Д. Н. 148

5b.3 РАЗМЕРНОЕ КВАНТОВАНИЕ ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРОНОВ И ПОТЕНЦИАЛЬНЫЙ РЕЛЬЕФ
Обухов И. А., Обухов И. И. LL

[KK] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 208—222.
[LL] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 195—207.

5b.4 ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ДВУХСЛОЙНОГО ГРАФЕНА
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А. 150

5b.5 ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК GaAs HEMT НА ОСНОВЕ ДВУХКАНАЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР
Карпов С. Н. 152

5b.6 ОБЛАСТЬ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ЗАРЯДА В ВЫСОКООМНЫХ TR-HR СЛОЯХ НА НИЗКООМНЫХ ПОДЛОЖКАХ Si В high-k UTBB SOI MW IC
Попов В. П., Жилицкий В. Е., Антонов В. А., Тихоненко Ф. В., Мяконьких А. В., Руденко К. В. 154

5b.7p ПЕРКОЛЯЦИОННЫЕ ПЕРЕХОДЫ Ag В МНОГОСЛОЙНЫХ ТОНКОПЛЁНОЧНЫХ СТРУКТУРАХ НА ОСНОВЕ ОКСИДОВ МЕТАЛЛОВ
Паращук Н. С., Курилов А. Д., Стахарный С. А., Чаусов Д. Н. 156

5b.8p РАСЧЕТ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХБАРЬЕРНЫХ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ MoS_2/WSe_2 С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ТРАНСПОРТОМ
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Ермак В. О. 158

5b.9p КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРТИКАЛЬНЫХ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР, СОДЕРЖАЩИХ GaN, SiC И ГРАФЕН
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Ермак В. О. 160

5b.10p АНАЛИЗ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛЁНОЧНЫХ СТРУКТУР С КВАНТОВЫМИ ТОЧКАМИ НА ОСНОВЕ СЕЛЕНИДА СЕРЕБРА
Шевченко А. И., Полетаев Д. А., Тютюник А. С., Мазинов А. С. 162

5b.11p ФАЗОВЫЕ СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ВОЛНАМИ ПРИ ДИФРАКЦИИ НА НАНО-ПЛЁНКЕ С ПОДЛОЖКОЙ
Старостенко В. В., Кофанов А. Н., Таран Е. П., Грозовский А. Д. 163

5b.12p СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ПРИ ДИФРАКЦИИ НА НАНОПЛЁНКЕ С ПОДЛОЖКОЙ
Старостенко В. В., Кофанов А. Н., Таран Е. П., Бугасов И. А. 165

5b.13p DUAL-BAND ULTRAVIOLET AND INFRARED PHOTODETECTOR BASED ON AlGaN/GaN HETEROJUNCTION
Volcheck V. S., Stempitsky V. R. 167

5b.14p ФЕРМЕНТАТИВНЫЙ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЙ СЕНСОР ЭТИЛОВОГО СПИРТА НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК ЛЕНГМЮРА — БЛОДЖЕТТ С ИММОБИЛИЗОВАННЫМ ФЕРМЕНТОМ АЛКОГОЛЬОКСИДАЗЫ
Горбачев И. А., Кузнецова И. Е., Колесов В. В. 169

5b.15p ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ ДИСПЕРСИЙ ТРИДЕЦИЛАТА ХОЛЕСТЕРОЛА С АЗОТ-ДОПИРОВАННЫМИ УГЛЕРОДНЫМИ НАНОСТРУКТУРАМИ ДЛЯ ГИБКИХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПОКРЫТИЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ
Кучеров Р. Н., Курилов А. Д., Смирнова А. И., Столбов Д. Н., Усольцева Н. В., Чаусов Д. Н. 171

5b.16p МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОТОДЕТЕКТОРА НА ОСНОВЕ СУБМИКРОННОГО КНИ-МОП-ТРАНЗИСТОРА
Борздов А. В., Борздов В. М., Абрамов И. И. 173

5b.17p НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНОГО ДИОДА НА ОСНОВЕ НАНОПРОВОДОВ
Обухов И. А. ..... ММ

[ММ] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, №4. С. 525—540.

5b.18p ФОКУСИРОВКА АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН НУЛЕВОГО ПОРЯДКА В ПЛАСТИНЕ НИОБАТА ЛИТИЯ
Смирнов А. В., Недоспасов И. А., Кузнецова И. Е. 175

5b.19p ИССЛЕДОВАНИЕ АТМОСФЕРОСТОЙКОСТИ КОМПОЗИТОВ ЕАК/АЕР-TMPA-SiO_2 В КАЧЕСТВЕ ИНКАПСУЛЯНТОВ ДЛЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ НАНОСТРУКТУР
Кучеров Р. Н., Чекулаев И. С., Дежуров С. В., Курилов А. Д., Чаусов Д. Н. 177

5b.20p ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ МАТЕРИАЛОВ С ВЫСОКОЙ ИОННОЙ ПРОВОДИМОСТЬЮ
Юсим В. А., Саркисов С. Э., Чекулаев И. С., Курилов А. Д., Гладилин А. А., Чаусов Д. Н. 179

5b.21p ОСОБЕННОСТИ РЕОЛОГИЧЕСКИХ И АКУСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МАГНИТНОЙ ЖИДКОСТИ НА ОСНОВЕ ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАСЛА ВБЛИЗИ ТОЧКИ СТЕКЛОВАНИЯ НЕСУЩЕЙ СРЕДЫ
Зубков С. А., Губарева А. В., Чекулаев И. С., Курилов А. Д. 181

5b.22p ВЛИЯНИЕ ДОБАВКИ БЕНЗОТРИАЗОЛА В ЭЛЕКТРОДНУЮ ПАСТУ НА ОСНОВЕ PVDF/NMP НА СВОЙСТВА ЛИТИЙ-ЖЕЛЕЗО-ФОСФАТНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ
Гладилин А. А., Бозов М. Д., Цыганова О. В., Курилов А. Д. 183

5b.23p ВЛИЯНИЕ ДИПОЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА ПРОДОЛЬНО-ПОПЕРЕЧНЫЙ ТРАНСПОРТ ЭЛЕКТРОНОВ В КВАНТОВОРАЗМЕРНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ
Яфаров Р. К. 184

5b.24p ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЯЗКОСТИ ЖИДКОСТИ НА ПРЯМУЮ И ОБРАТНУЮ АКУСТИЧЕСКИЕ ВОЛНЫ В ПЛАСТИНЕ НИОБАТА ЛИТИЯ
Смирнов А. В., Дацук Е. Р. 186

СЕКЦИЯ 6: СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХБОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ И ЭФФЕКТЫ

6.1 СВЧ ИЗЛУЧЕНИЕ КОРОННОГО РАЗРЯДА
Богатов Н. А. ..... NN

6.2 APPLICATION OF SCALING ALGORITHMS IN THE DESIGN OF HIGH-POWER KLYSTRONS
Ivanov V. Ya. ..... OO

6.3 ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ, ИСПЫТАНИЙ И ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КЛИСТРОНА KL-S НА 50 МВт
Арсеньтева М. В., Барняков А. М., Иванов В. Я., Левичев А. Е., Павлов О. А., Пивоваров И. Л., Самойлов С. Л., Чекменёв Д. И. 188

6.4 ВЫСОКОМОДОВЫЙ ГИРОТРОН
Колосов С. В. 190

6.5p КАЛИБРОВКА ДЕТЕКТОРА ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ МОЩНОГО СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ
Андреев Ю. А., Смирнов С. С., Ковальчук О. Б. ..... PP

6.6p МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СИЛЬНОТОЧНОГО РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОТРОНА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Леонтьев А. Н., Розенталь Р. М. 192

[NN] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 376—397.

[OO] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 223—233.

[PP] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 615—629.

6.7р КОМПАКТНЫЙ ГИРОТРОН С ЧАСТОТОЙ 395 ГГц
Запевалов В. Е., Зуев А. С., Планкин О. П., Семенов Е. С. 194

6.8р ПРОБЛЕМЫ БОЛЬШИХ ГИРОТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ
Запевалов В. Е. 196

6.9р ПАРАМЕТРЫ ФОТОПРОВОДЯЩЕГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО КОММУТАТОРА ПРИ РАБОТЕ НА ПОНИЖЕННОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ
Бармин В. В., Романченко И. В. ..... QQ

СЕКЦИЯ 6а: ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ И РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ

6а.1 ОСОБЕННОСТИ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ GaN ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ
Амбуркин К. М., Сотсков Д. И., Усачев Н. А. 198

6а.2 ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ДИФФЕРЕНЦИАЦИИ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ЭЛЕКТРОННОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ
Шутов П. Р., Богач С. В., Каньшин И. А. 200

6а.3 МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ КМОП ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ, С ПЕРЕКРЕСТНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ
Сотсков Д. И. 202

6а.5 ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ КМОП СБИС
Котов В. Н., Сотсков Д. И., Усачев Н. А., Телец В. А. 203

6а.6р МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ГЕТЕРОБИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
Тимошкин М. К. 205

6а.7р ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ S-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ GaN HEMT
Шульгин М. А. 207

СЕКЦИЯ 7: СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ

7.1 АНАЛИЗ МЕТОДОВ БЕСКОНТАКТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ РАДИОЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ АБОНЕНТСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ 5G В ДИАПАЗОНЕ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН
Громоздин В. В., Новикова Т. В., Козуб М. С., Бартош А. Е. ..... RR

7.2 МОДЕЛЬ ДЛЯ АНАЛИЗА МЕТОДА СОКРАЩЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО РАССТОЯНИЯ ПРИ ТЕСТИРОВАНИИ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ИЗОТРОПНОЙ ИЗЛУЧАЕМОЙ МОЩНОСТИ В ДИАПАЗОНЕ FR2
Громоздин В. В., Новикова Т. В., Ерисов А. А., Бартош А. Е. ..... SS

7.3 ОСОБЕННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ КРАЙНЕ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ПО ИЗМЕРЕНИЯМ НА КОМПАКТНЫХ ПОЛИГОНАХ
Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А. ..... TT

QQ Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 821—834.
RR Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 234—252.
SS Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 281—299.
TT Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 398—417.

7.4р ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ В СИЛЬНОЗАРЖЕННОЙ АЭРОЗОЛЬНОЙ СРЕДЕ (ГРОЗОВАЯ ЯЧЕЙКА) НА РАДИО И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЕ ОБОРУДОВАНИЕ
Сысоев В. С., Орлов А. И., Наумова М. Ю., Кузнецов Ю. А., Мирошниченко В. П., Швец Н. Н., Басов Е. В., Журавлев Р. Д., Гущин М. Е., Зудин И. Ю. 208

СЕКЦИЯ 8: ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ СВЧ-ТЕХНИКИ

8.1 МИКРОВОЛНОВАЯ РАДИОМЕТРИЯ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Гудков А. Г., Сидоров И. А., Новичихин Е. П., Чижиков С. В. ..... UU

8.2 СТАЦИОНАРНЫЙ РЕЖИМ АВТОДИННОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА (АПП) СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ (СРЗА)
Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А. 210

8.3 КОРРЕКЦИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ УСТРОЙСТВАХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
Семенов Э. В., Назаров М. А. 212

8.4р ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ МИКРОВОЛНОВЫЙ ДАТЧИК НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛА DSRR ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОДЕРЖАНИЯ ЖЕЛЕЗА В СМАЗОЧНЫХ МАСЛАХ
Гафуривайган М., Бурлаков К. А., Сидибе Ф. М., Шабунин С. Н. 214

8.5р ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ТГЦ ДЕФЕКТОСКОПИЯ ОБЪЕКТОВ В АДДИТИВНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ
Кателина Д. С., Бадьин А. В., Москаленко В. Д., Бердюгин А. И. 216

8.6р ЧИСЛЕННАЯ ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ШУМА НА ПОГРЕШНОСТЬ ВЕСОВОГО УСРЕДНЕНИЯ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО ДАЛЬНОМЕРА
Езерский В. В. 218

8.7р РАДИОЧАСТОТНОЕ РЕЗОНАТОРНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЖИДКОСТИ
Совлуков А. С. 220

8.8р ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ КЛЕТОК МЕЛАНОМЫ МЕТОДАМИ АТОМНО-СИЛОВОЙ МИКРОСКОПИИ
Торхов Н. А., Ращенкова И. И., Лантушенко А. О. 222

8.9р КЛАССИФИКАЦИЯ ВЯЗКИХ ЖИДКОСТЕЙ ПРИ ПОМОЩИ АКУСТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА, РАБОТАЮЩЕГО НА ЩЕЛЕВОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ МОДЕ, С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛИНЕЙНОГО ДИСКРИМИНАНТНОГО АНАЛИЗА
Семёнов А. П., Теплых А. А., Зайцев Б. Д., Бородина И. А. 224

8.10р МНОГОКАНАЛЬНЫЙ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЙ ДАТЧИК ЖИДКОСТЕЙ
Агейкин Н. А., Смирнов А. В., Анисимкин В. И. 226

8.11р МОЩНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ РАДИОПЕРЕДАТЧИК КОГЕРЕНТНОЙ АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС
Кудинов С. И., Иванов В. Э. 228

8.12р ПАРАМЕТРЫ РЕАКЦИИ АПП НА АСИНХРОННОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ ЗАПРОСНОГО РАДИОИМПУЛЬСА СРЗА
Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А. 230

8.13р ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ АПП В РЕЖИМЕ АСИНХРОННОГО ПРИЕМА ЗАПРОСНОГО РАДИОИМПУЛЬСА СРЗА
Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А. 232

[UU] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 944—957.

8.14р ПОТЕНЦИАЛ И ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ СРЗА С АПП В РЕЖИМЕ АСИНХРОННОГО ПРИЕМА ЗАПРОСНОГО РАДИОИМПУЛЬСА
Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А. 234

8.15р ХАОТИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В СИСТЕМЕ СВЯЗАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С РАЗРУШЕНИЕМ КОГЕРЕНТНОСТИ
Новиков С. С., Костерова В. С., Морозов Е. С. 236

СЕКЦИЯ 9: РАДИОАСТРОНОМИЯ, ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

9.1 ГИПОТЕТИЧЕСКИЙ СЦЕНАРИЙ НАРУШЕНИЯ СИММЕТРИИ МЕЖДУ ЭЛЕКТРОНАМИ И ПОЗИТРОНАМИ ВО ВСЕЛЕННОЙ
Обухов И. А. VV

9.2 ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ РАДИОСВЯЗИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ СЦЕНАРИЯХ РАБОТЫ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ
Шапошникова Ж. В., Левенков Н. О., Подшивалова Г. В., Шипилова Т. И. 238

9.3р ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПРЕДИКТОРОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ТЕНДЕНЦИЙ ВАРИАЦИЙ ПЭС
Конкин Н. А., Вершинин М. В. 240

9.4р СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ВЕРОЯТНОСТНЫМ КЛАССИФИКАТОРОМ ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА
Сорокин А. К. 243

9.5р ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ПРИ СИЛЬНЫХ ВОЗМУЩЕНИЯХ ИОНОСФЕРЫ
Пашинцев В. П., Гринев Е. М., Диптан П. А., Белоконь Д. А. 245

9.6р МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ОТКЛИКОВ ОБЪЕКТОВ НА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ
Безрукова И. В., Семенов Э. В. 247

9.7р ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВОЙНЫХ СВЕРХМАССИВНЫХ ЧЕРНЫХ ДЫР ПО ДАННЫМ МНОГОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА В РАДИОДИАПАЗОНЕ
Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Орленсон В. Б., Малашевич С. В. 249

9.8р ОБНАРУЖЕНИЕ НОВЫХ ЛИНИЙ МЕТАНОЛА CH_3OH ВБЛИЗИ ЧАСТОТ 19.9 и 20.9 ГГц В НАПРАВЛЕНИИ НА МАССИВНЫЙ ИСТОЧНИК АКТИВНОГО ЗВЕЗДООБРАЗОВАНИЯ G358.931-0.030
Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Дмитроца А. И. 251

9.9р СТАТИСТИЧЕСКИЕ ПРЕДВЕСТНИКИ СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК 6 сентября 2017 г., 23 марта и 1 мая 2024 г.
Вольвач А. Е., Коган Л. П., Вольвач Л. Н., Гопасюк О. С., Якубовская И. В. 253

9.10р ДИФРАКЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА УЧАСТКЕ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ КЛИНООБРАЗНОЙ ФОРМЫ
Войтович Н. И., Васнев А. Г., Жданов Б. В., Ершов А. В. 255

СЕКЦИЯ Н: ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ (XVII Федотовские чтения)

Н.1 А. Л. МИНЦ — ЛАУРЕАТ ЗОЛОТОЙ МЕДАЛИ ИМЕНИ А. С. ПОПОВА (К 130-летию со дня рождения)
Золотинкина Л. И., Красникова Е. В. ..... WW

[VV] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 351—375.
[WW] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 1040—1050.

Н.2 КРЫМСКИЕ РАДИОЛЮБИТЕЛИ — ПУТЕШЕСТВЕННИКИ
Пузанков Л. А. ..... **XX**

Н.3р «УНИВЕРСИТЕТУ — ВИВАТ! И УРА!»
(к 60-летию соавтора гимна СевГУ А. Л. Полякова)
Афонин И. Л., Ермолов П. П., Дидус В. Т. **257**

Н.4р СПЕЦИАЛИСТ В ОБЛАСТИ ВТОРИЧНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ
ЛЕВ ЗАЛМАНОВИЧ КЛЯЧКИН (к 100-летию со дня рождения)
Ермолов П. П., Катеринчук В. И., Свиридова Е. И. **259**

Н.5р МЕТОДОЛОГИЯ «КОМПЕНДИУМ — ТАБЛИЦА — ИНФОГРАФИКА» (КТИ)
В ИСТОРИОГРАФИИ НАУКИ И ТЕХНИКИ
Ермолов П. П. ..... **YY**

Н.6р РАННИЕ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ
Пестриков В. М. **261**

ХРОНИКА

Памяти профессора Александра Александровича Кураева **265**

К 80-летию Виктора Неофидовича Кочемасова **266**

К 75-летию профессора Михаила Павловича Батуры **267**

К 70-летию члена-корреспондента РАН Владимира Федоровича Лукичева **268**

[XX] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 334—349.
[YY] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 124—151.

Авторы

Абрамов И. И. 150, 158, 160, 173
Аверина Л. И. M, N
Агейкин Н. А. 226
Алексеенков В. И. 108
Аль-Мамури А. М. Т. 56
Аль-Хафарджи Хусам Имад 121
Амбуркин К. М. 198
Андреев Ю. А. PP
Андреев Ю. В. 35
Андрейчук А. А. 29
Аникин С. Н. K
Анисимкин В. И. 140, 226
Антонов В. А. 154
Аржанов С. А. 136
Аронов А. Г. A
Аронов Г. А. A
Арсеньтева М. В. 188
Артищев С. А. CC, JJ
Афонин И. Л. 257
Бадьин А. В. 45, 119, 126, 216
Бармин В. В. QQ
Барняков А. М. 188
Бартош А. Е. RR, SS
Басов Е. В. 208
Безрукова И. В. 247
Беличенко В. П. 68
Белозёров А. Н. 21
Белоконь Д. А. 245
Белышев А. А. 122, KK
Бердюгин А. И. 45, 216
Берзин А. К. 45
Бичурин М. И. 122, KK
Бобрешов А. М. F
Богатов Н. А. NN
Богач С. В. 200
Богданов С. А. 7
Богомолов Д. В. 115
Богомолова Е. А. 11, 17, 115
Бозов М. Д. 183
Боков А. С. 31, 33
Болдырев Н. А. 132, HH
Бондарев В. Н. 39
Бонюшкин Ю. Е. 148
Борздов А. В. 173
Борздов В. М. 173
Борина А. П. 23, 25, 27
Борисов Д. В. 5
Бородина И. А. 88, 224
Бугасов И. А. 130, 165
Будник К. Н. 23, 25, 27
Бузова М. А. 65
Букин С. П. BB
Бурлаков К. А. 81, 86, 214
Бурыкин А. С. FF, GG
Быбин С. С. 23, 25, 27
Васин Е. Е. 66
Васнев А. Г. 255
Величкина А. С. F
Вертегел В. В. 29
Верхошанский Я. Ю. JJ
Вершинин М. В. 240
Ветошко П. М. 124
Ветров И. Л. 29
Войтович Н. И. 255
Волкова Д. А. 108, 115
Вольвач А. Е. 249, 251, 253, A
Вольвач Л. Н. 249, 251, 253, A
Гаджиев Э. В. T
Галдецкий А. В. 13, 15, 17
Гарбер Н. Г. 110
Гаспарян Р. Р. S
Гафуривайган М. 81, 86, 214
Гладилин А. А. 179, 183
Голованов Н. А. 11
Головин В. В. 74
Гопасюк О. С. 253
Горанина А. 134
Горбатенко Н. Н. Z
Горбачев И. А. 169
Горяйнов В. С. 108
Григорьев Е. В. 76, HH
Гринев Е. М. 245
Грозовский А. Д. 163
Громоздин В. В. D, RR, SS
Губарева А. В. 181
Губский Д. С. BB, DD
Гудков А. Г. UU
Гулько В. Л. H
Гутерман Н. Е. M
Гущин М. Е. 208
Дарзиян Р. 134
Дацук Е. Р. 186
Дежуров С. В. 177
Дидус В. Т. 257
Диптан П. А. 245
Дмитриев А. С. 35
Дмитроца А. И. 251
Дорофеев И. О. 119
Доценко О. А. JJ
Дубченко Н. И. AA
Дурнаков А. А. 33
Дымов Г. А. 68
Езерский В. В. 218
Елчанинова А. С. 51
Епишева О. К. EE
Ерисов А. А. SS
Ермак В. О. 158, 160
Ермолов П. П. 257, 259, YY
Ершов А. В. 255
Еськов А. А. G
Жданов Б. В. 255
Жидков А. Ю. U
Жилицкий В. Е. 154
Журавлев Р. Д. 208
Завгородний И. В. N
Зайцев Б. Д. 88, 224
Запасной А. С. 68
Запевалов В. Е. 194, 196
Золотинкина Л. И. WW
Зубков Н. П. 98
Зубков С. А. 181
Зудин И. Ю. 208
Зуев А. С. 194
Зюзин В. Д. O
Иванов А. Г. FF, GG
Иванов В. А. R
Иванов В. Э. 210, 228, 230, 232, 234
Иванов В. Я. 188
Иванова И. Н. II
Иванюк Т. А. 29
Йе Мин Хлаинг 92
Изотов И. Н. Q
Ильин А. Ю. 19
Ицков В. В. 35
Кайбалдиев А. И. FF, GG
Калманович В. В. 121
Калугин В. В. 92
Каньшин И. А. 200
Карасёв Н. С. 112, 115
Карпов С. Н. 152
Касьянов А. О. 43
Кателина Д. С. 119, 126, 216
Катеринчук В. И. 259
Кафаров Р. Г. 122, KK
Кирпанев А. В. TT
Кирпанев Н. А. TT
Клевцов С. И. 49
Клементьев А. Н. 90
Клещенков А. Б. EE
Клюев С. Б. 128
Княжский А. Ю. I
Ковальчук О. Б. PP
Коган Л. П. 253, A

Козловский Э. Ю. 95
Козуб М. С. [RR]
Коколов А. А. 5, 9
Колесов В. В. 140, 169
Колковский Ю. В. 102
Коломейцева Н. В. 150, 158, 160
Коломин В. М. 108, 112, 115
Колосов С. В. 190
Комиссарова Е. В. 58
Комов В. В. 70, 83
Кондратьева С. Г. 117, [T]
Конкин Н. А. 37, 51, 240
Кононов Ал. А. [L, V, W, X, Y]
Кононов Ан. А. [L]
Копытин В. Е. [V]
Корж В. Н. [DD]
Королев А. В. 72
Король В. М. [I]
Короткова Н. А. 37
Косак Р. Э. 54
Косов Д. В. [HH]
Костерова В. С. 236
Костишин В. Г. 121
Котов В. Н. 203
Кофанов А. Н. 76, 163, 165
Кравченко В. И. [II]
Кравченков Н. Д. 61
Красникова Е. В. [WW]
Красулин Д. Д. 31
Криворучко Ю. Т. [C, I]
Крутиев С. В. [BB, DD, EE]
Ксендзов А. В. 124
Кувшинов О. А. [Q]
Кудинов С. И. 210, 228, 230, 232, 234
Кузнецов В. В. 90
Кузнецов Ю. А. 208
Кузнецова А. Н. 138
Кузнецова И. Е. 169, 175
Кузьменко В. О. 146
Кузьмичев А. Н. 124
Кукушина К. Г. 106
Кулешов Г. Е. 126
Курапова А. Л. 108
Курилов А. Д. 148, 156, 171, 177, 179, 181, 183, [E]
Кутузов М. К. 108
Кучеров Р. Н. 171, 177
Лабунов В. А. 150
Лазарев В. А. 35
Ламбрианиди К. В. 144
Лантушенко А. О. 222
Ларионов М. Г. 249, 251
Левашов В. Г. [FF, GG]
Левенков Н. О. 238
Левичев А. Е. 188
Леонтьев А. Н. 192
Леонтьев А. О. 95
Лептюк А. О. 106
Лужков Л. А. [K]
Лукьянчиков А. В. [G]
Лян Д. 134
Мазинов А. С. 76, 132, 162, [HH]
Макаров А. В. 110
Макеев И. А. [K]
Максимов Н. А. 19
Максимов Н. С. 124
Малашевич С. В. 249
Малеваник С. О. 90
Малышев И. В. [AA]
Малютин Н. Д. 78
Мануилов М. Б. 70, 83
Марендич А. А. 132
Марончук И. И. 142, 144
Матыскин К. Е. 100
Медянкова Е. В. 11, 17, 115
Меженный М. В. 142, 144
Мельников Н. М. 98
Мещеряков А. А. [H]
Минин О. Н. 110
Миронович А. Ю. 121
Мирошниченко В. П. 208
Михайлюк Ю. П. [R]
Миягашев М. А. 9
Мокринский Д. В. 47
Морозов А. А. [E]
Морозов Е. С. 236
Москаленко В. Д. 216
Муратов А. Э. 29
Мяконьких А. В. 146, 154
Мясин Е. А. 19
Назаров М. А. 212
Наумова М. Ю. 208
Начаров Д. В. [R]
Недоспасов И. А. 175
Нескородова О. В. [W]
Нестеренко А. И. [G]
Нестеров В. Ю. [Z]
Нечунаев В. В. [HH]
Никитин А. О. 41
Новиков С. С. 236
Новикова Т. В. [RR, SS]
Новичихин Е. П. [UU]
Носков В. Я. 210, 230, 232, 234
Нуриев А. В. [E]
Обухов И. А. [B, LL, MM, VV]
Обухов И. И. [LL]
Овчинникова Е. В. [T, U]
Орленсон В. Б. 249
Орлов А. И. 208
Остапенко А. Э. 70, 83
Павлов О. А. 188
Павлюк Е. И. 124
Падалинский М. М. 76
Паинг С. Х. 92
Папуловская Н. В. [Q]
Паращук Н. С. 148, 156, [E]
Паршина Н. В. [AA]
Пашинцев В. П. 245
Пелёвин В. К. 58
Перевалов А. В. 45
Пестриков В. М. 261
Петакчян М. А. 132
Петров Р. В. 41
Петров Ю. В. [K]
Петрушин С. А. [P]
Пивоваров И. Л. 188
Пидотова Д. А. 45
Пильщиков А. К. 21
Планкин О. П. 194
Подколзина Л. А. 43
Подшивалова Г. В. 238
Полетаев Д. А. 130, 162
Полозов Д. Н. 108
Полубоярцев В. О. [G]
Пономарев Д. В. 138
Попов В. П. 154
Потипак М. В. 43
Присекин Р. В. [JJ]
Прохоренко В. В. 60
Проценко М. Б. [D]
Прошнов М. И. [K]
Пузанков Л. А. [XX]
Раков А. В. [J]
Ращенкова И. И. 222
Редькина Е. А. [P]
Риль Али 121
Рогожин В. А. [K]
Розенталь Р. М. 192
Романченко И. В. [QQ]
Ромашка Е. А. 21
Руденко К. В. 146, 154
Рудый Н. Ю. [CC]
Рыбин П. С. 142
Рыжов М. А. 95
Рычко А. Р. 95
Савельев О. Д. [FF, GG]
Савин А. Н. 11, 98
Савинов В. В. 29
Савочкин А. А. [S]
Савченко Е. С. 121
Самойлов С. Л. 188
Саникович Д. Д. 142, 144

Саркисов С. Э. 179
Сат Н. М. 92
Свиридова Е. И. 259
Семёнов А. П. 88, 224
Семенов Е. С. 194
Семенов Э. В. 212, 247
Семенова Л. М. 95
Сергеева А. С. 90
Серегина Е. А. [Y]
Сидельникова А. С. 63
Сидибе Ф. М. 81, 86, 214
Сидоров И. А. [UU]
Синицын Е. А. 23, 25, 27
Скрипаль А. В. 138
Следков В. А. 70, 83
Смирнов А. В. 112, 140, 175, 186, 226
Смирнов С. С. [PP]
Смирнова А. А. 112, 115
Смирнова А. И. 171
Смусева К. В. [W]
Совлуков А. С. 220
Соколенко Б. В. 130
Соколов А. Д. 115
Соколов Д. А. 112
Соколов О. В. 122, [KK]
Сорокин А. К. 243
Сотсков Д. И. 198, 202, 203
Спирин А. Л. 124
Старостенко В. В. 163, 165
Стахарный С. А. 156, [E]
Степанов М. С. 3
Степович М. А. 121
Столбов Д. Н. 171
Сухарев Е. С. 58
Сысоев В. С. 208
Сычев А. Н. [CC]
Таран Е. П. 130, 163, 165
Тарасов А. С. 142, 144
Татаринов Д. И. 128
Татаринов С. В. [FF]
Телец В. А. 203
Темиргалиев А. И. [JJ]
Теплых А. А. 88, 224
Тимошкин М. К. 205
Тихоненко Ф. В. 154
Ткачёв Д. А. [JJ]
Ткаченко М. О. 74
Томилов И. М. 126
Торхов Н. А. 102, 110, 222
Трофимов Е. А. 100
Труфанова Н. С. [CC, JJ]
Тучков А. А. [Z]
Тютюник А. С. 162
Тяжлов В. С. 3
Углов А. С. [Z]
Усачев Н. А. 198, 203
Усков Г. К. [F, L, V, W, X, Y]
Усольцева Н. В. 171
Фам Ван Винь [T]
Федорова М. А. 104
Филатова Т. Н. 104, 106
Филимонов А. Д. [T]
Фитаев И. Ш. 76, 134
Фридман Л. Б. [I]
Фролова Д. А. 119
Хаванова М. А. 41
Хорошилов Е. В. 78
Цимбал В. А. 47
Цыганова О. В. 183
Чаусов Д. Н. 148, 156, 171, 177, 179, [E]
Чекменёв Д. И. 188
Чекулаев И. С. 177, 179, 181
Чельный А. А. 142, 144
Черных О. А. 210, 230, 232, 234
Чижиков С. В. [UU]
Чиков Н. И. [Z]
Шабунин С. Н. 56, 81, 86, 214
Шамсутдинова Е. С. 140
Шапошникова Ж. В. 238
Шацкий В. Н. 1
Швец Н. Н. 208
Шевченко А. И. 162
Шипилова Т. И. 238
Шипко М. Н. 121
Широков И. Б. 142, 144, [P]
Шкобара И. В. 117
Шмачилин П. А. [T]
Шульгин М. А. 207
Шутов Д. Г. 102
Шутов П. Р. 200
Шушарина К. Е. 9
Щекатурин А. А. 66
Щербаков Б. А. 61, 63
Юсим В. А. 179
Якубовская И. В. 253
Яфаров Р. К. 184
Ячменов А. А. [II]

Ivanov V. Ya. [OO]
Li Z. 70
Stempitsky V. R. 167
Volcheck V. S. 167

[A] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 1—15.
[B] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 72—93.
[C] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 835—860.
[D] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 454—473.
[E] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 16—44.
[F] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 704—717.
[G] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 763—776.
[H] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 253—264.
[I] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 958—969.
[J] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 718—746.
[K] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 600—614.
[L] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 872—882.
[M] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 569—587.
[N] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 588—599.
[O] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 112—123.
[P] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 898—912.

Q. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 883—897.
R. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 930—943.
S. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 913—929.
T. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 630—643.
U. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 777—786.
V. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 541—554.
W. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 861—871.
X. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 687—703.
Y. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 555—568.
Z. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 418—431.
AA. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 59—71.
BB. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 787—803.
CC. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 983—994.
DD. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 970—982.
EE. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 747—762.
FF. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 995—1009.
GG. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 1010—1022.
HH. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 45—58.
II. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 804—820.
JJ. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 432—442.
KK. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 208—222.
LL. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 195—207.
MM. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 525—540.
NN. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 376—397.
OO. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 223—233.
PP. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 615—629.
QQ. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 821—834.
RR. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 234—252.
SS. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 281—299.
TT. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 398—417.
UU. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 944—957.
VV. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 351—375.
WW. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 1040—1050.
XX. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 334—349.
YY. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 124—151.

Организации

Белорусский государственный университет	Минск	Беларусь	173
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники	Минск	Беларусь	150, 158, 160, 167, 173, 190
Центр геофизического мониторинга НАН Беларуси	Минск	Беларусь	A
ГТУ им Ле Куи Дона	Ханой	Вьетнам	T
Университет Дияла	Бакуба	Ирак	56
Guangzhou Compass Technology Co. Ltd.	Guang-zhou	Китай	70, 83
Новгородский государственный ун-т им. Ярослава Мудрого	Великий Новгород	Россия	41
Планета-Аргалл, НПП, ЗАО	Великий Новгород	Россия	95
Воронежский государственный технический университет	Воронеж	Россия	L
Воронежский государственный университет	Воронеж	Россия	F, L, M, N, V, W, X, Y
Концерн «Созвездие», АО	Воронеж	Россия	238
Электроком-В, ООО	Воронеж	Россия	V, Y
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина	Екате-ринбург	Россия	Q, 31, 33, 56, 81, 86, 210, 214, 228, 230, 232, 234, 243
Ивановский государственный университет	Иваново	Россия	121, 171
Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина	Иваново	Россия	121
Поволжский государственный технологический университет	Йошкар-Ола	Россия	37, 51, 240
Калужский государственный ун-т им. К. Э. Циолковского	Калуга	Россия	121
Московский физико-технический институт (МФТИ)	Моск.обл. Долго-прудный	Россия	154, 179
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал	Моск.обл. Фрязино	Россия	UU, 19
Российский федеральный ядерный центр — Всероссийский НИИ технической физики им. акад. Е. И. Забабахина	Моск.обл. Истра	Россия	208
Филиал Военной академии РВСН им. Петра Великого	Моск.обл. Серпухов	Россия	47
Исток им. Шокина, НПП, АО	Моск.обл. Фрязино	Россия	7, 11, 13, 15, 17, 90, 98, 108, 112, 115, 128, 136, 152
Филиал РТУ МИРЭА	Моск.обл. Фрязино	Россия	90, 112, 128
Государственный университет просвещения	Москва	Россия	171, 181

Институт общей и неорганической химии им. Н. С. Курнакова РАН	**Москва**	**Россия**	**121**
Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН	**Москва**	**Россия**	**E, 148, 156, 171, 177, 179, 181, 183**
Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН	**Москва**	**Россия**	**220**
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	**Москва**	**Россия**	**35, 140, 169, 175, 186, 226**
Курчатовский институт, НИЦ	**Москва**	**Россия**	**179**
МИСиС, национальный исследовательский технологический университет	**Москва**	**Россия**	**121**
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) — МАИ	**Москва**	**Россия**	**T, U, 117**
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана	**Москва**	**Россия**	**T, U, UU, 58, 183**
Московский государственный ун-т им. М. В. Ломоносова	**Москва**	**Россия**	**171**
Московский технологический университет (МИРЭА)	**Москва**	**Россия**	**102, 112**
Московский финансово-промышленный университет «Синергия»	**Москва**	**Россия**	**E**
Московский энергетический институт «МЭИ» (национальный исследовательский университет)	**Москва**	**Россия**	**124**
Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»	**Москва**	**Россия**	**198, 202, 203, 205, 207**
НИЦ «Курчатовский Институт — Физико-технологический институт им. К. А. Валиева РАН	**Москва**	**Россия**	**146**
Оптрон, АО	**Москва**	**Россия**	**142, 144**
Пульсар, НПП, АО	**Москва**	**Россия**	**102, 110, 222**
Радиотехника, НПП	**Москва**	**Россия**	**B, LL, MM, VV**
Российский квантовый центр	**Москва**	**Россия**	**124**
СПЭЛС, ЭНПО, АО	**Москва**	**Россия**	**198, 203**
Физический институт им. П. Н. Лебедева РАН	**Москва**	**Россия**	**249, 251**
Центральный научно-исследовательский институт «ЦИКЛОН»	**Москва**	**Россия**	**E**
МИЭТ, НИУ	**Москва, Зеленоград**	**Россия**	**92**
Элма-Пасты, ООО	**Москва, Зеленоград**	**Россия**	**108**
Институт прикладной физики (ИПФ) им. А. В. Гапонова-Грехова РАН	**Нижний Новгород**	**Россия**	**NN, 192, 194, 196, 208**
Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет	**Нижний Новгород**	**Россия**	**A**

Нижегородский государственный ун-т им. Н. И. Лобачевского	Нижний Новгород	Россия	O, 192
Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого	Новгород	Россия	KK, 122
Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН	Новоси-бирск	Россия	154
Институт ядерной физики им. Г. И. Будкера СО РАН	Новоси-бирск	Россия	OO, 188
Центральное конструкторское бюро автоматики	Омск	Россия	21, 60, 104, 106, 183
Донской государственный технический университет	Ростов-на-Дону	Россия	43
РНИИРС, ФНПЦ	Ростов-на-Дону	Россия	Z, 1
Ростовский государственный университет путей сообщения	Ростов-на-Дону	Россия	II
Фаза, НПП, АО	Ростов-на-Дону	Россия	124
Южный федеральный университет	Ростов-на-Дону, Таганрог	Россия	AA, BB, DD, EE, II, 43, 49, 54, 70, 83
КОНТАКТ-1, ООО	Рязань	Россия	218
Радарсервис, НПК	Рязань	Россия	FF, GG
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики	Самара	Россия	65
Самарское инновационное предприятие радиосистем, АО	Самара	Россия	65
Алмаз, НПП, АО	Саратов	Россия	3, 138
Саратовский государственный ун-т им. Н. Г. Чернышевского	Саратов	Россия	138
Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Саратов	Россия	88, 184, 224
Севастопольский государственный университет	Севасто-поль	Россия	D, G, P, R, S, RR, SS, YY, 29, 39, 66, 74, 142, 144, 222, 257, 259
Филиал НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»)	Севасто-поль	Россия	D, RR, SS, 200
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского	Симфе-рополь	Россия	HH, 76, 124, 130, 132, 134, 162, 163, 165
Романовский колледж индустрии гостеприимства	Симфе-рополь	Россия	162
Российский телеграфный клуб	Симфе-рополь	Россия	XX
Филиал ФГБОУ ВО «МЭИ»	Смоленск	Россия	61, 63
Авиасистемы, НПЦ, ООО	СПб	Россия	23, 25, 27
Балтийский государственный технический ун-т «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова	СПб	Россия	K
Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры (ВНИИРА), АО	СПб	Россия	C, 72

Обуховский завод, АО	**СПб**	**Россия**	**C, I**
Радар ммс, НПП, АО	**СПб**	**Россия**	**TT, 23, 25, 27**
Санкт-Петербургский государств. электротехнический ун-т «ЛЭТИ»	**СПб**	**Россия**	**WW**
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения	**СПб**	**Россия**	**261**
Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации	**СПб**	**Россия**	**I**
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого	**СПб**	**Россия**	**TT**
Санкт-Петербургский университет аэрокосмического приборостроения	**СПб**	**Россия**	**I**
Северо-Кавказский федеральный университет	**Ставрополь**	**Россия**	**245**
Институт сильноточной электроники СО РАН	**Томск**	**Россия**	**PP, QQ, 212, 247**
Национальный исследовательский Томский государственный университет	**Томск**	**Россия**	**JJ, 45, 68, 100, 119, 126, 216, 236**
НИИ полупроводниковых приборов, АО	**Томск**	**Россия**	**110**
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)	**Томск**	**Россия**	**H, CC, JJ, 5, 9, 78, 212**
МК-Полимер, ООО	**Томская обл. Северск**	**Россия**	**100**
Южно-Уральский государственный университет, НИУ	**Челябинск**	**Россия**	**255**
ЧукотАВИА, АО	**Чукотский АО**	**Россия**	**J**
Крымская астрофизическая обсерватория РАН	**Ялта**	**Россия**	**A, 249, 251, 253**

A. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 1—15.
B. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 72—93.
C. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 835—860.
D. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 454—473.
E. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 16—44.
F. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 704—717.
G. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 763—776.
H. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 253—264.
I. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 958—969.
J. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 718—746.
K. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 600—614.
L. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 872—882.
M. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 569—587.
N. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 588—599.
O. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 112—123.
P. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 898—912.

Q. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 883—897.
R. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 930—943.
S. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 913—929.
T. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 630—643.
U. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 777—786.
V. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 541—554.
W. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 861—871.
X. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 687—703.
Y. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 555—568.
Z. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 418—431.
AA. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 59—71.
BB. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 787—803.
CC. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 983—994.
DD. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 970—982.
EE. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 747—762.
FF. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 995—1009.
GG. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 1010—1022.
HH. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 45—58.
II. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 804—820.
JJ. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 432—442.
KK. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 208—222.
LL. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 195—207.
MM. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 525—540.
NN. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 376—397.
OO. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 223—233.
PP. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 4. С. 615—629.
QQ. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 5. С. 821—834.
RR. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 234—252.
SS. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 281—299.
TT. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 398—417.
UU. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 944—957.
VV. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 3. С. 351—375.
WW. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 6. С. 1040—1050.
XX. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 2. С. 334—349.
YY. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 8, № 1. С. 124—151.

Конструкция устройства деления-суммирования мощности сигналов СВЧ-диапазона

Шацкий В.Н.

ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»
г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130, 344038, Российская Федерация
vitaliyfgup@mail.ru

Аннотация: *Предложено конструктивное исполнение устройства деления-суммирования (УДСМ) на основе деления входной мощности с использованием радиальной линии и последующего сложения мощности в сверхразмерном коаксиальном волноводе. Выходы радиальной линии через платы усилительных ячеек подключены к входам сверхразмерного коаксиального волновода. Данное решение обеспечивает возможность произвольного расположения плат усилительных ячеек в отсеках, что, в свою очередь, позволяет улучшить теплоотвод от усилительных ячеек. Произведено макетирование усилителя мощности с 24–канальным УДСМ.*

1. Введение

На современном этапе развития полупроводниковые микросхемы усилителей СВЧ-диапазона обеспечивают выходную мощность порядка нескольких единиц, десятков ватт [1]. Необходимость суммирования выходной мощности нескольких усилительных ячеек и поиск оптимальных способов суммирования становятся одной из важнейших задач при разработке конструкции УДСМ. Главный критерий оптимальности – снижение потерь суммирования, увеличивающихся с ростом частоты и температуры. Применение принципа суммирования сигналов отдельных микросхем в пространстве или объеме по сравнению со схемами суммирования на микрополосковых линиях передачи позволяет снизить потери суммирования, за счёт чего достигается значительно большая выходная мощность [1–3], и обеспечить необходимый температурный режим, путем улучшения условий охлаждения полупроводниковых приборов, рассредоточенных на большей поверхности. Подобная конструкция позволяет объединять большое количество активных элементов усилителя.

2. Обоснование конструкции устройства деления-суммирования мощности сигналов

В качестве устройства деления – суммирования мощности (УДСМ) предложена конструкция с делением на радиальной линии и суммированием мощности в объеме сверхразмерного коаксиального волновода. Принципиальным отличием предложенной конструкции является использование радиальной линии с входным коаксиальным трансформатором и коаксиально-волноводного перехода для согласования волнового сопротивления сверхразмерного коаксиального волновода с волновыми сопротивлениями выходов радиальной линии. Это позволяет сократить массогабаритные показатели устройства за счет уменьшенных размеров радиальной линии и оставляет возможность для произвольного расположения плат усилительных ячеек, что, в свою очередь, позволяет улучшить теплоотвод. Предложенная конструкция позволяет рассчитать усилитель с суммированием мощности в объеме для произвольного числа одиночных усилительных ячеек. Для решения различных задач их количество может меняться, что приведет к изменению массогабаритных параметров устройства.

Радиальный волновод хорошо показал себя в качестве распределительной системы фазированной антенной решетки [3]. Радиальную линию образуют двумя плоскими дисками, однако при этом волновое сопротивление её изменяется [2, с. 198-200]. В этом случае трудно добиться согласования радиальной линии в широком диапазоне частот. Если же обе или одна из поверхностей линии являются коническими (рис.1), так что высота диска изменяется пропорционально его радиусу, то волновое сопротивление такой радиальной линии не зависит от радиуса, и необходимо только согласовать её с входным и выходным устройствами [4]. На входе делителя используется трехступенчатый коаксиальный трансформатор, третья ступень которого выполнена с диэлектрическим заполнением, что повышает входную пробивную прочность устройства и снимает проблему несоосности одной части трансформатора относительно другой. В созданном макете конструкция УДСМ в Х-диапазоне выполнена на основе 24-канального УДСМ. Мощность входного сигнала делится посредством радиальной линии между 24-мя соосными волноводно-коаксиальными переходами (ВКП), сопрягающими волновое сопротивление сверхразмерного коаксиального волновода (рис. 2) с 50-омной коаксиальной линией. Условно переход можно разделить на волноводную часть, ступенчатый трансформатор волнового сопротивления, преобразователь типа волны и коаксиальную линию. Разработанный сумма-

тор мощности состоит из 24-х волноводно-коаксиальных переходов, выводящих СВЧ мощность из усилительных ячеек в пространство между внутренним и внешним проводниками сверхразмерного коаксиального волновода, в котором происходит сложение сигналов, выполненного по рекомендациям [5,6]. Таким образом, плавный коаксиальный трансформатор, следующий за ВКП, должен обеспечивать преобразование сопротивлений с коэффициентом трансформации порядка пяти в *X*-диапазоне частот. Проведено моделирование конструкции распределительной системы в сборке без активных элементов и характеристик усилителя мощности (УМ) на основе изготовленного УДСМ. Результаты моделирования приведены на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

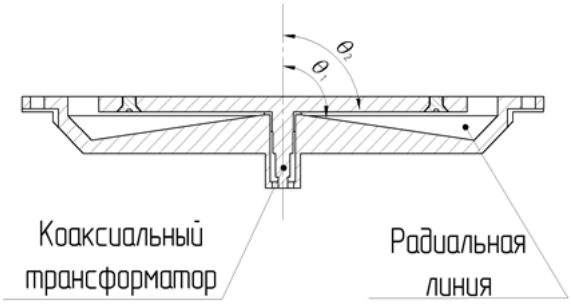


Рис. 1. Конструкция радиальной линии

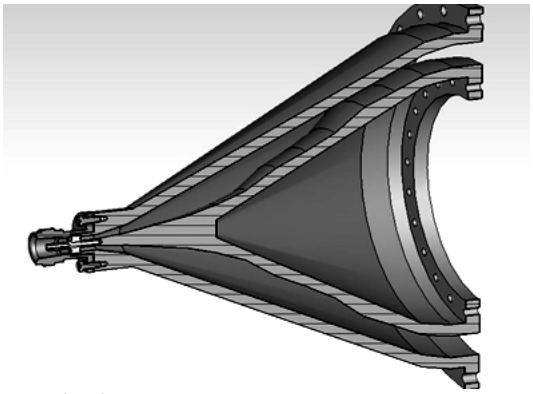


Рис. 2. Конструкция сверхразмерного коаксиального волновода

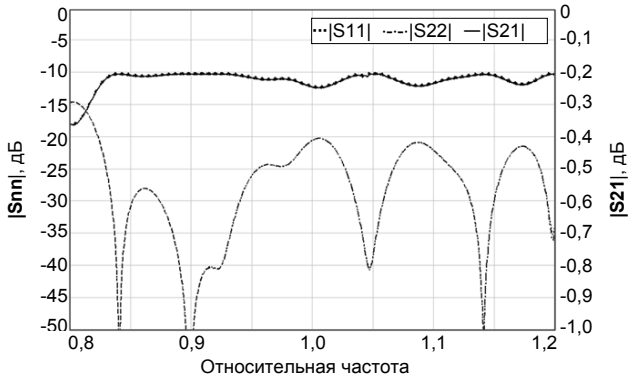


Рис. 3. Характеристики распределительной системы

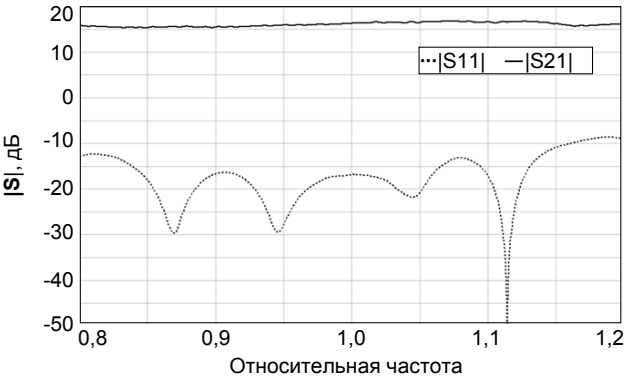


Рис. 4. Характеристики УМ на основе УДСМ

В разработанной конструкции УДСМ можно использовать в усилительных ячейках микросхемы мощностью 50 Вт с расчётной выходной мощностью всего усилителя до 1 кВт.

3. Заключение

Разработанная конструкция устройства деления-суммирования мощности на 24 канала обеспечивает в рабочей полосе частот Х-диапазона потери суммирования не более 0,7 дБ, коэффициенты отражения около минус 15 дБ. Данная схема путем изменения геометрических размеров может быть адаптирована для объединения произвольного количества каналов.

Список литературы

1. Методы суммирования мощности в твердотельных СВЧ-усилителях. // Новости СВЧ-техники. 2015. № 9. С. 3 - 35.
2. Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. // М.: Техносфера, 2015. 416 с.
3. Деркачев П.Ю., Кондрашова Н.С., Мануилов М.Б. Электродинамические характеристики фазированной антенной решетки миллиметрового диапазона с распределительной системой на радиальном волноводе. // Антенны. 2012. № 9. С. 55-61.
4. Косогор А.А., Шлаферов А.Л., Прищенко А.М., Иванов С.В., Хмара Е.В., Шацкий В.Н. Патент на полезную модель 189 022. МПК H03F 3/19. Твердотельный усилитель СВЧ с пространственным суммированием мощности. Опубл. 06.05.2019.
5. Klopfenstein, R.W. A transmission-line taper of improved design. // IRE. 1956. №44 (1). P. 31-35.
6. D. Kajfez, J.O. Prewitt Correction to a transmission-line taper of improved design. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1973. P. 364.

Импульсный СВЧ усилитель диапазона 8—10 ГГц с выходной мощностью 20 Вт

Степанов М.С., Тяжлов В.С.

АО «НПП «Алмаз» г. Саратов, ул. им. Панфилова И.В., 1, Российская Федерация
StepanovMS@almaz-rpe.ru, TiazhlovVS@almaz-rpe.ru

Аннотация: *Представлена конструкция и характеристики твердотельного импульсного СВЧ усилителя диапазона 8-10 ГГц с выходной мощностью 20 Вт на основе балансных схем с применением дискретных GaAs-транзисторов и GaN МИС.*

1. Введение

Твердотельные СВЧ усилители мощности, как класс электронных устройств, являются одной из ключевых составляющих СВЧ-систем в таких сферах применения как радары, средства радиоэлектронной борьбы, телекоммуникационное и испытательное оборудование. Неоспоримыми преимуществами твердотельных усилителей по сравнению с ЛБВ являются их низкая стоимость, меньшие габариты и масса [1]. В статье приведены результаты разработки импульсного твердотельного усилителя мощности X-диапазона.

2. Конструкция разработанного усилителя

На рисунке 1 показана структурная схема разработанного импульсного усилителя мощности [2].



Рис. 1. Структурная схема усилителя.

Усилитель состоит из:

- предварительного усилителя с выходной мощностью 1 Вт (ПУМ), состоящего из трёх последовательных балансных каскадов на GaAs транзисторах, объединённых ответвителями Уилкинсона;
- выходного балансного усилительного каскада на GaN МИС, объединённых ответвителями Уилкинсона;
- волноводного выхода 23х10 мм;
- устройства питания и управления, состоящего из преобразователей DC-DC, стабилизаторов напряжений питания, модулятора, устройства защиты.

На рисунке 2 показана фотография разработанного усилителя. Габаритные размеры усилителя составляют 200х200х40 мм.

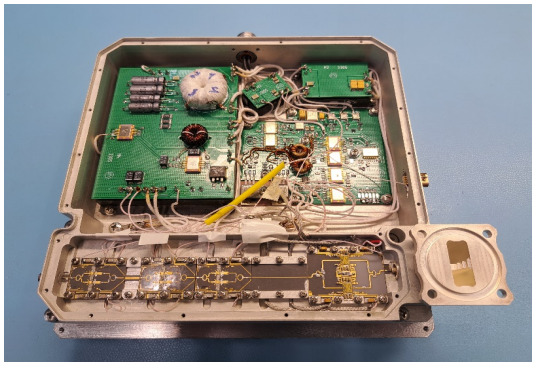
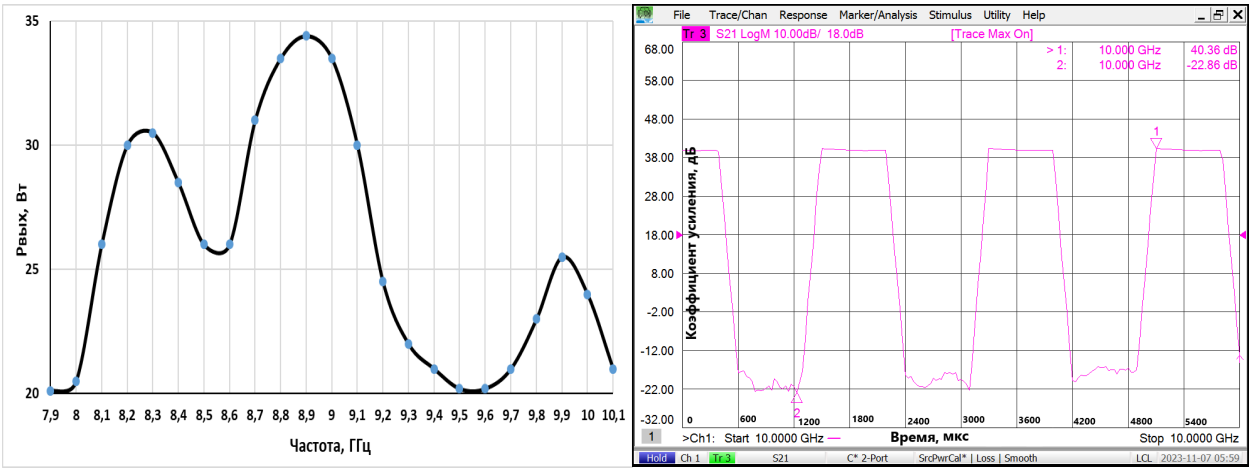


Рис. 2. Внешний вид усилителя.

Общая конструкция каскадов предварительного усилителя и выходного каскада идентичны: платы и активные элементы смонтированы на основания из медно-молибденового псевдосплава, ответвители Уилкинсона и цепи согласования транзисторов выполнены на поликоре толщиной 0,5 мм по технологии тонких плёнок. Импульсный режим работы усилителя обеспечивается модуляцией напряжения питания предварительного усилителя мощности (+9 В). На модулятор подаётся модулирующий сигнал TTL-уровня, задающий длительность и скважность выходного СВЧ сигнала. Зависимости выходной мощности усилителя от частоты и коэффициента усиления от времени в импульсном режиме работы усилителя приведены на рисунке 3.



а) б)

Рис.3. Зависимости:
а) выходной мощности от частоты (температура окружающей среды - 25 °С, входная мощность – 10 мВт);
б) коэффициента усиления от времени на частоте 10 ГГц в импульсном режиме.

Длительность фронтов импульса СВЧ сигнала составляет порядка 200 мкс, глубина запирания СВЧ сигнала в паузе не менее 56 дБ (рис.3б). КПД усилителя по добавленной мощности составляет не менее 20%. КСВН выхода усилителя - менее 2,5. Неравномерность коэффициента усиления по мощности – не более 2,4 дБ. КСВН входа усилителя составляет менее 3,5. Высокий КСВН входа вызван недостаточным согласования транзисторных каскадов в составе предварительного усилителя мощности в результате применения в их конструкции синфазных ответвителей Уилкинсона вместо квадратурных схем деления/сложения мощности.

В настоящее время на предприятии АО «НПП «Алмаз» ведётся разработка усилителя с выходной мощность 50 Вт с цифровым управлением на базе прибора, представленного в данной статье. В конструкции разрабатываемого усилителя будет реализована система компенсации температурного дрейфа коэффициента усиления, а также система измерения и вывода телеметрических данных о работе прибора. Модуляция выходного сигнала будет осуществляться с помощью СВЧ переключателей. Изготовление макета усилителя запланировано на конец 2026 года.

3. Заключение

В статье приведены результаты разработки импульсного усилителя в диапазоне 8-10 ГГц с выходной мощностью 20 Вт на основе отечественных дискретных GaAs транзисторов и GaN МИС импортного производства. Импульсный режим работы усилителя реализован путём модуляции питания предварительных транзисторных каскадов.

Список литературы

1. Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители // Перевод с англ. В.О. Султанова под ред. А.А. Борисова. М.: Техносфера, 2015. 416 с.
2. Радченко А.В., Гармаш С.В. Усилитель СВЧ мощности диапазона 1-6 ГГц с выходной мощностью 30 Вт на основе GaN транзисторных балансных схем // Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2021, т. 3. С. 15-16.

СВЧ переключатель с рабочим диапазоном DC–6 ГГц на основе КНИ технологи

Борисов Д.В., Коколов А.А.

Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
danil.v.borisov@tusur.ru

Аннотация: *В работе представлены результаты разработки СВЧ переключателя с рабочим диапазоном DC–6 ГГц на основе КНИ технологии. Разработанный SPDT переключатель обладает следующими характеристиками в полосе до 6 ГГц: коэффициент передачи в открытом состоянии не менее -1,8 дБ; изоляция между портами не менее 30 дБ. Площадь кристалла составляет 0,56 мм^2.*

1. Введение

На сегодняшний день полупроводниковые переключательные схемы находят применение в радарах, системах связи, средствах радиоэлектронной борьбы и иных устройствах для изменения пути прохождения СВЧ сигнала. Существует несколько типов переключателей, используемых в СВЧ системах: однополюсные на одно направление (SPST), однополюсные на два направления (SPDT), однополюсный на четыре направления (SP4T), двухполюсный на два направления (DPDT). Также данные устройства разделяются на две категории: отражающие, работающие по принципу отражения сигнала от неподключенного вывода, и неотражающие, заземляющие неподключенный вывод. Тип переключателя выбирается на основе требований к системе, в которой устройство будет использоваться [1].

В основном переключательные схемы разрабатываются на основе GaAs и GaN технологий, так как они обладают высокими значениями граничных частот и обеспечивают достаточный уровень мощности. Однако, в настоящее время все больше устройств производится на основе технологии кремний-на-изоляторе (КНИ), так как она позволяет разрабатывать быстродействующие устройства большой мощности благодаря сниженным паразитным емкостям и потерям в подложке [2–4].

В данной работе представлены результаты разработки и измерений SPDT переключателя на основе КНИ технологии. Разрабатываемый переключатель должен обладать следующими характеристиками: рабочая полоса частот DC–6 ГГц; коэффициент передачи в открытом состоянии не менее -2 дБ; изоляция между портами не менее 30 дБ; согласование по всем портам не менее -10 дБ; входная мощность в точке сжатия на 1 дБ не менее 25 дБм.

2. Разработка и экспериментальное исследование СВЧ переключателя

Упрощенная принципиальная схема СВЧ переключателя представлена на рис. 1. Схема состоит из двух последовательных и двух шунтирующих ветвей. Ветви состоят из девяти последовательно включенных N-канальных МОП транзисторов, что позволяет увеличить максимальную входную мощность. Шунтирующие ветви необходимы для повышения уровня изоляции между портами, при этом ширина транзисторов в последовательной ветви больше, чем в шунтирующей. Резисторы, подключенные к контактам подложки транзисторов, необходимы для снижения потерь и увеличения максимальной входной мощности. Затворные резисторы необходимы для подачи управляющих напряжений $V_{упр}$ = ±2,5 В.

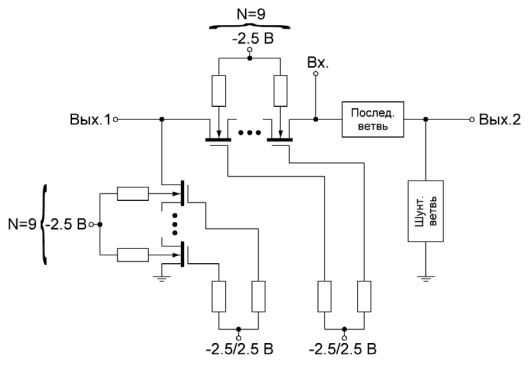
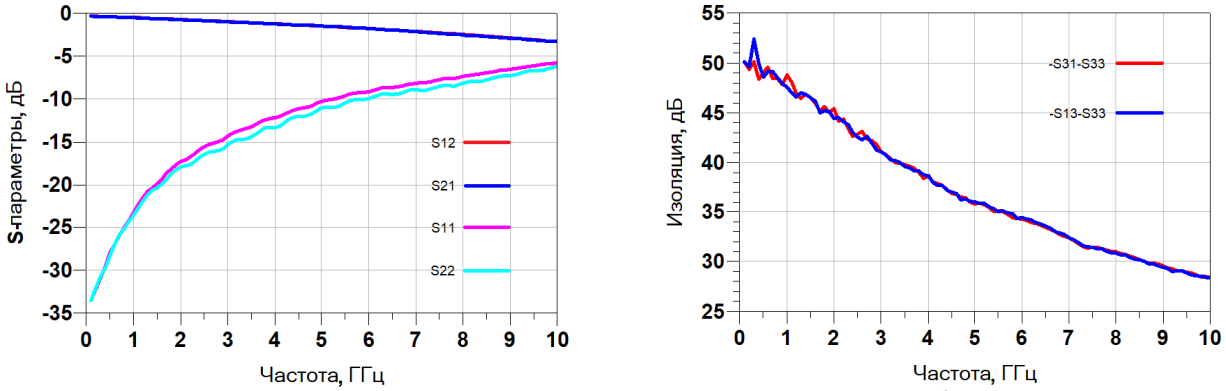


Рис. 1. Принципиальная схема СВЧ переключателя DC-6 ГГц

На основе принципиальной схемы была разработана топология СВЧ переключателя, проведен его ЭМ анализ, после чего устройство было передано для изготовления на фабрику. Исследование характеристик СВЧ переключателя проводилось при помощи зондовой станции и векторного анализатора цепей в диапазоне до 20 ГГц. На рис. 2а представлены результаты измерения коэффициента передачи в открытом состоянии и согласование по входу/выходу, а на рис. 2б – изоляция между портами. При этом на контакты подложки транзисторов подавалось напряжение -2,5 В.



а) б)

Рис. 2. Результаты измерения переключателя: а) коэффициент передачи и согласование; б) изоляция между портами

По представленным характеристикам видно, что коэффициент передачи в рабочей полосе частот не менее -1,8 дБ. Отражения от входных/выходных портов не более -9,2 дБ. Изоляция между портами не менее 34,4 дБ. Согласно результатам, полученным при ЭМ моделировании топологии, значение входной мощности в точке сжатия должно превышать 25 дБм. Однако, вследствие ограничений выходной мощности векторного анализатора цепей, измерение удалось провести лишь до 16 дБм. Для проведения экспериментального исследования входной мощности устройства планируется разработка печатной платы, монтаж кристалла в корпус и измерение характеристик с использованием внешнего усилителя мощности.

3. Заключение

В работе приведены результаты разработки и измерений SPDT переключателя с рабочим диапазоном DC–6 ГГц на основе КМОП КНИ технологии. В полосе до 6 ГГц устройство обладает следующими характеристиками: коэффициент передачи в открытом состоянии не менее -1,8 дБ; изоляция между портами не менее 30 дБ. Площадь кристалла – 0,56 мм^2. Согласно результатам моделирования, входная мощность СВЧ переключателя превышает 25 дБм. В дальнейшем планируется разработка печатной платы для кристалла и измерение характеристик устройства с использованием внешнего усилителя мощности.

Разработка ИС была выполнена при поддержке Минобрнауки России (проект молодежные лаборатории, уникальный идентификатор FEWM-2025-0004).

Список литературы

1. Bahl Inder J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. - Boston: Artech House, 2014. - 325 p.
2. B. Yu, K. Ma, F. Meng, W. Yang, K. S. Yeo, S. Zhang and R. V. Purakh, “A DC-50 GHz SPDT switch with maximum insertion loss of 1.9 dB in a commercial 0.13-µm SOI technology,” 2015 International SoC Design Conference (ISOCC).
3. F. Zhang, C. Li, C. Wang, M. Di, Z. Pan, D. Harame, and A. Wang, “A 28GHz SPDT TRx Switch with 9KV ESD Protection in 22nm SOI CMOS for 5G Mobiles,” 2019 IEEE SOI-3D-Subthreshold Microelectronics Technology Unified Conference (S3S).
4. C. Chen, X. Xu and T. Yoshimasu, “A DC-50 GHz, low insertion loss and high P1dB SPDT switch IC in 40-nm SOI CMOS,” 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC).

Влияние профилей легирования эпитаксиального слоя диода Шоттки на его параметры

С.А. Богданов

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, д. 2а, корп. 1, Российская Федерация
bogdanov_sa@mail.ru

Аннотация: *Показано, что ступенчатый профиль легирования эпитаксиального слоя диода Шоттки с толщиной переходной области у границы раздела эпитаксиальный слой – подложка порядка нескольких дебаевских длин позволяет существенно увеличить напряжение пробоя при сохранении малых значений удельной барьерной емкости диода.*

1. Введение

В СВЧ технике диоды Шоттки применяются для детектирования СВЧ сигналов, преобразования частоты в смесителях, умножения частоты, малошумящего параметрического усиления слабых сигналов, перестройки резонансной частоты колебательных систем, модуляции СВЧ сигналов, линеаризации амплитудных характеристик СВЧ усилителей мощности и др. Параметры СВЧ-устройств на их основе во многом определяются электрическими параметрами диодов [1]. Используемые в настоящее время широкие возможности различных методов эпитаксии позволяют формировать на полупроводниковых подложках тонкие эпитаксиальные слои со сложными профилями легирования, что дает возможность изготавливать на основе таких полупроводниковых структур диоды Шоттки различного функционального назначения с улучшенными значениями параметров.

2. Методика и результаты моделирования

В работе для различных профилей легирования эпитаксиального слоя полупроводниковой структуры кремниевого диода Шоттки проведено моделирование величин его удельной барьерной емкости $C_{КШ}$ и напряжения U_m, характеризующего потенциально возможный пробой структуры диода в области высоколегированной подложки, граничащей с эпитаксиальным слоем. Толщина эпитаксиального слоя принималась равной $a = 0{,}5$ мкм, а концентрация донорной примеси в подложке $N_W = 1 \cdot 10^{18}$ см$^{-3}$. Методика оценки параметров диодов Шоттки основана на численном решении уравнения Пуассона

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_S}, \qquad (1)$$

с граничными условиями $\varphi(0) = -\varphi_{BM} - E_F + U_{CM}$, $\varphi(W) = 0$, где $\varphi_{BM} = 0{,}7$ В – высота барьера Шоттки, E_F - положение уровня Ферми относительно дна зоны проводимости E_C в электрически нейтральном объеме полупроводника ($E_C = 0$), W - ширина обедненного слоя, ε_S – диэлектрическая проницаемость, $\rho(x) = q(N_d^+(x) - n(x))$, $N_d^+(x) = N_d(x)$ – концентрационный профиль полностью ионизированной мелкой донорной примеси, $n(x) = N_C\left[1 + \exp(q(\varphi(x) - E_F)/kT)\right]^{-1}$ – концентрационный профиль электронов проводимости, N_C – эффективная плотность состояний в зоне проводимости.

Рассматривались следующие профили легирования эпитаксиального слоя донорной примесью

$$N_d(x) = N_B + G \cdot x^m, \; 0 \le x \le a, \qquad (2)$$

$$N_d(x) = N_B, \text{ при } 0 \le x < a - d \cdot L_D \text{ и } N_d(x) = N_{LD}, \text{ при } a - d \cdot L_D \le x \le a, \qquad (3)$$

где N_B - концентрация примеси у поверхности эпитаксиального слоя, G, m - параметры функциональной зависимости, $d \cdot L_D$ - толщина слоя с концентрацией донорной примеси N_{LD}, $L_D = \sqrt{\dfrac{\varepsilon_S kT}{q^2 N_{LD}}}$ - дебаевская длина, d - безразмерный коэффициент.

Барьерная емкость диодов Шоттки, сформированных на основе таких полупроводниковых структур, определялась с помощью выражения [2]

$$C_{КШ} = \frac{\partial Q_{SC}}{\partial U_{CM}}, \quad (4)$$

где Q_{SC} - поверхностная плотность заряда обедненного слоя.

Напряженность электрического поля на границе раздела эпитаксиальный слой – подложка $E(a)$ использовалась для определения величины запирающего диод напряжения смещения $U_{CM} = U_m$ при котором выполняется равенство $E(a) = E_m$, где E_m - максимальное электрическое поле, которое в рассматриваемом случае составляет 120 кВ/см [2].

Результаты моделирования величин удельной емкости диода при нулевом напряжении смещения $C_{КШ}$, при напряжении «минус» 5 В $C_{КШ}(-5)$, а также напряжения U_m, для профиля легирования (2) с различными значениями m и такими G, при которых в соответствии с (2) на границе раздела эпитаксиальный слой – подложка достигается концентрация легирующей примеси $N_d(a)$ при $N_B = 5 \cdot 10^{14}$ см$^{-3}$ приведены в таблице 1. Видно, что малым значениям емкости диода соответствуют низкие пробивные напряжения U_m. Для ступенчатого профиля легирования (3) с параметрами $d \cdot L_D = 50$ нм, $N_{LD} = 0{,}1N_W$, $N_B = 5 \cdot 10^{14}$ см$^{-3}$ получены следующие результаты: $U_m = -9{,}16$ В, $C_{КШ} = 244{,}51$ пФ/мм^2, $C_{КШ}(-5) = 209{,}15$ пФ/мм^2.

Таблица 1.

Результаты моделирования $C_{КШ}$, $C_{КШ}(-5)$, U_m для профиля легирования (2)

m	$N_d(a)$, см$^{-3}$	$C_{КШ}$, пФ/мм^2	$C_{КШ}(-5)$, пФ/мм^2	U_m, В
1	$1 \cdot 10^{15}$	233,17	205,9	-5,52
	$5 \cdot 10^{15}$	263,0015	206,23	-6,04
	$1 \cdot 10^{16}$	308,1727	206,7078	-6,68
	$5 \cdot 10^{16}$	506,8407	223,3042	-11,81
	$1 \cdot 10^{17}$	631,7442	277,4554	-18,23
2	$1 \cdot 10^{15}$	232,2013	205,8908	-5,51
	$5 \cdot 10^{15}$	248,3055	206,1399	-5,89
	$1 \cdot 10^{16}$	271,7256	206,4754	-6,37
	$5 \cdot 10^{16}$	387,4639	212,6917	-10,23
	$1 \cdot 10^{17}$	456,91	241,0883	-15,05
3	$1 \cdot 10^{15}$	231,6852	205,8848	-5,50
	$5 \cdot 10^{15}$	241,9101	206,0825	-5,81
	$1 \cdot 10^{16}$	256,0575	206,3437	-6,19
	$5 \cdot 10^{16}$	333,4675	209,9024	-9,28
	$1 \cdot 10^{17}$	380,3574	224,9925	-13,14

3. Заключение

Теоретически показано, что формирование ступенчатого профиля легирования эпитаксиального слоя с толщиной переходной области у границы раздела эпитаксиальный слой – подложка порядка нескольких дебаевских длин позволяет существенно увеличить напряжение пробоя U_m при сохранении малых значений емкости $C_{КШ}$ диодов Шоттки.

Список литературы

1. Гусятинер М.С., Горбачев А.И. Полупроводниковые сверхвысокочастотные диоды. – М.: Радио и связь, 1983.
2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов // В 2-х книгах. Кн. 1. – М.: Мир, 1984.

Усилитель промежуточной частоты с цифровым управлением коэффициентом передачи на основе отечественной 180 нм КМОП технологии

Шушарина К.Е., Миягашев М.А., Коколов А.А.

Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
kristina.e.shusharina@tusur.ru

Аннотация: *В представленной работе описаны результаты разработки и моделирования усилителя промежуточной частоты с цифровым управлением коэффициентом усиления на основе отечественной 180 нм комплементарной МОП технологии. Полученный УПЧ обладает следующими характеристиками: потребляемая мощность устройства составила 61 мВт при напряжении питания 3,3 В, частотный диапазон DC – 100 МГц; диапазон коэффициента усиления 10 – 23 дБ с шагом 0,5 дБ; максимальная ошибка усиления – 0,2 дБ; размеры кристалла 1,7 мм^2.*

1. Введение

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) является важным элементом супергетеродинных радиоприемных устройств СВЧ-диапазона, обеспечивающим усиление и избирательность приемного тракта. Принцип его работы основан на усилении сигнала, преобразованного из радиочастотного диапазона в фиксированную промежуточную частоту. Особое значение в работе УПЧ имеет система регулировки усиления. Она необходима для поддержания постоянства сигнала на выходе, который обеспечивает нормальную работу приемника, в условиях непостоянного входного сигнала [1].

В данной работе представлены результаты разработки УПЧ с цифровым управлением коэффициента передачи с полосой до 100 МГц на основе 180 нм КМОП технологии (АО «Микрон»).

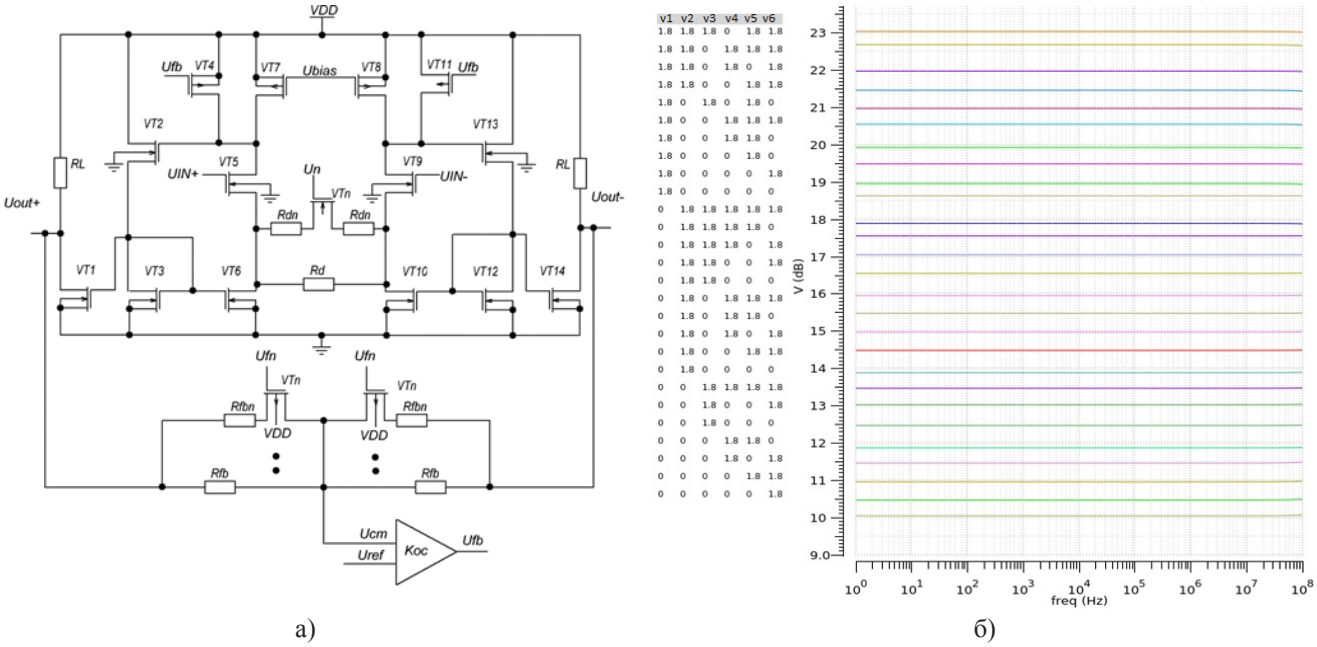
2. Проектирование УПЧ

В основе конструкции УПЧ лежит усилительный каскад, коэффициент передачи которого изменяется в зависимости от приложенного управляющего напряжения. УПЧ с регулируемым коэффициентом передачи можно разделить по методу управления на цифровые и аналоговые. Суть аналогового управления заключается в непрерывном изменении напряжения смещения. При цифровом управлении изменение усиления происходит за счет подачи напряжения на цифровые порты или регистры двоичного кода. Существуют следующие методы цифрового управления коэффициентом передачи: матрица токовых зеркал [2]; изменение нагрузочных резисторов [3]; переменная обратная связь по напряжению [4, 5], по току [5]. Учитывая достоинства и недостатки каждого метода можно сказать, что оптимальным вариантом является использование переменной связи по току и переменной связи по напряжению или их комбинации.

Принципиальная схема единичного каскада УПЧ представлена на рис. 1а. Входной каскад выполнен в виде соединения схемы дифференциального усилителя с обратной связью по току и схемы gm - бустер, используемой для минимизации зависимости общего коэффициента усиления схемы от усиления входных транзисторов [3, 4]. Для стабилизации уровня выходного напряжения заведена отрицательная обратная связь, реализованная в виде двухкаскадного операционного усилителя. Напряжение U_{cm}, приходящее с выхода УПЧ через резисторы обратной связи R_{fbn}, сравнивается с опорным напряжением U_{ref}, которое отвечает требуемому уровню выходного сигнала. Выходное напряжение обратной связи U_{fb} поступает на УПЧ [4]. В данном схемотехническом решении объединены два метода управления коэффициентом усиления: переменная обратная связь по току и напряжению. С помощью резисторов обратной связи по току R_{dn} происходит “грубая” настройка, а резисторы обратной связи по напряжению R_{fbn} позволяют добиться более точной регулировки усиления [4]. Управляющие сигналы +1,8/0 В поступают на цифровые ключи VT_n через 6-битный синхронный SPI-интерфейс, реализованный на этом же кристалле.

Разработанная схема была промоделирована в САПР и разработана ее топология. Выходная мощность в точке сжатия на 1 дБ составляет -8,765 дБм. Входная мощность при этом составляет -19,29 дБм. Максимальное смещение уровня выходного напряжения составило 2,1 мВ; точка IIP3 составила 5,4 дБм.

Также выполнено компьютерное моделирование амплитудно-частотных характеристик устройства. Исследование проводилось методом полного перебора всех возможных комбинаций управляющих сигналов. Результаты моделирования представлены на рис. 1б в виде семейства кривых, отображающих зависимость коэффициента передачи от частоты. В полосе пропускания диапазон коэффициента усиления составил 10-23 дБ с шагом 0,5 дБ, максимальная ошибка усиления – 0,2 дБ.



а) б)

Рис. 1. а) Принципиальная схема единичного каскада УПЧ;
б) Зависимости коэффициента усиления УПЧ от частоты

3. Заключение

В работе приведены результаты разработки принципиальной схемы усилителя промежуточной частоты с цифровым управлением коэффициента передачи на основе отечественной 180 нм КМОП технологии АО «Микрон». Проведен анализ схемы и получены основные характеристики УПЧ: частотный диапазон DC – 100 МГц; диапазон коэффициента усиления 10 – 23 дБ с шагом 0,5 дБ; максимальная ошибка усиления – 0,2 дБ; IIP3 – 5,4 дБм; P1dB равна -8,765 дБм.

Разработка ИС была выполнена при поддержке Минобрнауки России (FEWM-2025-0004). Производство интегральной микросхемы было выполнено за счет средств Минобрнауки России в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности» по государственному заданию на выполнение научно-исследовательской работы «Разработка методики прототипирования электронной компонентной базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW».

Список литературы

1. Устройства приема и преобразования сигналов: учебное пособие для студ. вузов / А.А. Макаренко, М.Ю. Плотников. – М.: Университет ИТМО, 2019. – 112 с.
2. Wang C.-C., Lee C.-L., Lin L.-P., Tseng Y.-L. Wideband 70 dB CMOS digital variable gain amplifier design for DVB-T receiver's AGC // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. (Kobe, 23-26 May 2005.). – 2005. – pp. 356-359.
3. Mostafa M.A.I., Embadi S.H.K., Elmala M.A.I. A 60 dB, 246MHz CMOS variable gain amplifier for subsampling GSM receivers // International Symposium on Low Power Electronics and Design. (Huntington Beach, 06-07 August 2001.). – 2002. – pp. 117-122.
4. Rahmatian B. A low-power 75 dB digitally programmable variable-gain amplifier in 0.18um CMOS / B. Rahmatian, S. Mirabbasi Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering. – 2007. – vol. 32. – pp. 181-186.
5. Delshadpour S. A 64 dB Dynamic Range Programmable Gain Amplifier for Dual Band WLAN 802.11abg IF Receiver in 0.18 µm CMOS Technology // 31st IEEE International System-on-Chip Conference. (Arlington, 04-07 September 2018.). – 2019. – pp. 29-32.

Исследование выходной системы сверхмощного клистрона с малой азимутальной неоднородностью поля в области пространства взаимодействия

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

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
e-mail: golovanov111@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты исследования электронно-волнового взаимодействия в выходной системе сверхмощного клистрона S-диапазона частот, имеющей три индуктивные щели связи и содержащей интегрированное с выходным резонатором вакуумно-плотное окно. Показано, что азимутальная неоднородность электрического поля в области пространства взаимодействия не превышает 6 %, что позволяет значительно повысить как выходную мощность, так и КПД сверхмощного клистрона.*

1. Введение

Основными применениями сверхмощных клистронов (СМК) с выходной импульсной мощностью более 20 МВт являются организация систем питания линейных ускорителей частиц и различные научные исследования [1]. Предъявляемые к СМК требования по КПД и выходной мощности требуют разработки уникальных выходных систем (ВС), образуемых выходным резонатором и системой отбора мощности от него, обеспечивающих максимально возможный отбор СВЧ энергии от сгруппированного электронного потока (ЭП) для получения высокого КПД, а также имеющих при этом достаточную электропрочность [2].

Актуальной задачей является разработка эффективных ВС СМК на основе новых конструкторских решений, позволяющих повысить как выходную мощность, так и их КПД. Работа посвящена исследованию азимутальной неоднородности электрического поля в области пространства взаимодействия с электронным потоком, а также эффективности этого взаимодействия в предложенной авторами конструкции ВС СМК S-диапазона частот, имеющей три индуктивные щели связи и содержащей интегрированное с выходным резонатором вакуумно-плотное окно [3].

2. Объект и результаты исследования

Рассматриваемая ВС СМК S-диапазона и распределения полей на рабочей частоте при подводимой мощности 40 МВт приведены на рис. 1. В ВС СВЧ энергия от сгруппированного ЭП в выходной волновод отбирается через три индуктивные щели связи, расположенные так, чтобы на выходе опоясывающего волновода осуществлялось суммирование мощности, поступающей из каждой щели, и обеспечивалась требуемая нагруженная добротность выходного резонатора [4].

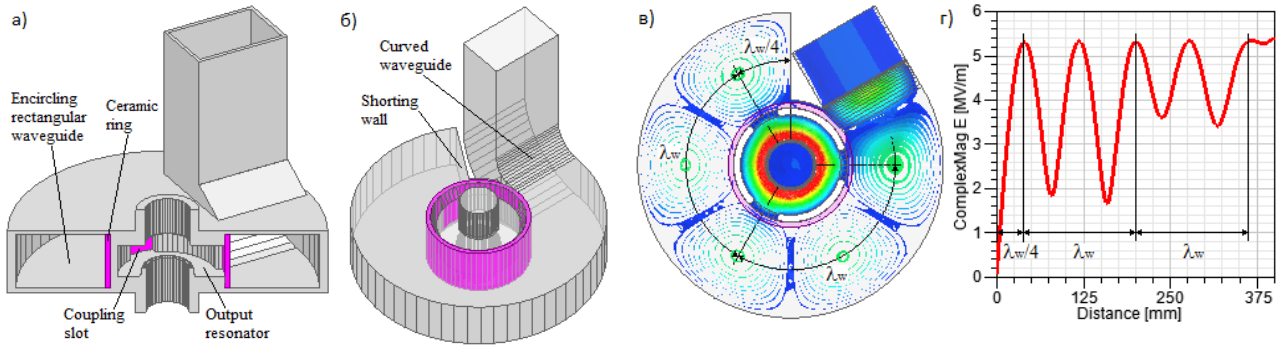


Рис. 1. Выходная система СМК с интегрированным с выходным резонатором вакуумно-плотным окном. а) внешний вид (в разрезе), б) вакуумная часть; в) электрическое поле в интегрированном окне вывода энергии СМК на рабочей частоте при Рвх=40 МВт, г) комплексная амплитуда электрического поля в центре опоясывающего прямоугольного волновода

Исследовалась ВС рассчитанная на рабочую частоту f_0=2856 МГц с нагруженной добротностью $Q_н$=28. На рис. 2 приведены рассчитанные методом конечных элементов при выходной мощности $Р_{вых}$=20 МВт и $Р_{вых}$=25.8 МВт распределения комплексных амплитуд продольной компоненты электрического поля исследуемой ВС в плоскости центра зазора на радиусе канала в зависимости от азимутального угла и вдоль диаметра резонатора проходящего через щель связи.

Как видно (рис. 2 а), азимутальная неоднородность поля по центру зазора не превышает 6 %, что в 5-7 раз ниже чем в рассмотренных ранее в [5] ВС СМК с одной ёмкостной и индуктивной щелями и у ВС с двумя индуктивными щелями связи, а критическая величина мощности на 28 % выше и

оставляет $P_{вых}$=25.8 МВт (рис 2). При этом предельная выходная мощность, ограниченная пробоем в области спая вакуумно-плотной перегородки с волноводом, составляет 75 МВт.

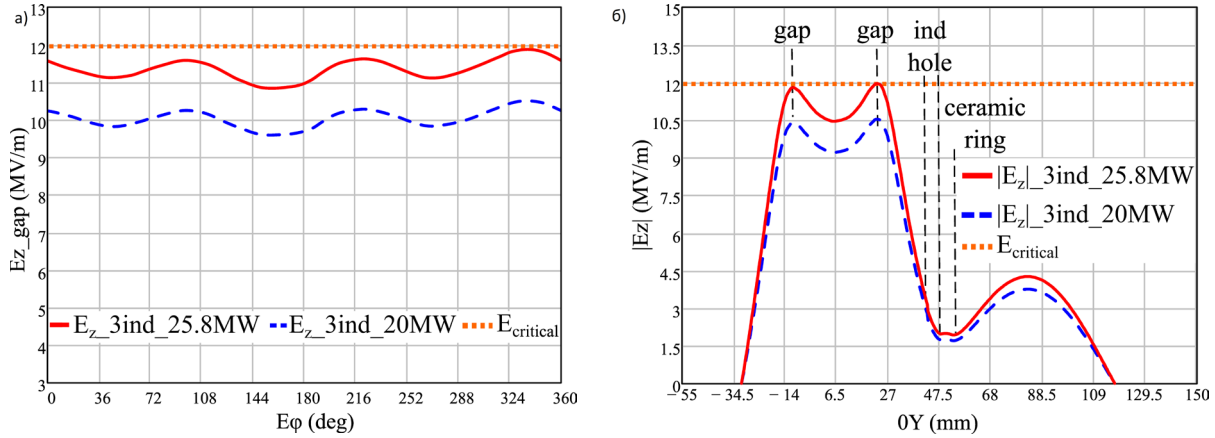


Рис. 2. Зависимости комплексных амплитуд продольной компоненты электрического поля исследуемых ВС в центре зазора: а) на радиусе канала от азимутального угла; б) по центру щели связи вдоль 0Y

Оценка эффективности электрон-волнового взаимодействия в выходном резонаторе рассматриваемой ВС с тремя индуктивными щелями связи и характеристик СМК в зависимости от параметров электронного потока осуществлялась PIC-методом при следующих параметрах: рабочая частота 2856 МГц, ускоряющее напряжение 259 кВ, постоянный ток ЭП 230 А, электронные сгустки - гауссовы, относительная величина 1-й гармоники тока пучка 1.5. Рассчитанная форма электронных сгустков в момент максимального поперечного расширения приведена на рис. 3. Полученная в результате выходная мощность составляет 25 МВт при полном кпд 41.9 %. Параметр эффективности взаимодействия ЭП с полем выходного резонатора составляет 0.614.

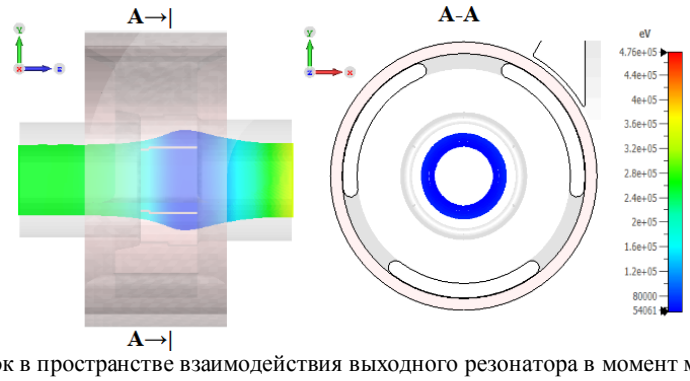


Рис. 3. Электронный сгусток в пространстве взаимодействия выходного резонатора в момент максимального поперечного расширения

3. Заключение

Проведённые исследования различных конструкций ВС СМК частот показали, что азимутальная неоднородность электрического поля в области пространства взаимодействия в ВС с тремя щелями и интегрированным вакуумно-плотным окном в 5-7 раз ниже, чем в ВС с одной ёмкостной и индуктивной щелями и у ВС с двумя индуктивными щелями при одинаковых параметрах пространства взаимодействия. За счёт этого эффекта электропрочность предложенной конструкции ВС увеличивается на 15%, что позволяет значительно повысить как выходную мощность, так и КПД СМК. Малая азимутальная неоднородность электрического поля в области пространства взаимодействия у предложенной ВС с тремя щелями и интегрированным вакуумно-плотным окном обеспечивает высокое токопрохождение в выходном резонаторе, что делает её перспективной для использования в многолучевых СМК.

Список литературы

1. CHAPTER 5. X-band RF power sources // ISG Progress Report. – April, 2000. – P. 150 – 175.
2. Faillon G.J. THOMSON high peak power klystrons / PS Klystron Modulator Technical Meeting. October 7th and 8th 1991. – Cern. – P. 239.
3. Галдецкий А.В., Савин А.Н. Пат. 2739214 (РФ). Окно вывода энергии СВЧ. Опубл. 22.12.2020 г. в Б. И. № 36.
4. Anatoly Galdetskiy, Alexander Savin. Research and optimization of a new design of output window for high power microwave tubes. ITM Web of Conferences 30, 02004 (2019). CriMiCo'2019. https://doi.org/10.1051/itmconf /20193002004.
5. Голованов Н.А., Савин А.Н., Галдецкий А.В. Исследование электронно-волнового взаимодействия в выходных системах сверхмощных клистронов S-диапазона // 34-я Международная научно-техническая конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Крымико-2024, 8-14 сентября 2024 г., Севастополь. Сборник научных трудов – 2024. - Вып. 6. – С. 8-9.

О возбуждении нагруженных резонаторов сторонними токами

Галдецкий А. В.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141196, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Рассмотрена общая теория возбуждения сторонними токами резонатора, нагруженного на волноведущий тракт. Полученные выражения правильно описывают поле в резонаторе с сильной связью с волноведущим трактом.*

1. Введение

Резонаторы широко применяются в СВЧ технике, в частности они служат ключевыми элементами клистронов, гиротронов, клистродов. Точный анализ возбуждения таких резонаторов током пучка является принципиальным. Вопрос о возбуждении резонаторов сторонними токами имеет давнюю историю, однако до сих пор до конца не решен. Разработана теория, основанная на разложении поля по собственным колебаниям ненагруженного резонатора, [1, 2], ставшая общепринятой. Делались попытки уточнения данной теории путем учета влияния проводимости стенок резонатора [3].

Однако, строго говоря, данная теория справедлива только для ненагруженных резонаторов, в которых собственные колебания образуют полную систему. В случае нагруженного резонатора, имеющего узел связи с внешним трактом, например через щель связи, поле каждого собственного колебания ненагруженного резонатора имеет нулевую тангенциальную компоненту электрического поля в области щели связи, а возбуждаемое поле отлично от нуля в этой области. Поэтому возбуждаемое поле нельзя выразить через сумму собственных мод ненагруженного резонатора. На это закрывали глаза для случаев резонаторов с высокой нагруженной добротностью Q_{load}, в которых щель связи слабо возмущает структуру поля в области пучка. Фактически этот подход справедлив в меру малости параметра $1/Q_{load}$. Однако, современные многолучевые клистроны и сверхмощные однолучевые клистроны имеют высокую проводимость пучков I/U, так что в выходных резонаторах нередко приходится реализовывать нагруженную добротность 15-30, из-за чего заметно искажается структура поля щелью связи и заметно снижается КПД. Этот, так называемый, «перекос» поля давно был замечен и предложены пути компенсации искажения структуры поля щелями связи [4-6].

Целью настоящей работы является развитие точной теории возбуждения нагруженного резонатора. Мы рассматриваем в качестве расчетной области резонатор вместе с узлом связи и частью выходного волновода (Рис. 1).

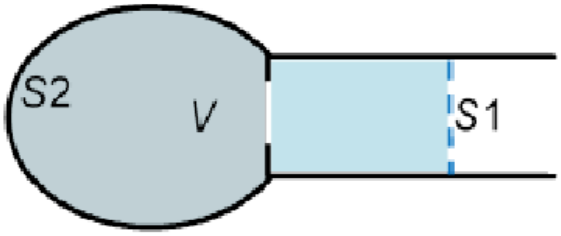


Рис. 1. Схема резонатора с узлом связи и выходным волноводом. Расчетная область закрашена.

Будем считать волновод одномодовым на рабочей частоте (что справедливо в подавляющем числе случаев). Результаты легко обобщить и на случай многомодового выходного волновода. Границей резонатора в данной области является сечение S1 волновода, в котором в возбуждаемом поле все высшие типы волн уже затухли, и осталось только поле основной моды волновода.

Современное программное обеспечение позволяет вычислять свободные (затухающие) колебания нагруженного резонатора (аналоги собственных мод ненагруженного резонатора) [7]. Вопрос о полноте системы свободных колебаний остается пока за рамками данной работы.

Поле свободного колебания с номером k имеет вид:

$$\vec{E}_k(\vec{r},t) = \exp(j\omega_k t)\vec{\tilde{E}}_k(\vec{r})$$

Свободное колебание является затухающим во времени (и нарастающим вдоль длины волновода) даже при отсутствии потерь в стенках резонатора. Его частота ω_k является комплексной и имеет положительную мнимую часть.

Поле свободного колебания с индексом k в выходном сечении S1 равно $M_k \exp(j\omega_k t)\vec{E}_w(\vec{r})$, где $\vec{E}_w(\vec{r})$ - поле основной (низшей) моды выходного волновода, а величина M_k определяется нормировкой моды с индексом k. Свободные колебания неортогональны:

$$\int_V E_k E_q^* dV = \int_V H_k H_q^* dV = N_{kq} \qquad N_{kq} = j\frac{M_k M_q^*}{\omega_k - \omega_q^*}\int_{S_2}\left[E_w^* H_w\right]dS$$

Представим возбуждаемое поле в виде ряда по свободным колебаниям:

$$E = \sum_k A_k E_k - \nabla\Phi \qquad H = \sum_k B_k H_k$$

где Ф – потенциал высокочастотного квазистатического поля, создаваемого зарядом пучка.

Исходя из соотношений

$$\left[\nabla H_k\right] = j\frac{\omega_k}{c}E_k \qquad \left[\nabla E_k\right] = -j\frac{\omega_k}{c}H_k$$

$$\left[\nabla H\right] = j\frac{\omega}{c}E + \frac{4\pi}{c}I \qquad \left[\nabla E\right] = -j\frac{\omega}{c}H$$

Получаем систему уравнений для A_k, B_k:

$$\sum_k (\omega B_k - \omega_k A_k)N_{kq} = 0$$

$$\sum_k (\omega_k B_k - \omega A_k)N_{kq} = R_q \qquad R_q = \omega\int_{S_1+S_2} E_q^*\Phi dS - 4\pi j\int_V IE_q^* dV$$

В отличие от общепринятых выражений [1, 2] здесь $N_{kq} \neq 0$ при $k \neq q$ и в правой части присутствует интеграл по поверхности резонатора, не равный нулю из-за вклада области S2 и возможной неодносвязности оболочки резонатора (вывод энергии через емкостный штырь). Система решается разложением по малому параметру $\frac{N_{kq}}{N_{kk}}$, пользуясь резонансным характером знаменателя в выражении для N_{kq}. В результате получаем выражения для амплитуд свободных колебаний, возбуждаемых сторонними токами:

$$A_q = A_q^0 + A_q^1 = \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_q^2}\left[\frac{R_q\left(\omega_q - \omega_q^*\right)}{\left|M_q\right|^2} - M_q\sum_{k\neq q}\frac{R_k\left(\omega_k - \omega_k^*\right)}{M_k^*\left(\omega_k - \omega_q^*\right)}\right]$$

$$B_q = B_q^0 + B_q^1 = \frac{\omega_q}{\omega^2 - \omega_q^2}\left[\frac{R_q\left(\omega_q - \omega_q^*\right)}{\left|M_q\right|^2} - M_q^*\sum_{k\neq q}\frac{R_k\left(\omega_k - \omega_k^*\right)}{M_k^*\left(\omega_k - \omega_q^*\right)}\right]$$

Оно отличается от классического выражения [1, 2] наличием дополнительных слагаемых с суммами, описывающих рассеяние колебаний, возбуждаемых токами на элементе связи с выходным трактом. При этом структура поля каждого из возбуждаемых колебаний демонстрирует «перекос» поля, создаваемого элементом связи.

Список литературы

1. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. «Советское радио» 1957, 381 с.
2. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. «Советское радио» 1973, 400 с.
3. Кураев А. А., Попкова Т. Л., Синицын А. К. Электродинамика и распространение радиоволн. Минск : Бестпринт, 2004. 357 с.
4. Nasr M. H., Othman M. A. K., Eshrah I. A., Abuelfadl T. M. Solution of cavity resonance and waveguide scattering problems using the eigenmode projection technique // Journal of Applied Physics. 2017. 121, 143105-1 - 143105-14.
5. Косарев Р.А., Фрейдович И.А. Программа расчета электродинамической системы клистрона с использованием эквивалентной схемы кольцевого резонатора на виде колебаний E0n0. // Ученые записки физического факультета Московского университета. 2019. №6, 1960301-1 - 1960301–10.
6. Голованов Н. А., Савин А. Н., Галдецкий А. В. Исследование электронно-волнового взаимодействия в выходных системах сверхмощных клистронов s-диапазона. В сб.: 34-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо’2024 (Севастополь, 8—14 сент. 2024 г.). 2024. С. 8—9.
7. CST Studio Suite [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite (дата обращения: 18.06.2025).

О модели деградации эмиссии в течение срока службы термокатода

Галдецкий А. В.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141196, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Рассмотрена модель деградации эмиссии импрегнированного катода из-за увеличения контрастности пятнистости катода. Показано, что при этом катод разбивается на микрообласти: без эмиссии, с ограничением эмиссии температурой и ограничением пространственным зарядом. Предложена макроскопическая модель приэмиттерной области катода.*

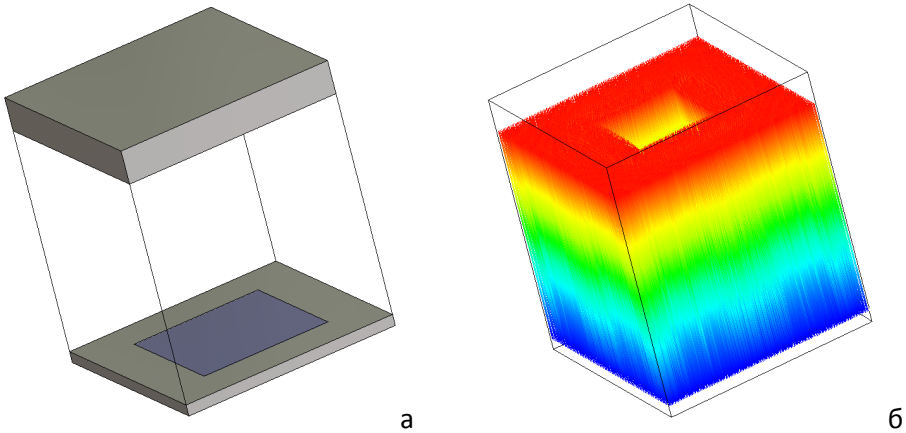
1. Введение

Термокатод нередко называют сердцем электровакуумного прибора. Как правило, импрегнированные термокатоды применяют в режиме ограничения эмиссии пространственным зарядом. В этом режиме эмиссия описывается законом Чайлда-Ленгмюра и практически не зависит от свойств катода (температуры, работы выхода). При моделировании электронно-оптических систем тонкий прикатодный слой часто описывают аналитически моделью плоского диода с малым зазором (sampling distance), чтобы обойти сингулярность в плотности пространственного заряда вблизи катода.

С истечением срока службы катода ток эмиссии постепенно падает. Нередко это соотносят с увеличением работы выхода импрегнированного катода и постепенным переходом в режим ограничения эмиссии температурой. Однако на практике это не подтверждается: ток эмиссии удается восстановить повышением напряжения катод-анод, что было бы невозможно при ограничении плотности токоотбора температурой. Отсюда напрашивается другой механизм деградации эмиссии. Слой бария на эмиссионной поверхности импрегнированного катода формируется путем транспорта бария из глубины вольфрамовой матрицы через поры. С течением времени часть пор прекращает транспорт как из-за закупоривания их интерметаллидами, так и благодаря локальному обеднению бария. Из-за этого на поверхности образуются пятна, где эмиссия подавлена. Со временем площадь и контрастность пятен нарастает, и площадь эмиссии падает. При этом не только падает ток эмиссии, но и меняется электронная оптика в пушке. Средняя напряженность поля у эмиттера уже не равна нулю. Представляет интерес оценить этот эффект количественно и построить эффективную макроскопическую модель эмиттера с учетом пятнистости для использования в электронно-оптических программах.

2. Макроскопическая модель эмиттера

Неоднородность плотности тока, обусловленная пятнистостью катода, постепенно сглаживается при удалении от катода благодаря полю пространственного заряда и поперечным скоростям. Рассмотрим диод с тонкой прикатодной областью такой толщины $\mathbf{d} = 20$ мкм, на которой неоднородность электронного тока уже сгладилась. Будем полагать, что эмиссионная поверхность представляет собой пятнистую структуру с периодом $\mathbf{p}$ (=20 мкм), сопоставимым с размерами зерен вольфрамовой матрицы (~10 мкм). Центральная часть периода размером $\mathbf{p}_1 = \boldsymbol{\alpha}\mathbf{p}$ ($\boldsymbol{\alpha} = 0.6$) не эмитирует. Благодаря периодичности структуры достаточно моделировать только один период (Рис. 1а).



а б

Рис. 1. Модель ячейки пятнистой структуры (а), траектории частиц (б)

Распределения плотности токоотбора и напряженности поля у катода (Рис. 2, 3) показывают, что вблизи границ пятна экранирующее действие поля пространственного заряда уменьшается, плотность токоотбора растет и приближается к насыщению, что частично компенсирует уменьшение тока из-за уменьшения площади эмиссии.

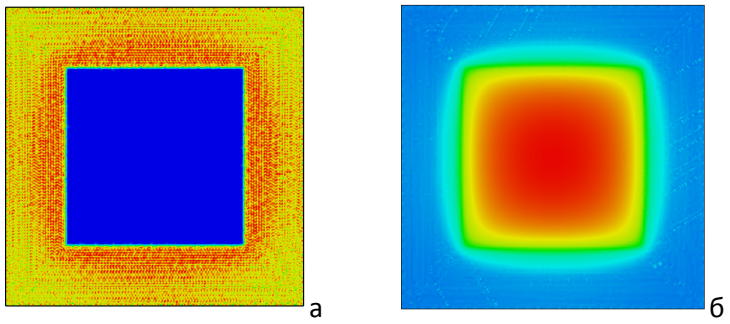


Рис. 2. Распределение плотности токоотбора (а) и напряженности поля у катода (б) при напряжении катод-анод 7 В

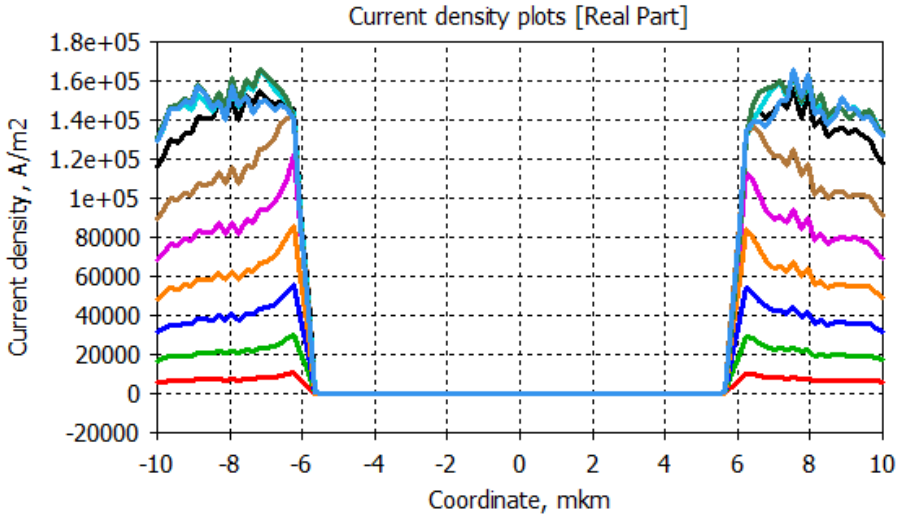


Рис. 3. Профили распределение плотности токоотбора при напряжениях анода 1-10 В

Этот вывод подтверждают и вольтамперные характеристики (Рис. 4). Ток пятнистого катода (кривая 2) превышает смасштабированный на одинаковую площадь эмиссии ток катода без пятен (кривая 3). Насыщение ВАХ пятнистого катода наступает раньше, чем у катода без пятен (кривая 1).

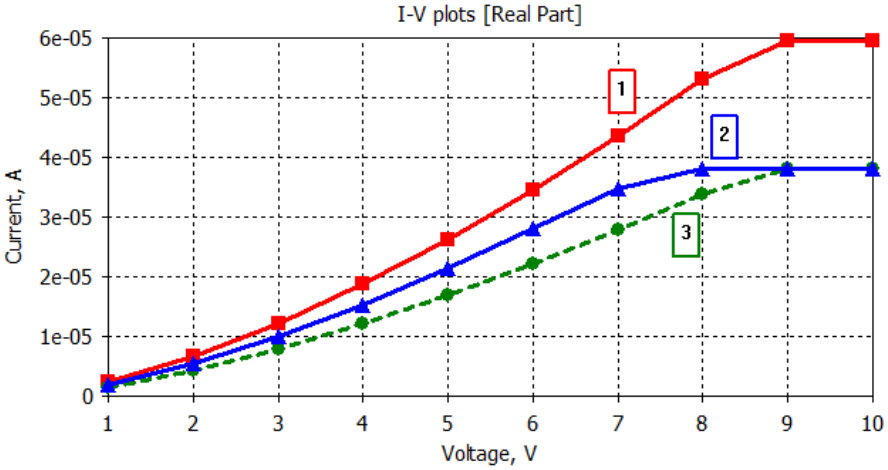


Рис. 4. Вольтамперные характеристики диодов без пятен на катоде (1), пятнистого катода (2) и катода без пятен, но с пропорционально уменьшенной площадью эмиссии (3)

3. Заключение

Анализ на основе простой модели пятнистого катода показал, что в течении срока службы импрегнированного катода меняется площадь эмиссии, распределение плотности тока и напряженности поля у катода. В этой ситуации предлагаемая модель прикатодной области лучше описывает эмиссию (Рис.4 кривая 2), чем классическая модель Ленгмюра — Фрая (рис. 4 кривая 1).

Вакуумно-плотное окно ввода и/или вывода СВЧ-энергии

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

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул Вокзальная 2 а, Российская Федерация
Medyankova111@yandex.ru

Аннотация: *Предлагается новая конструкция окна ввода/вывода СВЧ-энергии с рабочей полосой частот более 14% по уровню КСВН 1.2. Конструкция окна представляет собой отрезок прямоугольного волновода с вакуумно-плотной перегородкой из диэлектрического материала и введенных равноудаленно от нее металлических гребенок. Геометрические параметры гребенок подобраны с использованием методов электродинамического моделирования. Простота конструкции, ее электродинамические характеристики и возможность настройки под рабочий диапазон СВЧ-устройства делают ее привлекательной для использования в серийном производстве.*

1. Введение

Одним из типов выводов энергии электровакуумных приборов СВЧ являются вакуумно-плотные окна баночного типа, представляющие собой отрезок круглого волновода с поперечной диэлектрической перегородкой с соосно подсоединенными к их торцам отрезками прямоугольного волновода[1].

В традиционных конструкциях окон баночного типа для расширения полосы частот, свободной от паразитных видов колебаний, наиболее эффективным способом является уменьшение объема диэлектрической перегородки и введение индуктивных или резонансных диафрагм на стыке с прямоугольными волноводами. Благодаря этому максимальная беспаразитная полоса пропускания диафрагмированных окон может быть расширена до 3-5% по уровню КСВН ≤ 1.1, что является недостаточным для использования в широкополосных ЛБВ[2]. К тому же, для подключения баночного окна к СВЧ-тракту стандартного сечения обычно используют плавные или ступенчатые переходы.

Предлагается конструкция окна ввода/вывода СВЧ-энергии энергии с расширенной рабочей полосой частот до 14% по уровню КСВН 1.2, имеющая стандартный прямоугольный вывод энергии.

2. Теория

Предлагаемая конструкция вакуумно-плотного окна представлена на рисунке 1. В стандартом прямоугольном волноводе размещена сдвоенная металлическая гребенка, для которой основанием служит широкая стенка волновода. Металлическая гребенка сформирована пластинами, расположенными на широкой стенке волновода под углом $\alpha = 90^0 - \varphi_{БР}$, где $\varphi_{БР}$ – угол Брюстера. Данное решение позволяет компенсировать отраженную электромагнитную волну от диэлектрической пластины. Емкостной зазор между пластинами образует элемент связи, размещенный вдоль оси прямоугольного волновода, что создает дополнительную электрическую связь между смежными пластинами, и приводит к расширению полосы частот. Такой элемент связи технологичен в изготовлении.

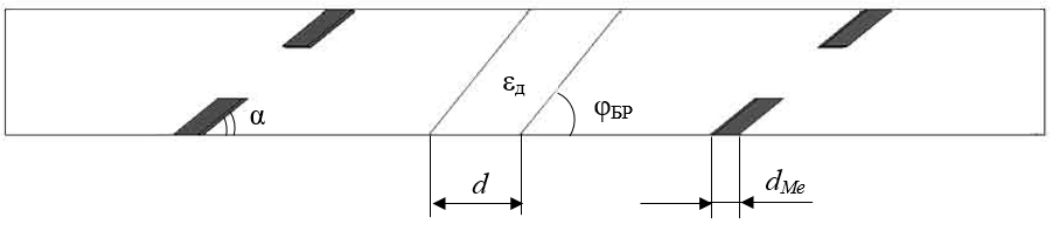


Рис. 1. Продольный разрез конструкции вакуумно-плотного окна

Для обеспечения максимального прохождения электромагнитной волны через диэлектрическую пластину ее электрическая толщина должна быть равной или кратной половине длины волны в диэлектрике. Для предотвращения появления многократных переотражений и поверхностных волн значительной интенсивности от диэлектрической пластины ее толщина d_0

[1] См., например, Сазонов В.П. Выходные устройства мощных СВЧ электровакуумных приборов // Электронная техника. – Сер.1, Электроника СВЧ. – М: Изд-во ЦНИИ "Электроника", 1967. – Вып. 11. – С. 47 – 72

[2] Буянов О.П. Экспериментальная разработка вывода энергии СВЧ прибора // Электронная техника. – Сер.1, Электроника СВЧ. – М: Изд-во ЦНИИ "Электроника", 1969. – Вып. 4 – С. 171 – 173.

рассчитывается из соотношения $d_0 \leq d \leq 1.5\, d_0$, где $d_0 = n\lambda \Big/ 2\sqrt{\varepsilon_д - \sin^2 \varphi_{БР}}$ с учетом электродинамических свойств $\varepsilon_д$ диэлектрической пластины и угла Брюстера.

Приведенное соотношение $d_0 \leq d \leq 1.5\, d_0$ является обобщением результатов оптимизации толщины большого числа вариантов вакуумно-плотных окон. Если толщина диэлектрической пластины $d \leq d_0$, то существенно усложняется изготовление устройства и снижается его надежность. Если толщина диэлектрической пластины $1.5\, d_0 \leq d$, то сокращается ширина рабочей полосы. Использование этих соотношений дает возможность получить более технологичные толщины диэлектрической пластины и расстояния до металлической гребенки, позволяющие обеспечить надежность устройства.

Толщина d_{Me} и высота h_{Me} пластин металлической гребенки рассчитываются численными методами решения задач электродинамики, поскольку служат для настройки поляризаций, соответствующих расположению входного и выходного портов прямоугольного волновода, осуществляя связь между двумя взаимно перпендикулярными поляризациями.

Использование прямоугольного волновода стандартного сечения облегчает задачу получения сильной связи с резонаторными системами прибора, а в ряде случаев – и задачу конструирования фокусирующей магнитной системы ЭВП СВЧ.

3. Заключение

Предложена конструкция вакуумно-плотного окна ввода и/или вывода СВЧ-энергии с расширенной полосой рабочих частот.

Введение в конструкцию сдвоенной металлической гребенки и выбор толщины диэлектрической пластины по предложенным соотношениям позволяет расширить рабочую полосу частот устройства до 14% по уровню КСВН≤1.1.

Техническое решение заявлено как изобретение (заявка на выдачу патента на изобретение № 2025112924, приоритет 16.05.2025).

Список литературы

1. Faillon G.J. THOMSON high peak power klystrons / PS KLYSTRON MODULATOR TECHNICAL MEETING OCTOBER 7TH AND 5TH 1991 – CERN. P. 239.
2. Сазонов В.П. Выходные устройства мощных СВЧ электровакуумных приборов // Электронная техника. – Сер.1, Электроника СВЧ. – М: Изд-во ЦНИИ “Электроника”, 1967. – Вып. 11. – С. 47 – 72
3. B.V. Prokofiev, M.A. Martynenko A Simple Pillbox-Type Mixed-Mode Window for High Power Microwave Devices // in 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), (2017). pp. 1 – 2.
4. Буянов О.П. Экспериментальная разработка вывода энергии СВЧ прибора // Электронная техника. – Сер.1, Электроника СВЧ. – М: Изд-во ЦНИИ “Электроника”, 1969. – Вып. 4 – С. 171 – 173.

Оценка необходимости уточнения результатов измерений мощности оротронов 2-мм диапазона длин волн с помощью градуированной детекторной секции, выполненной в волноводе с поперечным сечением 1,6×0,8 мм^2

Мясин Е.А., Ильин А.Ю. , Максимов Н.А.
ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН: 141190, Российская Федерация, Московская область, г. Фрязино, пл. Введенского.1

***Аннотация**. Предложен подход для уточнения результатов измерений выходной мощности оротронов **с** двухрядной периодической структурой (ДРПС), выполненных с помощью градуированной детекторной секции в волноводе с поперечным сечением 1.6x0.8 мм^2 с учётом расположения детектора в середине широкой стенки волновода. Приведены результаты уточнения измерений выходной мощности оротрона с ДРПС в диапазоне 104ГГц –127ГГц.*

1. Введение

В Приложении работы [1] была установлена определённая закономерность в соотношении между волноводной длиной волны типа H_{10} и размером широкой стенки волновода, в середине которой расположен детектор. На основе анализа этой закономерности был предложен метод учёта её влияния на результат измерения мощности генерации оротрона и уточнение этих измерений. Было показано, что такое уточнение можно осуществить путём введения **специальной функции F**, определяющей как возможное максимальное значение измеряемой величины, при совпадении её с координатой середины широкой стенки волновода, т.е. местом расположения детектора, так и при несовпадении. В последнем случае истинное значение измеряемой величины будет определяться умножением её на величину, обратную **F,** т.е. на **корректирующую функцию Ф = 1/ F** [1]..

2. Теория

Поскольку в прямоугольном волноводе с поперечным сечением **a** x **b см^2** поперечное распределение ВЧ поля соответствует половине длины волны типа H_{10} - $\lambda_в/2$, **т.е. половине синусоиды**, то положение середины широкой стенки волновода - **a**/2, где расположен детектор, соответствует величине $\lambda_в/4$. Поэтому регистрируемая мощность генерации на длине волны в свободном пространстве, будет всегда иметь максимальное значение в случае совпадения её волноводной длины волны с $\lambda_в = 2a$. Поэтому новая функция должна быть записана так: $F = \left| \sin [(\pi/a)\, \lambda_в/4] \right|$, т.е. она отражает тот факт, что **максимальное значение** этой функции, равное **1**, располагается в середине широкой стенки волновода, где расположен детектор. При $\lambda_в = 2a$, $\sin[(\pi/a)\lambda_в/4] = \sin[(\pi/a)2a/4] = 1$. В этом случае ситуация соответствует существованию **одного максимального значения** этой функции при этой волноводной длине волны типа H_{10} с максимумом в середине широкой стенки **a** волновода**.** Нетрудно определить эту волноводную длину волны $\lambda_в = 2a = 3.2$мм. Для всех длин волн, отличных от этой волноводной длины волны, результат измерения должен быть умножен на 1/ F, т.е. результат измерения необходимо увеличить в $1/\left|\sin[(\pi/a)\lambda_в/4]\right|$ раз. Теперь по известной формуле можно вычислить соответствующую длину волны λ_0 в воздухе.

$$\lambda_0 = \lambda_в/\sqrt{1+ (\lambda_в/\lambda_{кр})^2} \qquad (1)$$

Тогда для $\lambda_в$ =3.2 мм получаем значение $\lambda_0 \approx 2.262$ мм, т.е. частота f = 132.5825 ГГц, что соответствует середине 2мм диапазона длин волн. Теперь можно вычислить λ_0 как короче, так и длиннее $\lambda_0 \approx 2.262$мм, и это означает, что уточнение измерений будет происходить в 2 мм диапазоне, для работы в котором и предназначен волновод сечением 1.6 x 0.8 мм^2.

3. Эксперимент

Для примера коррекции результатов измерения мощности рассмотрим реальный процесс генерации в оротроне [2], схематическое изображение которого представлено на Рис.1.

Эксперимент проводился на стенде, содержащем высоковольтный источник питания и вакуумную камеру, в которой при непрерывной откачке обеспечивался вакуум 10^{-8}мм рт. столба. В

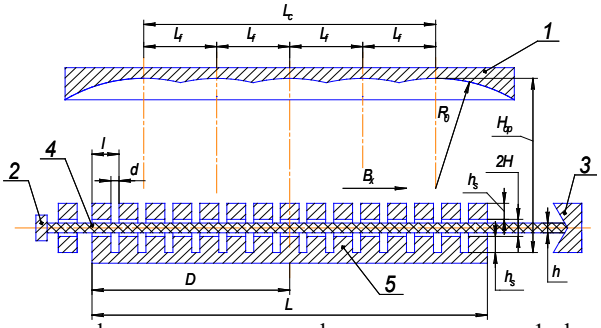


Рис. 1. Схема конструкции оротрона с фокусирующим пяти фокусным зеркалом. 1.-фокусирующее зеркало. 2 -катод. 3- коллектор.. 4 - электронный поток.5.-двухрядная периодическая структура (ДРПС) на плоском зеркале.

этой камере располагался макет оротрона, Прибор работал в импульсном режиме. Частота генерации оротрона могла перестраиваться от 104ГГц до 127ГГц за счёт изменения расстояния между зеркалами открытого резонатора с одновременным изменением напряжения в диапазоне от 9кВ до 18кВ. Регистрация генерируемой мощности излучения проводилась с помощью наблюдения амплитуды сигнала на осциллографе с выхода градуированной волноводной детекторной секции 2мм диапазона с поперечным сечением волновода 1.6 х 0.8мм^2. Результаты измерений представлены в Таблице.

f [ГГц]	$\lambda_в$ [мм]	**A [м.вольт]**	$\lambda_в=\lambda_0/\sqrt{[1-(\lambda_0/\lambda_{кр})^2]}$	F= sin[(π/a) $\lambda_в$/4]	**Ф = 1/F**	$A_{кор}$=A/F[м.вольт]
104	2,88	**15**	6,6	0,092	10,2	**153**
108,23	2,772	**150**	5,548	0,406	2,463	**369,5**
119	2,52	**300**	4,088	0,906	1,1	**330**
123,96	2,42	**330**	3,648	0,97	1,03	**340**
127,76	2,348	**620**	3,455	0,992	1,008	**620**

Как видно из Таблицы, максимальное значение специальной функции **F** ≈1 достигается при максимальной частоте генерации, волноводная длина волны которой имеет минимальное значение, близкое к $\lambda_в$= 3.2мм и которой соответствует частота **f = 132.5825 ГГц.** Видно также, что корректирующая функция **Ф = 1/ F** быстро растёт с уменьшением частоты. Поэтому необходимо проверить границу области применимости предлагаемой корректирующей функции, так как она есть **1/F = 1/sinα.** Для определения области применения этой функции нужно использовать градуировку нашей детекторной секции, выполненную А.А. Негиревым, от 102ГГц до 125ГГц (от 125ГГц до 140ГГц чувствительность ДС постоянна и равна 6.2 mkW/mV).

В соответствии с градуировкой детекторной секции разница в чувствительности детектора на частотах 127,76 ГГц и 119ГГц составляет ≈ 6.2/5.7 = 1.0877раза ≈ 1.09раза, что означает соответствующую разницу при вычислении значений мощности. При уточнении измерений мощности, проведенной с помощью предлагаемой методики, эта разница в чувствительности в соответствии с Таблицей измерений, составляет 330мВ/300мВ ≈ 1,1раза.

Теперь необходимо учесть влияние потерь в коротком волноводном тракте от выходного фланца прибора до детекторной секции для обоих случаев. Поскольку обе длины волны находятся близко друг к другу, потери в этом волноводном тракте на единицу длины можно считать одинаковыми. Следовательно, частота 119ГГц - граничная частота, до которой этой методикой можно пользоваться.

4. Заключение

Так как граница применимости предлагаемой методики ограничена частотой 119ГГц, то нет необходимости проводить уточнение этих измерений во всем низкочастотном диапазоне перестройки (от 127.76 до 104ГГц). Но на частоте 119ГГц его нужно проводить, если требуется точность измерения до 10%. Этот результат можно использовать и для уточнения измерений с помощью детекторных секций, построенных по этому принципу, в прямоугольных волноводах других диапазонов волн.

Список литературы

1. Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильи н А.Ю. Методика оценки величины генерируемой мощности оротронов с двухрядной периодической структурой в диапазоне 180 ГГц– 400 ГГц // Приборы и техника эксперимента. 2023. № 2. С. 58—63.
2. 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.

Мобильное устройство беспроводного контроля СВЧ устройств

Ромашка Е.А., Пильщиков А.К., Белозёров А.Н.
Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»
Космический проспект, д.24а, г. Омск, Россия, 644027
aockba@ckba.net

Аннотация: *Предлагается к рассмотрению мобильное устройство для проведения оперативных форм технического обслуживания, при контроле работоспособности объекта через эфир в составе изделий, размещаемых на различных типах носителей.*

1. Введение

Необходимость разработки устройства возникла с целью обеспечения проводного и беспроводного контроля объекта, размещаемого на различных типах носителей в наземных условиях.

Устройство обеспечивает мобильность контроля, используя беспроводную передачу данных по радиоканалу между устройством контроля и контролируемым объектом [3,5]. Беспроводная связь обеспечивается наличием в устройстве узлов и антенн для обеспечения обмена данными в связном диапазоне [1], а также аккумуляторной батареи, обеспечивающей автономное электропитание устройства.

Устройство изготовлено исключительно с использованием комплектующих изделий отечественной ЭКБ, разрешённой к применению при разработке (модернизации), производстве и эксплуатации аппаратуры, устройств и оборудования.

2. Теория

Устройство предназначено для контроля работоспособности через эфир объектов, размещаемых на различных типах носителей в наземных условиях.

Внешний вид устройства представлен на рис. 1.

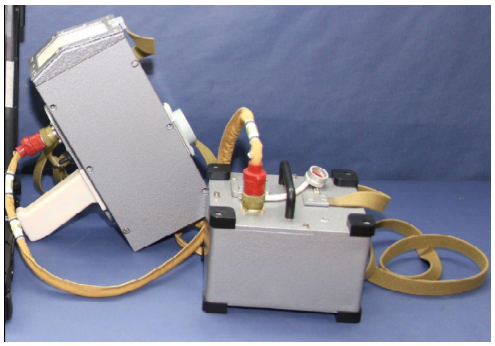


Рис. 1. Мобильное устройство беспроводного контроля

Конструкция устройства выполнена по модульному принципу и имеет следующие составные части:

а) устройство контроля (носимое мобильное устройство, проводящее облучение объекта на носителе);

б) модуль ПП6 (подключается непосредственно к объекту на носителе);

в) узел АКБ (аккумуляторная батарея);

г) комплект кабелей.

Устройство может использоваться в двух конфигурациях:

а) первая конфигурация - устройство контроля соединяется с модулем ПП6 кабелем длиной 30 м, а модуль ПП6 кабелем соединяется с объектом контроля носителя. Электропитание и обмен данными с устройством контроля осуществляется по кабелю из объекта контроля через модуль ПП6;

б) вторая конфигурация - устройство контроля подключается кабелем к узлу АКБ, модуль ПП6 подключается кабелем к объекту контроля носителя. Электропитание устройства контроля осуществляется от аккумулятора. Обмен данными между устройством контроля и модулем ПП6 осуществляется по радиоканалу [3].

Устройство выдаёт контрольные СВЧ сигналы [1,5]:

- в сантиметровом диапазоне длин волн на фиксированных частотах в режимах импульсной и непрерывной генерации;

- в миллиметровом диапазоне длин волн на фиксированной частоте в режиме непрерывной генерации.

Для беспроводного обмена данными между устройством контроля и модулем ПП6 организована связь по радиоканалу [3]с характеристиками:

- радиоприёмного тракта: диапазон рабочих частот 433,925 (+0,110-0,210) МГц, чувствительность минус 80 дБм, не менее; динамический диапазон 65 дБм, не менее;
- радиопередающего тракта: рабочая частота 433,925 (+0,110-0,210) МГц; уровень выходной мощности 20 дБм, не менее; девиация частоты 57,5 (±7,5) кГц; уровень подавления паразитных составляющих на выходе тракта 40 дБ, не менее.

Узел АКБ обеспечивает непрерывную работу устройства контроля в течение 2 часов во всех условиях эксплуатации, с ограничением по температуре от минус 40 до 50 ˚С при работе от аккумуляторной батареи.

Связь по радиоканалу между устройством контроля и модулем ПП6 [3] обеспечивается двумя узлами РК и двумя связными антеннами [1]. Расстояние работы устройства контроля по радиоканалу обмена в свободном пространстве - не менее 100 м от объекта контроля.

Узлы РК представляют собой супергетеродинные приемники, передатчики и усилители, работающие на частоте 433,925 МГц [3]. Передатчик состоит из генератора, управляемого напряжением (ГУН) на транзисторах 2Т3187А91, и синтезатора частот на микросхеме 1508АС01А5 [2,4]. Приемник состоит из супергетеродинного приемника (смесителя, гетеродина, выполненного на синтезаторе 1508АС01А5 [2,4]), частотного детектора, усилителей и компаратора.

Радиопередающий тракт узла РК работает следующим образом: с микроконтроллера МК1 или МК2 цифровой поток данных через плату приемника поступает на передающее устройство ПУ-433 (МЭУ), состоящее из ГУН, синтезатора, модулятора FSK и усилителя. Частотно-модулированный радиосигнал с ПУ-433 по коаксиальному кабелю поступает на узел усилителей УУ-433, усиливается по мощности и через коммутирующее реле поступает по коаксиальному кабелю на связную антенну.

Радиоприемный тракт узла РК работает следующим образом: принятый из эфира связной антенной радиосигнал поступает в узел усилителей УУ-433, далее через коммутирующее реле К2 попадает на высокочастотный соединитель и по коаксиальному кабелю в усилитель радиочастоты (МЭУ). С высокочастотного соединителя усилителя радиочастоты усиленный не менее чем на 15 дБ радиосигнал по коаксиальному кабелю поступает на высокочастотный соединитель платы приемника. Плата приемника - супергетеродинный частотно-модулирующий приемник с чувствительностью не менее минус 65 дБм. На выходе приёмника формируется цифровой поток данных для дальнейшей обработки микроконтроллером МК1 или МК2.

3. Заключение

Главным преимуществом разработанного устройства является организация беспроводного обмена данными с объектом контроля через эфир радиоканала на частоте 433,925 МГц.

Устройству проведены испытания в соответствии с требованиями ГОСТ РВ 15.307-2002.

Устройство успешно эксплуатируется в диапазоне температур среды от минус 40 до 50 ˚С при работе по радиоканалу и в диапазоне температур среды от минус 50 ˚С до 55˚С при работе по кабелю,100 % влажности при температуре 35 ˚С, давлении от 99 мм. рт. ст. до 450 мм. рт. ст., условиях дождя, инея, росы и соляного тумана.

Назначенный ресурс устройства за 20 лет эксплуатации - 5000 ч, не менее.

Список литературы

1. Antenna Measurement Theory. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http//www.orbitfr.com (дата обращения 15.02.2015).
2. Макаренко В. Моделирование синтезаторов с ИМС ФАПЧ компании ANALOG DEVICES с помощью программы ADIsimPLL. Телекоммуникации и связь. 04.04.2010 г. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http// www.ekis.kiev.uk (дата обращения: 24.02.2015).
3. Пушкарев О. Беспроводная передача данных в безлицензионных диапазонах 433, 868 и 2400 МГц. Компэл. Новосибирск. 29 ноября 2011г.[Электронный ресурс]. Режим доступа: o.pushkarev@compel.ru(дата обращения: 08.03.2015).
4. Спецификация. Микросхема синтезатора частот с дробным коэффициентом деления 1508АС015, К1508АС015, К1508АС015К, 1508АС01А5, К1508АС01А5, К1508АС01А5К, 1508АС01Н4, К1508АС01Н4 ТСКЯ.431239.003СП//АО «ПКК Миландр». Версия 2.5.0 от 25.09.2019 г., С. 1-35.
5. Максимальная дальность радиосвязи и радиолокации. 17.07.2000 г. СВЧ Проектирование. [Электронный ресурс]. Режим доступа: kurushin@mai.ru. (дата обращения27.03.2015).

Оценка характеристик антенн радиомаяков углового наведения системы микроволновой посадки

[1]Синицын Е.А., [1]Быбин С.С., [1]Борина А.П., [3]Будник К.Н.

[1]ООО «НПЦ «Авиасистемы»,
г. Санкт-Петербург, 199106, Российская Федерация, пр. Средний В. О., д. 86
apborina@gmail.com
[3]АО «НПП «Радар ммс»,
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация, ул. Новосельковская, д. 37

Аннотация: *Представлены результаты анализа нормативных технических требований и оценки основных характеристик антенн наземных радиомаяков углового наведения воздушных судов в азимутальной и угломестной плоскостях системы микроволновой посадки*

1. Введение

Система микроволновой посадки, англ. Microwave Landing System (MLS) является одним из наиболее перспективных радиоэлектронных средств обеспечения точной посадки воздушных судов (ВС) на взлетно-посадочные полосы (ВПП) аэродромов или посадочные площадки авианесущих кораблей.

MLS посредством быстрого последовательного излучения навигационных радиосигналов углового наведения в заданном наборе смежных пространственных направлений позволяет бортовой аппаратуре ВС точно оценивать направление движения на ВПП, а также текущие угловые и линейные отклонения своего положения относительно плановой линии глиссады снижения для безопасной категорированной посадки ВС с минимальными временными и энергетическими затратами.

Угловое наведение ВС обеспечивается наземными азимутальным и угломестным радиомаяками (АРМ и УРМ), излучающими при помощи сканирующих лучей передающих диаграмм направленности фазированных антенных решеток (ФАР) навигационные радиосигналы в азимутальной и угломестной плоскостях в пределах заданной пространственной зоны действия MLS.

Цель статьи – оценка основных характеристик антенн АРМ и УРМ с учетом технических требований нормативных документов РФ [1] и ICAO [2].

2. Основные технические требования к АРМ и УРМ

Согласно [1, 2] АРМ и УРМ MLS должны соответствовать следующим основным техническим требованиям:

1) Зона действия: по дальности не менее R=31 км, по азимуту $\alpha_{ЗД}=\pm 40^0$, по углу места $\beta_{ЗД}=0{,}9\div 15^0$.

2) Погрешность наведения ВС по азимуту:
   - ошибка следования по траектории, англ. Path Following Error (PFE)=8,2 м;
   - шум следовании по траектории, англ. Path Following Noise (PFN)=3,1 м;
   - шум системы управлении, англ. Control Motion Noise (CMN)=3,1 м;
   - средняя ошибка курса, англ. Mean Course Error (MCE)=5,1 м.

3) Погрешность наведения ВС по углу места: PFE=±0,1730, PFN=±0,0530, CMN=±0,060, MGE=±0,120.

4) Антенна АРМ должна формировать в пространстве луч диаграммы направленности (ДН), узкий, шириной не более 40^0, в горизонтальной плоскости и широкий в вертикальной плоскости, соответствующий зоне действия по углу места, который сканирует в горизонтальной плоскости в пределах сектора $\alpha_{ЗД}=\pm 40^0$.

5) Антенна УРМ должна формировать в пространстве луч ДН, узкий, шириной не более 30^0, в вертикальной плоскости и широкий в горизонтальной плоскости, соответствующий зоне действия по азимуту, который сканирует в вертикальной плоскости в пределах сектора $\beta_{ЗД}=0{,}9\div 15^0$.

3. Оценка характеристик антенн каналов углового наведения

К основным характеристикам антенн АРМ и УРМ, передающим сигналы углового наведения, относятся:

1) Форма и ширина луча диаграммы направленности антенны: а) АРМ $\Delta\alpha_{АЗ}=4^0$ по азимуту, $\Delta\beta_{АЗ}=\alpha_{ЗД}=14{,}1^0$ по углу места, б) УРМ $\Delta\alpha_{УМ}=2{,}5^0$ по углу места, $\Delta\beta_{УМ}=\alpha_{ЗД}=80^0$ по азимуту.

2) Коэффициент усиления (при коэффициенте потерь γ=0,8) антенны на передачу:
   – АРМ $Ку_{АМ}=4\pi\times\gamma/(\Delta\alpha_{АЗ}\times\Delta\beta_{АЗ})=4\pi\times0,8/(4/57,3\times14,1/57,3)=\sim589$ или ~27 дБ,
   – УРМ $Ку_{УМ}=4\pi\times\gamma/(\Delta\alpha_{УЗ}\times\Delta\beta_{УМ})=4\pi\times0,8/(2,5/57,3\times80/57,3)=\sim165$ или ~22 дБ.
3) Габаритные размеры антенны при типовой длине волны λ=0,06 м:
   – АРМ: ширина $L_{Аз}=\lambda/\Delta\alpha_{АЗ}=0,06/(4/57,3)=0,86$ м, высота $H_{АЗ}=\lambda/\Delta\beta_{АЗ}=0,06/(14,1/57,3)=0,25$ м,
   – УРМ: ширина $L_{Ум}=\lambda/\Delta\alpha_{УМ}=0,06/(80/57,3)=\sim0,05$ м, высота $H_{УМ}=\lambda/\Delta\beta_{УМ}=0,06/(2,5/57,3)=1,4$ м.
4) Погрешность углового наведения при типовом отношении сигнал/шум q=25 дБ:
   – по азимуту АРМ $\delta\alpha=\sim\Delta\alpha/\sqrt{q}=4/17,7=0,230^0$;
   – по углу места УРМ $\delta\beta=\sim\Delta\beta/\sqrt{q}=2,5/17,7=0,14^0$.
5) Требуемая мощность навигационных радиосигналов, формируемых передающим каналом АРМ и УРМ, при типовых величинах коэффициента усиления приемной антенны бортовой аппаратуры MLS $Ку_{Прм}$=0 дБ, длины волны λ=0,06 м, ширины полосы частот пропускания $\Delta f_{Прм}$=0,05 МГц, коэффициента шума $К_ш$=4 дБ, потерях ВЧ приемного тракта $П_{Прм}$=5 дБ, предельной чувствительности $Р_{пред}=-144+К_ш+10\lg(\Delta f_{Прм})+П_{Прм}=-148$ дБВт, пороговой чувствительности приемника $Р_{пор}=Р_{пред}+К_р=-123$ дБВт и коэффициенте различимости $К_р$=25 дБ определяется согласно основному уравнению вторичной радиолокации с учетом общих типовых потерь в канале передачи $П_{Прд}$=10 дБ и требуемой максимальной дальности R_{max}=45 дБм по методу Блейка

$$2R_{max}=(Ри+Ку_{Прд}+Ку_{Прм}+2\lambda-П_{Прд})-(2\times10\lg4\pi+Р_{пор}). \quad (1)$$

Из выражения (1) для АРМ при $Ку_{Прд}=Ку_{АЗ}$=27 дБ и УРМ при $Ку_{Прд}=Ку_{УМ}$=22 дБ получим

$$Ри_{АЗ}=(2R_{max}+2\times10\lg4\pi+Р_{пор})-(Ку_{АЗ}+Ку_{Прм}+2\lambda+П_{Прд})=-4 \text{ дБВт или } 0,4 \text{ Вт},$$

$$Ри_{УМ}=(2R_{max}+2\times10\lg4\pi+Р_{пор})-(Ку_{УМ}+Ку_{Прм}+2\lambda+П_{Прд})=1 \text{ дБВт или } 1,3 \text{ Вт}.$$

6) Параметры излучателей АРМ и УРМ:
   – расстояние d между излучателями ФАР во избежание появления дифракционных боковых лепестков диаграммы направленности определяется из условий

$$\Delta\varphi=2\pi\times(d/\lambda)\sin\alpha_{max}\le\pi \text{ при } \alpha_{max}=40^0 \text{ для ФАР АРМ}, \quad (2)$$

$$\Delta\varphi=2\pi\times(d/\lambda)\sin\beta_{max}\le\pi \text{ при } \beta_{max}=15^0 \text{ для ФАР УРМ}. \quad (3)$$

Согласно выражениям (2) и (3) получим
   – в сканирующих плоскостях $d_{АЗ}=0,7\lambda=0,042$ м для АРМ и $d_{УМ}=0,8\lambda=0,48$ м для УМР.
   – в несканирующих плоскостях $d=\lambda=0,06$ м для АРМ и УРМ.
7) Количество излучателей антенны определяется габаритами и расстояниями d, $d_{АЗ}$, $d_{УМ}$:
   – АРМ $Nш_{АЗ}=L_{АЗ}/d_{АЗ}=22$, $Nв_{АЗ}=H_{АЗ}/d=4$, всего $N_{АЗ}=Nш_{АЗ}\times Nв_{АЗ}=88$.
   – УРМ $Nш_{УМ}=L_{УМ}/d=1$, $Nв_{УМ}=H_{УМ}/d_{УМ}=35$, всего $N_{УМ}=Nш_{УМ}\times Nв_{УМ}=35$.

4. Заключение

Результаты оценки основных характеристик антенн наземных радиомаяков углового наведения MLS показывают, что фазированные антенные решетки азимутального и угломестного радиомаяков MLS с габаритными размерами соответственно 0,86×0,25 м и 0,05×1,4 м, количеством излучателей 22×4 и 1×35, шириной луча (главного лепестка) диаграммы направленности ФАР в сканирующей плоскости 4^0 и $2,5^0$ и мощностью излучения 0,4 Вт и 1,3 Вт обеспечивают максимальную дальность действия 31 км углового наведения воздушных судов, заходящих на посадку на наземные аэродромы или посадочные площадки авианесущих кораблей, а также ошибки углового наведения $PFE\le\pm0,25^0$ и $MGE=\pm0,12^0$ в зонах действия MLS $\pm40^0$ по азимуту (в горизонтальной плоскости) и от $0,9^0$ до 15^0 по углу места (в вертикальной плоскости) согласно требованиям нормативных документов Российской Федерации и ICAO.

Список литературы

1. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. - Издание 6. 2006 г. Международная организация гражданской авиации. – 608 с.
2. Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation International Civil Aviation Organization. Volume I. Radio Navigation Aid. - Sixth Edition. July 2006. – 587 p.
3. R.J. Kelly., E.F.C. La Berge. MLS: A Total System Approach. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Volume: 5, Issue: 5, May 1990, p.27-40.

Формат радиосигналов широкополосного трансивера для скоростного обмена данными

[1]Синицын Е.А., [1]Быбин С.С., [1]Борина А.П., [2]Будник К.Н.

[1]ООО «НПЦ «Авиасистемы»,
г. Санкт-Петербург, 199106, Российская Федерация, пр. Средний В. О., д. 86
apborina@gmail.com
[2]АО «НПП «Радар ммс»,
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация, ул. Новосельковская, д. 37

Аннотация: *Рассмотрен формата излучаемых и принимаемых радиосигналов широкополосного трансивера для скоростного обмена данными между объектами*

1. Введение

В настоящее время для быстрого беспроводного обмена данными используются широкополосные трансиверы с радиопередатчиком для кодирования, формирования и излучения радиосигналов, а также радиоприемником для приема, декодирования и извлечения информации [1]. Широкополосное кодирование информации для повышения скорости обмена может быть реализовано по стандарту IEEE 802.11 [1, 2], предусматривающему в безлицензионном ISM диапазоне частот 2,4-2,4835 ГГц использование пакетов адресных запросных сигналов, двоичных информационных данных (ДИД) и контрольных данных (КД) [3].

В РФ к безлицензионным ISM диапазонам относятся полосы частот 433,075-434,750 МГц и 868,0-868,2 МГц (мощность передатчика не более 10 мВт), а также 868,7-869,2 МГц (25 мВт) и 2400,0-2483,5 МГц (100 мВт) [4, 5]. Ввиду более значительной величины допустимой мощностью передатчика (100 мВт) целесообразно ориентироваться на использование диапазона частот 2400,0-2483,5 МГц.

2. Особенности формата сигналов радиоканала типа DSSS

В канале типа Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) предусматривается передача со скоростью до 2 Мбит/с и расширением спектра сигнала по закону 11-элементной последовательности Баркера. При скорости 1 Мбит/с в канале DSSS используется двоичная фазовая манипуляция (ФМ). Единичное/нулевое значение бита представляется прямым ФМ1/инверсным ФМ2 11-элементным кодом Баркера. При прохождении сигнала прямого кода Баркера ФМ1 с амплитудой А на выходе согласованного фильтра (СФ) образуется сжатый сигнал на уровне 11А с боковыми лепестками (БЛ) минус А (рис. 1).

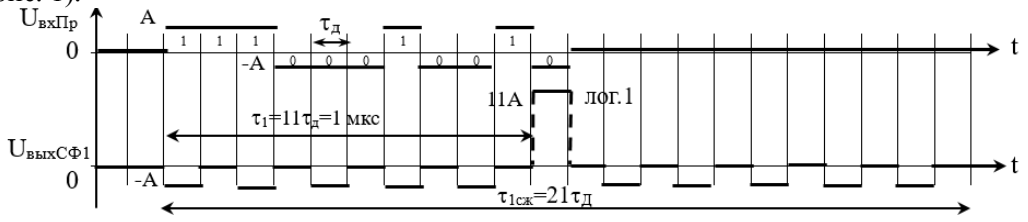


Рис. 1. Сжатый сигнал $U_{выхСФ1}$ сигнала ФМ1 $U_{вхПр}$ на выходе СФ ФМ1 (лог. 1 информационного бита)

При прохождении сигнала обратного кода Баркера ФМ2 с амплитудой А через СФ для приема ФМ1 на выходе СФ образуется сжатый сигнал на уровне минус 11А и БЛ на уровне А (рис. 2).

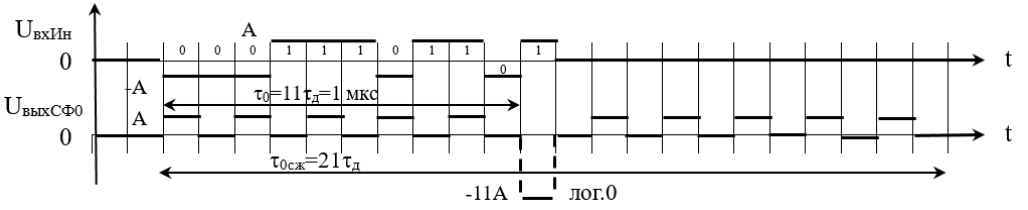


Рис. 2. Сжатый сигнал $Uвых_{СФ0}$ сигнала ФМ2 $Uвх_{Ин}$ на выходе СФ ФМ1 (лог. 0 информационного бита)

Значения (лог. 0 или лог. 1) бита передаются длительностью всего кода, что позволяет придать сигналу свойства шума и помехоустойчивости. При скорости 1 Мбит/с длительности $\tau_1=11\tau_д=1$ мкс, $\tau_д=\sim0{,}09$ мкс (рис. 2), полоса частот сигала и приемника $1/\tau_д=11$ МГц. При сдвиге ФМ2 относительно ФМ1 на время $12\tau_д$ отрицательные задние БЛ ФМ1 взаимно компенсируются передними положительными БЛ ФМ2, что позволяет получить практически нулевой уровень БЛ сжатых сигналов лог. 1 и лог. 0.

3. Формат пакета передаваемых/принимаемых сигналов

В состав одного цикла пакета передаваемых сигналов входят кодовые последовательности АЗС, ДИД и КД, разделенные защитными интервалами (рис. 3).

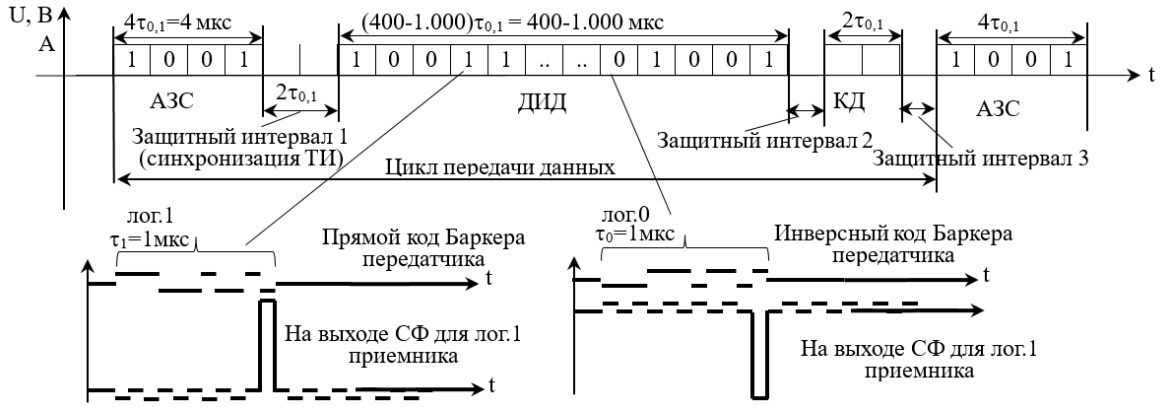


Рис. 3. Состав одного цикла пакета передаваемых двоичных сигналов при скорости 1 Мбит/с

При сдвиге ФМ2 относительно ФМ1 на время $12\tau_д$ на выходе СФ БЛ ФМ1 и ФМ2 взаимно компенсируются, что происходит также при прочих последующих поступлениях ФМ1 и ФМ2.

4. Максимальная дальность действия канала передачи данных

Типовые исходные данные: диапазон несущих частот f=2400,0÷2483,5 МГц, минимальная длина волны $\lambda=c/f_{max}$=0,12 м (-9 дБм), выходная импульсная мощность передатчика $P_И$=100 мВт (-10 дБВт), коэффициент усиления ненаправленной/направленной антенны G=0/8 дБ, скорость передачи данных W=1 Мбит/с, тип сигнала лог. 1/лог. 0 – прямой/инверсный N=11-элементный код Баркера, $\tau_1=\tau_0=1/W$=1 мкс, $\tau_Д=\tau_1/N=\tau_0/N$=1мкс/11=~0,09 мкс, полоса пропускания передающего/приемного каналов $\Delta f=1/\tau_Д$=11 МГц (11 дБМГц), коэффициент шума приемного канала Кш=4 дБ, коэффициент различимости Кр=12 дБ, пороговая чувствительность приемника Рп=-(144-Δf-Кш–Кр)=-117 дБВт, энергетический выигрыш при базе ФМ1 и ФМ2 B=N=11 (11 дБ), коэффициент основного уравнения вторичной радиолокации 4π (11 дБ), общие потери γ=-4 дБ.

Дальность действия согласно исходным данным и уравнению вторичной радиолокации по методу Блейка

2R(дБм)=(Ри+B+2G+2λ+γ)–(8π+Рп)=74 дБм или 90 дБм – для направленной антенны,

$R = 10^{3,7\ (или\ 4,5)}$ = 5000 м или 31600 м – для направленной антенны ТС.

5. Основные выводы

1. Для передачи данных на значительные расстояния целесообразно ориентироваться на использование трансивера на базе безлицензионного ISM диапазона частот 2400,0÷2483,5 МГц и кодирования данных по стандарту IEEE 802.11 с технологией расширения спектра типа DSSS.

2. При соответствующем взаимном расположении прямого ФМ1 (лог. 1) и инверсного ФМ2 (лог. 0) 11-элементных кодов Баркера технологии DSSS обеспечивается нулевой уровень боковых лепестков, что значительно уменьшает уровень ложных тревог передачи и приема информационных данных.

3. Максимальная дальность действия радиоканала передачи данных между двумя трансиверами с ненаправленной или направленной антенной, передатчиком мощностью 100 мВт и приемником, работающими на скорости 1 Мбит/с в полосе 11 МГц диапазона частот 2400,0-2483,5 МГц, составляет соответственно 5000 м или 31600 м.

Список литературы

1. Развитие технологии беспроводных сетей: стандарт IEEE 802.11. https://www.ixbt.com/comm/wlan.shtml?ysclid=ltpixnfvit478775487.
2. Приложение Г (информационное). Стандарт IEEE 802.11a, b, g, n. Беспроводные сети передачи данных Wi-Fi.
3. Сидорова, В. И. Некоторые особенности диапазона ISM / В. И. Сидорова. Молодой ученый. - 2022. №22 (417). С. 26-28. https://moluch.ru/archive/417/92499.
4. Постановление Правительства РФ от 12 октября 2004 г. № 539 «О порядке регистрации радиоэлектронных средств высокочастотных устройств».
5. Беспроводная передача данных, ISM-диапазон. https://habr.com/ru/articles/164215/

Трансивер для обмена данными и измерения дальности между объектами

[1]Синицын Е.А., [1]Быбин С.С., [1]Борина А.П., [2]Будник К.Н.

[1]ООО «НПЦ «Авиасистемы»,
г. Санкт-Петербург, 199106, Российская Федерация, пр. Средний В. О., д. 86
apborina@gmail.com
[2]АО «НПП «Радар ммс»,
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация, ул. Новосельковская, д. 37

Аннотация: *Предлагается техническое решение построения миниатюрного широкополосного маломощного трансивера С-диапазона для скоростного обмена данными и измерения дальности между объектами, содержащими идентичные взаимодействующие трансиверы*

1. Введение

Цель – разработка технического решения построения маломощного трансивера С-диапазона для скоростного обмена данными и измерения дальности между разнесенными в пространстве объектами путем использования широкополосных сигналов каналов радиосвязи, содержащих идентичные взаимодействующие трансиверы, в ближней зоне действия. Миниатюрные трансиверы (ТС) могут устанавливаться на различных дистанционно разнесенных неподвижных или перемещающихся контролируемых объектах, например, беспилотных летательных аппаратах, автомобилях, животных, а также на одежде, касках и других сопутствующих предметах человека.

В процессе эксплуатации запросные сигналы и теги ТС объектов с определенной периодичностью автоматически рассылаются посредством радиосигналов, которые принимаются считывающими устройствами (приемниками) ТС других объектов для обмена данными и оценки взаимной дальности в зоне действия каналов радиосвязи. Сигналы могут направляться на общий сервер, который по тегам вычисляет параметры расположения всех объектов, оснащенных идентичными ТС.

2. Структурная схема трансивера

Структурная схема предлагаемого трансивера идентична блок-схеме миниатюрного модуля приемо-передатчика DWM1000 [1]. С целью минимизации размеров трансивер рекомендуется реализовать на базе микросхемы (МС) программно-определяемого радио, англ. Software Defined Radio (SDR), например, типа AD9361 (рис. 1).

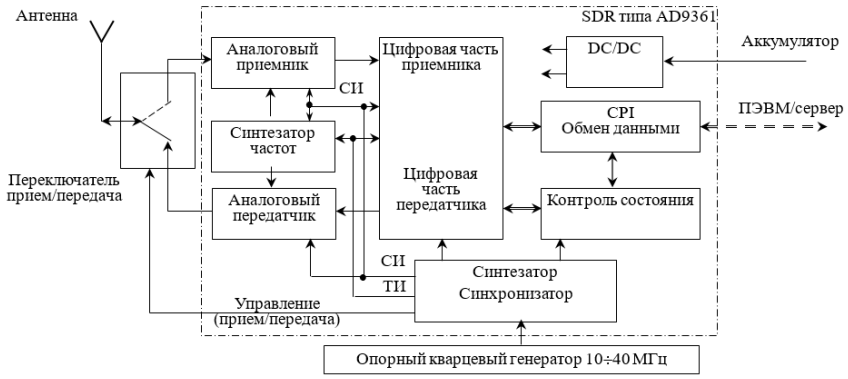


Рис. 1. Структурная схема трансивера
(СИ/ТИ – синхронизирующие/тактовые импульсы, CPI - CAN Peripheral Interface, CAN - Controller Area Network)

3. Особенности измерения дальности между ТС

Для измерения дальности между ТС предлагается технология Time Of Flight (ToF), основанная на возможности точно измерять и запоминать моменты времени отправки t_{tx}, T_{tx} и приема t_{rx}, T_{rx} радио пакетов данных между двумя взаимодействующими трансиверами A и B (рис. 2) [2]. Точное измерение и запоминание моментов времени t_{tx}, T_{tx}, t_{rx} и T_{tx} обеспечивается благодаря использованию в каждом ТС одинаковых опорных кварцевых генераторов и синтезаторов, вырабатывающих тактовые импульсы с очень малым периодом дискретизации. Используя измеренные и исходные величины временных интервалов поступления радио пакетов, можно вычислить временные интервалы t_{fly}, t_{delay} и t_{loop} для последующей оценки дальности [2].

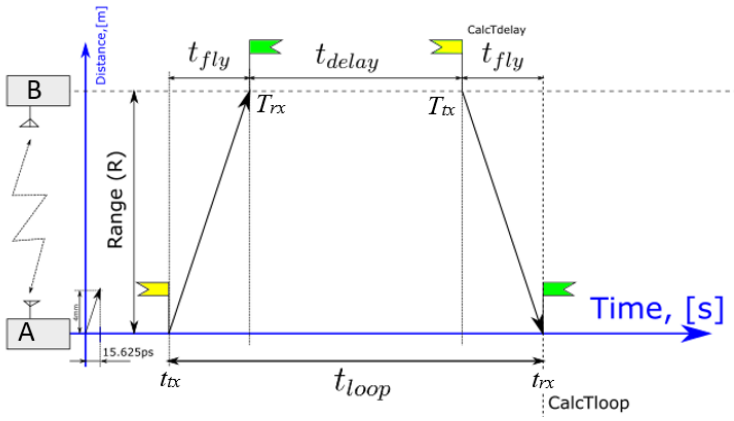


Рис. 2. Вычисление t_{fly}, t_{delay} и t_{loop} для последующего измерения относительной дальности

4. Оценка максимальной дальности действия ТС

Будем полагать, что в канале радиосвязи между идентичными ТС по линии запрос/ответ обеспечиваются следующие типовые исходные параметры: скорость передачи данных W=1 Мбит/с, диапазон рабочих несущих частот f=1000÷6000 МГц, минимальная длина волны λ=c/fmax=0,05 м (-13 дБм), выходная импульсная мощность передающего канала Ри=1÷100 мВт (-30÷-10 дБВт), коэффициент усиления ненаправленных приемно-передающих антенн G=1 (0 дБ), полоса частот пропускания передающего и приемного каналов (с учетом требования скорости передачи данных W и использования сложных сигналов с базой B=100 (20 дБ) для представления исходных битов информации) Δf=100 МГц (20 дБМГц), тип адресных запросного, ответного и информационных радиосигналов: последовательность коротких импульсных сигналов с минимальной длительностью до τ=1/Δf=0,01 мкс и или длинный сложный шумоподобный сигнал, например, с фазовой манипуляцией (ФМ) и длительностью элементарного подимпульса τ=1/Δf=0,01 мкс, коэффициент шума приемного канала Кш=4 дБ, коэффициент различимости Кр=12 дБ, пороговая чувствительность приемного канала Рп=–(144-Δf-Кш–Кр)=-108 дБВт, длительность сложного ФМ запросного/ответного сигнала $\tau_{ФМ}$=1 мкс, коэффициент основного уравнения вторичной радиолокации 4π=11 дБ, общие потери γ=-3 дБ.

Максимальная дальность действия канала радиосвязи ТС оценивается при помощи основного уравнения вторичной радиолокации в логарифмическом виде (по методу Блейка)

$$2R(\text{дБм})=(Ри+B+2G+2\lambda+\gamma)–(2\times4\pi+Рп)=(47\div67)\ \text{дБм},\ R=23{,}5\div33{,}5\ \text{дБм} \quad (1)$$

Из выражения (1) следует, что дальность действия канала радиосвязи ТС при минимальной импульсной мощности передатчика Ри=1 мВт $R_1=10^{2,35}$=220 м, а при Ри=100 мВт $R_{100}=10^{3,35}$=2200 м.

Переход на использование минимальной несущей частоты 1000 МГц выделенного диапазона частот позволяет, благодаря увеличению длины волны и эффективной площади приемной антенны, повысить дальность действия канала радиосвязи ТС. Дальность действия канала радиосвязи ТС может быть также увеличена путем использования в ТС направленных антенн.

5. Заключение

Миниатюрный трансивер С-диапазона для скоростного обмена данными и измерения дальности между взаимодействующими объектами целесообразно построить с использованием микросхем SDR [3]. С целью сокращения времени передачи адресных запросных сигналов и ответных данных целесообразно использовать сложные импульсные. При типовых исходных параметрах ТС дальность действия взаимодействующих ТС, использующих широкополосные сигналы с шириной полосы частот ~100 МГц для получения скорости передачи данных ~1Мбит/с на несущей частоте 6000 МГц: 220 м при минимальной импульсной мощности передатчика ТС Ри=1 мВт и 2200 м при Ри=100 мВ.

Список литературы

1. DW 1000 Datasheet (Электронный ресурс). URL: https://download.mikroe.com/documents/datasheets/DWM1000_datasheet.pdf. (дата обращения: 25.04.2025).
2. Принцип определения дальности между радио трансиверами (Электронный ресурс). URL: https://habr.com/ru/articles/719542/ (дата обращения: 25.04.2025).
3. AD9361 SDR: software-designed radio introduction. (Электронный ресурс). URL: https://www.arrow.com/en/research-and-events/articles/the-ad9361-sdr-for-today-and-tomorrow (дата обращения: 25.04.2025).

Блок делителей частоты с фазовой коррекцией квадратурных сигналов

[1] Андрейчук А. А., [1] Муратов А. Э., [2] Иванюк Т. А., [2] Савинов В. В., [1] Ветров И. Л., [1] Вертегел В. В.

[1] *ООО «Инжиниринговый центр СевГУ»*
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская 33, Российская Федерация
VVVertegetl@sevsu.ru
[2] *Севастопольский государственный университет*
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация

Аннотация: *Разработан блок делителей частоты, принимающий на вход симметричные прямоугольные импульсы частотой 6 ГГц—12 ГГц и формирующий на выходе квадратурные симметричные импульсы в диапазоне частот 6 МГц—6 ГГц с блоком фазовой коррекции с использованием технологического процесса RF CMOS 28 нм для аналоговой части SDR трансивера.*

1. Введение

Современные системы беспроводной связи требуют использования высокопроизводительных и энергоэффективных устройств. Одним из ключевых элементов таких систем являются делители частоты, которые играют важную роль в синтезе частот, тактовой синхронизации и обработке сигналов. В условиях постоянного роста требований к быстродействию и уменьшению площади интегральных схем, разработка делителей частоты на основе передовых технологических процессов, таких как *RF CMOS* 28 нм, приобретает особую актуальность.

2. Теория

Блок делителей частоты формирует частоту сигнала гетеродина для модулятора в передающем тракте и для смесителя в приемном тракте *SDR* трансивера. Блок делителей частоты получает симметричный сигнал с внутреннего синтезатора и формирует на выходе симметричные квадратурные сигналы частой 6 МГц—6 ГГц.

Блок делителей частоты состоит из 10 делителей частоты на 2, мультиплексора 10:1, ограничителя амплитуды и блока коррекции скважности. Структурная схема, разработанного блока представлена на рисунке 1.

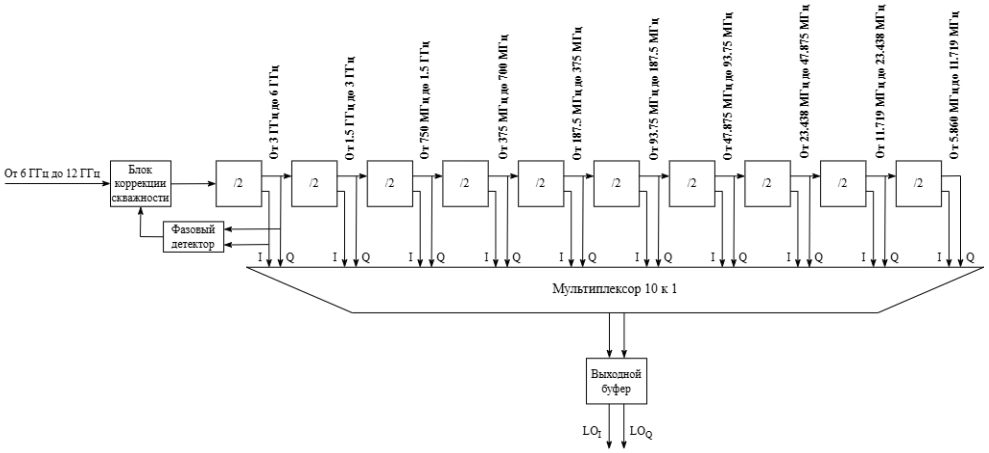


Рисунок 1 — Структурная схема, разработанного блока

Делитель частоты на 2 реализован на основе *Current-Mode Logic* (*CML*). В отличие от традиционной *CMOS*-логики, *CML* обеспечивает более высокую скорость переключения и лучшую устойчивость к синфазным помехам, что делает её предпочтительной для работы на частотах в СВЧ диапазоне. Делители включены последовательно. Выходы блока делителей подключены к мультиплексору. Выбор сигнала с выхода блока делителей осуществляет мультиплексор 10:1. Данный мультиплексор построен на базе мультиплексоров 2:1 таким образом, чтобы сигнал с наибольшей частотой проходил наименьшее их количество. Сигнал частотой 6 ГГц проходит 1 мультиплексор 2:1, сигнал частотой 3 ГГц — 2 мультиплексора 2:1 и т. д. На рисунке 2 представлены результаты работы блока делителей частоты без учета блока коррекции скважности.

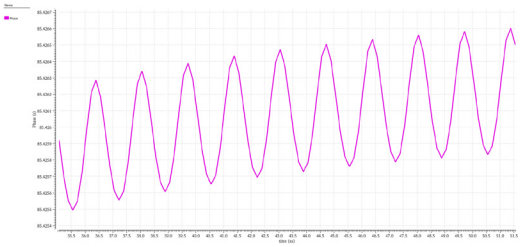


Рисунок 2 — Результаты измерения разности фаз между *I* и *Q* сигналами без коррекции

На рисунке 2 представлены результаты измерения на частоте 6 ГГц. Наблюдаемая погрешность фазы между сигналами *I*/*Q* составила 4,5°.

В схему блока делителей была интегрирована система коррекции разницы фаз между *I* и *Q* сигналами. Система представляет собой фазовый детектор и корректор скважности. Принцип работы фазового детектора основан на перемножении сигналов с целью получения сигнала ошибки, пропорционального отклонению разницы фаз от 90°. Детектирование сигнала ошибки происходит после первого делителя. Полученный сигнал управляет корректором скважности, который подстраивает скважность входного сигнала делителей.

На рисунке 3 и 4 представлены результаты работы блока делителей частоты и временные диаграммы сигналов на выходном буфере с учетом блока коррекции скважности. Периодический характер сигналов обусловлен проникновением сигнала в выходной буфер с модуляторов, используемых в качестве реальной нагрузки.



Рисунок 3 — Результаты измерения разности фаз между *I* и *Q* сигналами с коррекцией

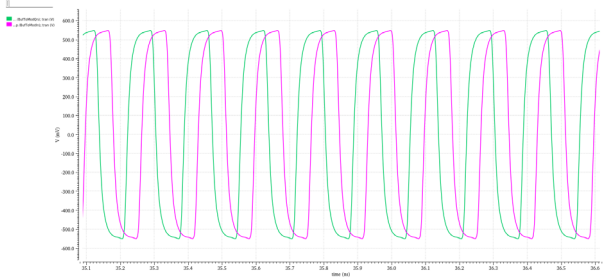


Рисунок 4 — Временные диаграммы сигналов на выходном буфере

3. Заключение

Разработанный блок делителей обеспечивает формирование сигнала с частотой в диапазоне от 6 МГц до 6 ГГц при входных импульсных сигналах с частотой от 6 ГГц до 12 ГГц. Устройство включает 10 делителей частоты и выходной мультиплексор, что позволяет выбирать требуемую частоту сигнала. Выходной буфер блока служит для формирования сигналов наилучшей формы и повышения нагрузочной способности.

Особенностью предложенного решения является применение системы автоматической коррекции разности фаз на основе фазового детектора и корректора скважности входного сигнала. При моделировании устройства, на частоте 6 ГГц разность фаз между квадратурными сигналами корректируется с 85,4° до 89,6°, что подтверждает эффективность предложенного метода коррекции.

Разработанный блок может быть использован в высокочастотных системах беспроводной связи, а также там, где требуется точное формирование и синхронизация квадратурных сигналов. Дальнейшие исследования могут быть направлены на оптимизацию схемы коррекции для расширения рабочего диапазона частот и повышения точности коррекции разности фаз квадратурных сигналов.

Список литературы

1. AD9361: Datasheet and product info [Электронный ресурс] / Analog device. – Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9361.pdf (дата обращения 13.04.2025).
2. AD9361: technical description [Электронный ресурс] / Analog device. – Режим доступа: https://ru.scribd.com/doc/271013055/AD9361-Reference-Manual-UG-570 (дата обращения 13.04.2025).
3. AD9364: Datasheet and product info [Электронный ресурс] / Analog device. – Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9364.pdf (дата обращения 13.04.2025)
4. AD9364: technical description [Электронный ресурс] / Analog device. – Режим доступа: https://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/user-guides/ad9364_reference_manual_ug-673.pdf (дата обращения 13.04.2025)
5. Чаплыгин Ю. А., Метод проектирования широкополосного формирователя квадратурных сигналов / Ю. А. Чаплыгин, В. В. Лосев, А. Д. Калёнов // Известия вузов. Электроника — 2020. — с. 558. — № 100.
6. Hietanen M., Optimizing Inductorless Static CML Frequency Dividers up to 23ГГц Output Using 45нм CMOS PD-SOI / M. Hietanen, J. Aikio, R. Akbar, T. Rahkonen, A. Pärssinen, A. Sethi // 2019 IEEE Nordic Circuits and Systems Conference.

Разработка учебного стенда имитатора угловых координат радиолокационной цели в двух плоскостях [1]

[1]Боков А. С., [2]Красулин Д. Д.

[1,2] *Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина*
г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация
[1]*a.s.bokov@urfu.ru,* [2]*danil.krasulin.99@mail.ru*

Аннотация: *Разработана антенная система и структура стенда с реализацией метода электронной имитации положения радиолокационной цели в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Стенд может быть использован для изучения принципов моноимпульсной пеленгации, а также в комплексах полунатурного моделирования (ПНМ) работы бортовых радиолокаторов. Метод позволяет управлять угловой координатой сымитированной цели путём изменения относительной мощности излучения элементов трехэлементной антенной системы без использования коммутаторов и механических приводов.*

1. Введение

При разработке радиолокационных систем (РЛС), особенно бортовых (БРЛС), возникает необходимость в применении имитаторов радиолокационных целей. Они позволяют подать на вход РЛС сигналы, соответствующие реальной радиолокационной обстановке. С их помощью можно исследовать технические характеристики обнаружения и сопровождения целей при взаимном перемещении целей и радиолокатора в широком диапазоне изменения всех параметров.

Таким образом, задача исследования, разработки и совершенствования комплексов ПНМ для РЛС, и в частности, для моноимпульсных БРЛС, весьма актуальна в области развития радиолокации.

2. Метод электронной имитации угловых координат цели

Для имитации углового положения радиолокационной цели необходимо сформировать центр отражения, его перемещения и флуктуации (шум угловых координат) [1-2]. При электронной имитации формирование эквивалентного энергетического центра излучения (ЭЦИ) может выполняться путем излучений копий отраженных сигналов с заданными относительными мощностями и/или фазами с 2-4 или более антенн имитатора радиосигнала [2-4 и др.].

Для точечных целей отраженный сигнал является ослабленной копией зондирующего сигнала, сдвинутой на частоту Доплера. Для упрощения стенда предложено использовать синфазное излучение и формировать положение цели в двух плоскостях путем перераспределения мощности между фазовыми центрами (ФЦ) всего трёх излучателей по схеме, показанной на рис. 1.

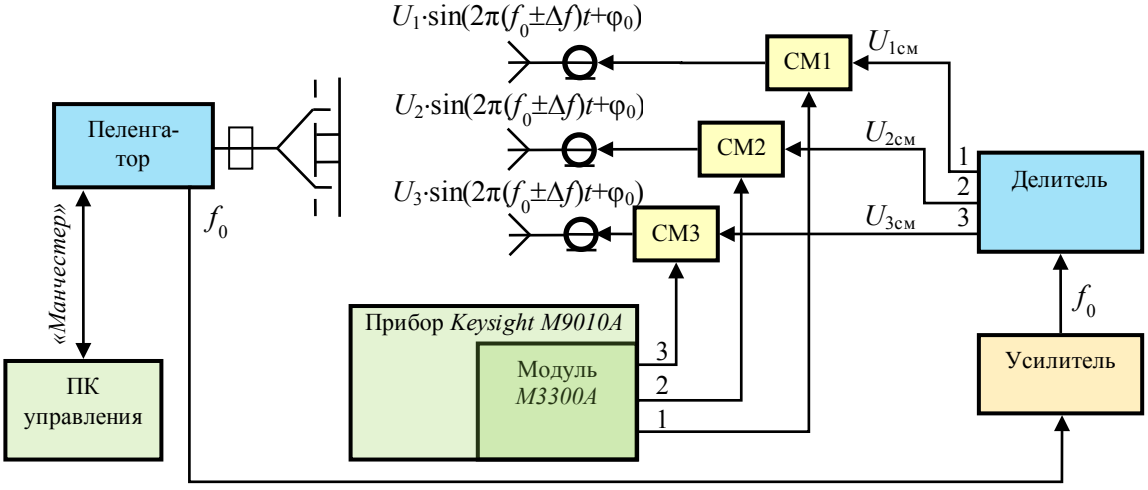


Рис. 1. Функциональная схема лабораторного стенда имитатора радиолокационной цели для пеленгатора

В стенде для генерации сигналов модуляции для возможности задания индивидуальных амплитуд, частот, фаз гармонических сигналов или полностью произвольных сигналов, задействован модуль *M3300A*, установленный в прибор *Keysight M9010A*. Антенны и делитель разработаны и изготовлены самостоятельно. Вход пеленгатора содержит перестраиваемый фильтр, настраиваемый (пу-

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (тема № FEUZ-2023-0015).

тем ввода относительной радиальной скорости) на сумму несущей частоты и частоты Доплера $f_0+\Delta f$ в ПК управления.

Модель и фотоснимок расположения системы из 3 излучателей (антенных решеток для формирования ЭЦИ цели) показаны на рис. 2 и 3.

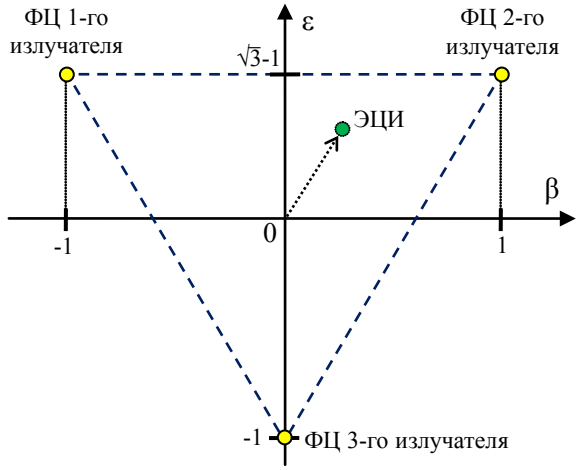


Рис. 2. Формирование ЭЦИ цели в двух плоскостях

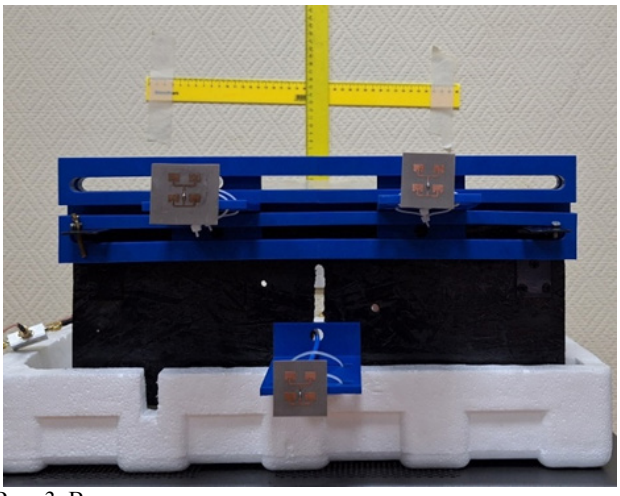


Рис. 3. Вариант реализации и расположения системы излучателей из 3 антенных решеток (2х2 патч-излучателей)

Результаты работы стенда демонстрируют возможность расположения ЭЦИ в любой точке в пределах равностороннего треугольника, образованного 3 излучателями. Значения ε и β на рис.2 нормированы к 1. Рекомендуется расположение ФЦ излучателей на одинаковых углах смещения не более $\pm\frac{1}{2}\theta_{0.5}$ относительно оси диаграммы направленности (ДН) антенны пеленгатора (в пределах главного лепестка ДН шириной $\theta_{0.5}$), на одинаковых расстояниях от ФЦ антенны пеленгатора, а излучение должно быть синфазным, с идентичными коэффициентами передачи смесителей $U_i=f(U_{i\text{вх}})$. Для выполнения этих условий перед измерениями выполняется калибровка стенда. В процессе калибровки и испытаний программное обеспечение ПК для пеленгатора обеспечивает возможность наблюдения текущих значений уровней принятых сигналов и значений углов пеленга.

Для управления эффективной площадью рассеяния имитируемой цели следует управлять суммарной мощностью всех излучателей, а для формирования изменения доплеровского сдвига – изменять частоту Δf сигналов генератора *M3300A*.

3. Заключение

При ПНМ отражение создаётся за счет излучения (переизлучения зондирующих импульсов) с желаемого направления. Для электронной имитации сигнала, отражённого от точечной цели, предложены методы управления угловой координатой имитируемой цели без использования механических приводов и коммутаторов в одной и в двух плоскостях. Предложен и экспериментально проверен амплитудный метод управления угловыми координатами в имитаторе точечной цели, позволяющий перемещать энергетический центр излучения цели в пределах равностороннего треугольника.

Любая РЛС может отличаться от другой аналогичной индивидуальными отклонениями, возникающими в результате несовершенной настройки и неустойчивости характеристик радиоэлементов, зондирующие сигналы могут иметь уникальные характеристики и искажения, переменные и непостоянные параметры модуляции и период излучения. Предложенный стенд позволяет исследовать работу РЛС в лабораторных условиях, давая возможность автоматизировать измерения, оценить работоспособность и точность конкретного образца БРЛС перед проведением натурных испытаний.

Список литературы

1. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей // М.: Радио и связь, 1988. 227 с.
2. 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.
3. Гришков А. Ф., Чекрыгин А. Э., Дорух И. Г. Пат. 2317563 (РФ). Имитатор радиолокационной цели. Опубл. в Б. И., 2008. № 5.
4. Боков А.С., Марков Ю.В., Сорокин А.К. Пат. 2787576 (РФ). Имитатор радиолокационных целей; опубл. 11.03.2023, Бюл. №2. URL – http://new.fips.ru/fips_servl/fips_servlet?DB=RUPAT&DocNumber=2787576

Оценка возможности использования DRFM-устройств для разрушения целостности канала связи [1]

[1] Дурнаков А. А., [2] Боков А. 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*

Аннотация: *Использование технологии Digital Radio Frequency Memory (DRFM) для создания имитационной когерентной помехи позволяет выполнять дополнительную цифровую обработку для воспроизведения эффектов доплеровского сдвига частоты, многолучевого отражения от многоточечных и распределенных целей. В работе рассмотрены различные помехи, эффективные для подавления радаров и каналов связи беспилотных летательных аппаратов. Предложена структура стенда, предназначенного для исследования эффективности постановки помех и помехозащищенности каналов связи таких аппаратов.*

1. Введение

Решение задачи создания помех и подавления каналов связи беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в современных условиях их использования как ударного и разведывательного инструмента стало чрезвычайно актуальным. Исследования в области создания шумовых помех, проводимые в течение последних лет, показывают, что постановка ложных помех на цель требует использование процесса модуляции высокой сложности с большими вычислительными затратами [1, 2]. Метод шумовых помех заключается в том, что постановщик помех передает сигнал шума или шумоподобный сигнал подавления на приёмник канала связи, что снижает отношение сигнал/шум и препятствует обнаружению радаром реальной цели, а также разрушает канал связи БПЛА с оператором. Общий сигнал шума содержит радиочастотный шум, амплитудную модуляцию шума помехи и шумовую фазовую модуляцию помехи. Заградительные помехи могут быть созданы с использованием: прямошумовых передатчиков; передатчиков помех, использующих мощный источник высокочастотных колебаний, модулируемый по частоте смесью периодического сигнала и шума, или частотно перестраиваемый по пилообразному закону или случайному закону в заданном диапазоне частот без модуляции или с дополнительной частотной модуляцией шумом; передатчиков синхронных импульсных шумовых помех, а также передатчиков, излучающих очень короткие импульсы. Возможны также их комбинации.

Структура и основные характеристики прямошумовой помехи (плотность распределения вероятностей мгновенных значений, энергетический спектр, вид корреляционной функции) близки к структуре и характеристикам теплового белого шума. Среди маскирующих помех прямошумовая помеха является наилучшей в том смысле, что гарантирует уровень подавления, определяемый только отношением энергии сигнала к спектральной плотности шумовой помехи на входе приемника канала связи; максимально возможное воздействие при подавлении канала связи, сигнал которого имеет равномерный спектр мощности в рабочей полосе частот; исключение помехозащиты, основанной на использовании провалов в спектральной плотности шумовой помехи.

Прицельные заградительные помехи концентрируют всю мощность в узкой полосе частот, поэтому способны подавлять связные приемники и приемники РЛС на бо́льших расстояниях, чем это может обеспечить передатчик шумовых заградительных помех. Прицельно-заградительные помехи обычно применяются для создания частотно модулированной шумовой помехи.

Такие помеховые сигналы не содержат слишком много информации об облучающей РЛС или канале связи, поэтому могут быть легко реализованы. Однако вследствие некогерентности с целевым сигналом такие помехи требуют для достижения эффекта подавления большой мощности.

Комбинированные имитационно-маскирующие помехи наделяют принятый сигнал различными видами помеховой модуляции. Основное условие эффективности такой помехи – совпадение средней частоты помехи с частотой принятого сигнала. Передатчик имитационно-маскирующей помехи рационально использует энергетический потенциал.

Помеха, создаваемая из принятого от БПЛА сигнала путем его фазовой манипуляции, введением задержек по дальности, допплеровского сдвига и ретрансляции в сторону радара БПЛА, коррелирована и квазикогерентна с зондирующим сигналом, поэтому преодолевает согласованный фильтр приёмника. Такая помеха энергетически выгодна и наиболее эффективна для подавления.

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (тема № FEUZ-2023-0015).

В данной работе рассматривается оценка возможности использования DRFM для создания стенда проверки эффективности воздействия различных видов помех и шумов на радары, каналы приёмников глобальных навигационных систем (ГНСС) и каналы связи БПЛА с оператором.

2. Краткое описание стенда и его возможностей

Множество современных производителей бортового оборудования БПЛА устанавливают на свои аппараты различные устройства, реализующие разные типы помехозащиты как радиолокационного, так и связного каналов. Часто эти устройства могут быть доступны для свободного использования. Однако в отличие от аппаратной части этих устройств, методы и алгоритмы, используемые в них для обработки сигналов, являются закрытой информацией, объявленной коммерческой тайной. Для проверки разрабатываемых методов генерации помех, проверки используемой помехозащиты становится актуальной задача создания стенда для экспериментального определения эффективной помехи.

Поскольку имитационные помехи наиболее эффективны, предлагается разработка, использующая технологию радиочастотной памяти. Сигнал помехи создается из принятой копии передаваемого (зондирующего) сигнала канала связи с добавлением фазо-частотных, амплитудных манипуляций, созданием нескольких каналов прохождения с различными задержками и допплеровским смещением, и ретрансляции в сторону приёмника. Такой сигнал помехи «проходит» согласованный фильтр приёмника, сбивает работу методов синхронизации и определения задержек, вызывает наложения сдвинутых и инвертированных (сдвинутых, т.е. со случайными фазами) копий синхросигналов и бит информационных потоков.

Упрощенный вариант структуры трансивера помех, предлагаемый авторами, использует *DRFM*–технологию и дополнительные преобразования оцифрованного квадратурного сигнала, запрограммированные в специализированной СБИС 1879ВМ3(DSM) [3], см. рис. 1.

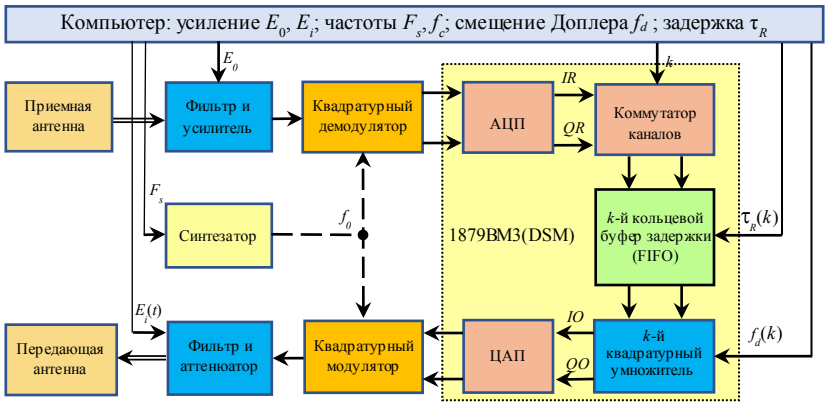


Рис. 1. Структурная схема стенда постановщика помех на базе трансивера с DRFM

Приемная антенна стенда может быть всенаправленной. Передающая антенна, напротив, должна быть узконаправленной для постановки помехи только выбранной цели. В используемой СБИС 1879ВМ3 возможно создание до 7 каналов прохождения сигнала с различными задержками и сдвигами частоты. Тем самым создается несколько копий принятого сигнала. При необходимости возможно добавление псевдослучайного шума или произвольного сигнала (до 150 мкс). Таким образом формируется квазикогерентная помеха (до 500 МГц), снижение отношения сигнал/помеха разрушает как радиолокационный канал, так и каналы связи БПЛА с ГНСС и с оператором.

3. Заключение

Для экспериментального исследования помехозащищенности и разработки новых методов обработки сигналов для постановки помех предложен вариант трансивера с использованием технологии DRFM. Авторы считают, что предлагаемая структура трансивера с ретрансляционной имитационной помехой является эффективным инструментом для исследования помехозащищенности РЛС и каналов связи создаваемых и используемых БПЛА.

Список литературы

1. GONG, S. X., WEI, X. Z., LI, X., et al. Mathematic principle of active jamming against wideband LFM radar. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2015, vol. 26, no. 1, p. 50–60. ISSN: 1004-4132. DOI:10.1109/JSEE.2015.00008.
2. 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.
3. 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.

Прием СШП хаотических радиоимпульсов с помощью логарифмического детектора

Андреев Ю. В., Дмитриев А. С., Ицков В. В., Лазарев В. А.
[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, Российская Федерация
chaos@cplire.ru

Аннотация: *Методом размерного математического моделирования исследована задача приема СШП хаотических радиоимпульсов с помощью логарифмического детектора. Выполнены оценки чувствительность приемника на логарифмическом детекторе.*

Рассматривается прямохаотическая схема связи [1, 2], в которой информация передается потоком СШП хаотических радиоимпульсов, генерируемых источником хаоса непосредственно в заданной полосе частот канала связи ВЧ или СВЧ-диапазона. Для приема хаотических радиоимпульсов используется некорреляционный (энергетический) приемник [2], так как применение корреляционных методов требует наличия копии передаваемого сигнала в приемном устройстве, а в случае хаотической несущей на сверхвысоких частотах это технически сложно или нереализуемо.

Обычно в качестве энергетического приемника используется квадратичный детектор (КД) [3], выходной сигнал которого V_{out} пропорционален мгновенной мощности сигнала на входе V_{in}^2:

$$V_{out} = f(P_{in}) = AV_{in}^2, \quad (1)$$

Особенностью квадратичного детектора является очень малый динамический диапазон – порядка 20 дБ по мощности, что соответствует диапазону до 10 дБ по дальности. Однако в задачах радиосвязи, особенно мобильной, требования к динамическому диапазону приемника могут быть очень жесткими: например, если дальность действия системы должна изменяться от 1 м до нескольких километров, то диапазон изменения мощности составляет 60 дБ и более в свободном пространстве, а при связи над поверхностью Земли существенно больше (90 дБ и более). Использование квадратичного детектора в подобных системах требует применения сложных схем подстройки коэффициента усиления входного сигнала приемника, например, автоматической регулировки усиления.

Альтернативой этому подходу является применение демодулирующих логарифмических усилителей мощности (логарифмических детекторов, ЛД) [4—6], отличающихся высокой линейностью усиления и широким динамическим диапазоном – 60…80 дБ и более. Изменение напряжения на выходе логарифмического детектора (ЛД) пропорционально логарифму изменения мощности сигнала P_{in} на входе:

$$\Delta V_{out} = A \cdot \log\left(\frac{P_{in}}{P_0}\right) = S\left(P_{in,\text{дБ}} - P_{0,\text{дБ}}\right), \quad (2)$$

К настоящему времени, разработан ряд практических схем энергетических приемников СШП хаотических радиоимпульсов различных диапазонов частот на основе логарифмических детекторов [7, 8]. Однако до сих пор остается открытым вопрос о чувствительности таких приемников и сравнение их характеристик с характеристиками приемных систем, построенных на КД.

В данной работе методом размерного математического моделирования исследована задача приема СШП хаотических радиоимпульсов с помощью логарифмического детектора. Недостаток предоставляемой изготовителем ЛД информации о характеристиках этих устройств, например, коэффициента шума, затрудняет прямое сравнение характеристиками приемных систем, построенных на КД и ЛД.

Показано, что чувствительность приемника, т.е. минимальная детектируемая мощность сигнала на входе детектора P_{in}, у приемника на КД ниже, чем у приемника на ЛД. Ключевым параметром, обусловливающим более высокую необходимую мощность входного сигнала приемника на логарифмическом детекторе по сравнению с приемником на квадратичном детекторе, является паспортная чувствительность выпускаемых ЛД, составляющая –80…–70 дБм, в то время как по оценкам теоретическая чувствительность КД может составлять –100…–90 дБм в той же рабочей полосе.

Для достижения равной дальности, разница в чувствительности КД и ЛД должна компенсироваться усилением сигнала (с учетом дополнительно вносимого шума усилителя). При неполной компенсации происходит увеличение (ухудшение) фактической чувствительности приемного устройства, что приводит к уменьшению предельной дальности действия системы связи.

Список литературы

1. Дмитриев А. С., Кяргинский Б. Е., Максимов Н. А., Панас А. И., Старков С. О. Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ диапазонах // Радиотехника. 2000. № 3. С. 9—20.
2. Dmitriev A. S., Hasler M., Panas A. I., Zakharchenko K. V., Basic principles of direct chaotic communications // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2003. No. 6, P. 488—501.
3. Гоноровский И. С., Демин М. П. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебное пособие для вузов. М. : Радио и связь. 1994.
4. Holdenried C. D., Haslett J. W., et al. A DC–4-GHz True Logarithmic Amplifier: Theory and Implementation // IEEE Solid-State Circuits. 2002. Vol. 37. P. 1290–1299.
5. Михалев П. Микросхемы современных логарифмических усилителей для радиочастотных приложений // Компоненты и технологии. 2008. № 10. С. 23—26.
6. Михалев П. Обзор основных схем логарифмических усилителей для радиочастотных приложений производства фирмы Analog Devices // Компоненты и технологии. 2008. № 11. С. 43—52.
7. Дмитриев А. С., Клецов А. В., Лактюшкин А. М., Панас А. И., Старков С. О. Сверхширокополосные коммуникационные системы на основе динамического хаоса // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. №1. С. 4—16.
8. Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Ицков В. В., Петросян М. М., Рыжов А. И., Турканов И. Ф. Прямохаотические средства сверхширокополосной беспроводной связи в метровом и дециметровом диапазоне радиоволн // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. №8. С. 797—806.

Сравнительный анализ влияния геомагнитных и солнечных индексов на прогнозирование критической частоты ионосферного слоя F2 с использованием машинного обучения [1]

Короткова Н. А., Конкин Н. А.
Поволжский государственный технический университет, Радиотехнический факультет
г. Йошкар-Ола, 424000, пл.Ленина, д.3, Российская Федерация
E-mail: korotkovanaday.06@mail.ru

Аннотация: *Статья посвящена прогнозированию максимальной критической частоты слоя F2 ионосферы с использованием ансамблевого регрессионного метода машинного обучения. Проведен анализ влияния геомагнитных и солнечных индексов на точность прогнозов.*

1. Введение

Прогнозирование критической частоты ионосферного слоя F2 (f0F2) является ключевой задачей для обеспечения устойчивой радиосвязи. Её изменения обусловлены сложным взаимодействием солнечной и геомагнитной активности, что создает значительные трудности при моделировании. Несмотря на существование эмпирических моделей ионосферы, их точность ограничена нелинейностью процессов и разнородностью временных масштабов входных данных. Это актуализирует применение методов машинного обучения (МО), способных выявлять скрытые зависимости в многомерных временных рядах [1].

Основная проблема исследования заключается в определении сравнительного вклада солнечных (F10.7, SN, Phi-mean) и геомагнитных индексов (Kp, Ap, Bz-параметры) в прогнозирование f0F2, а также в преодолении дисбаланса временной дискретности данных. Критическая частота измеряется каждые 5 минут, тогда как внешние индексы обновляются с интервалом в 3 часа, что требует оптимизации агрегации данных для минимизации информационных потерь. Кроме того, неясно, какие из индексов обладают наибольшей прогностической силой в контексте нелинейных моделей МО [2,3].

Цель работы – сравнение влияния геомагнитных и солнечных индексов на прогнозирование критической частоты ионосферного слоя F2 (f0F2) с использованием методов машинного обучения.

2. Методы машинного обучения и датасет исследования

На вариации критической частоты воздействуют как солнечные, так и геомагнитные индексы. В числе основных солнечных индексов, отражающих уровень активности Солнца, рассматриваются: поток солнечного радиоизлучения на длине волны 10.7 см (F10.7), число солнечных пятен (SN), а также интегральные характеристики излучения, такие как Phi-mean. К числу геомагнитных индексов, отражающих состояние магнитного поля Земли, относятся Kp, Ap, D, а также параметры межпланетного поля - Bz-med, Bz-min и Bz-max [3].

В рамках исследования был проведен анализ возможностей библиотеки машинного обучения scikit-learn, включающей разнообразные методы для работы с временными рядами. Среди ключевых алгоритмов выделяются: линейная регрессия, регрессия с регуляризацией (Lasso и Ridge), деревья решений, случайный лес и градиентный бустинг, которые позволяют выявлять как линейные, так и сложные нелинейные зависимости в данных. Для текущего исследования выбраны RandomForestRegressor, XGBoost. Эти модели обладают высокой устойчивостью к переобучению, а также позволяют учитывать нелинейные зависимости и взаимодействия признаков, что делает их особенно полезным при анализе временных рядов с множеством факторов.

Перед обучением модели критическая частота foF2 была предварительно обработана HP-фильтра (фильтр Ходрика-Прескотта) временного ряда на трендовую и циклическую компоненты. Это позволило устранить высокочастотные шумы, выделить основную тенденцию и снизить влияние краткосрочных флуктуаций на модель. Сглаженные значения критической частоты использовались в качестве целевой переменной при построении модели. Датасет исследования включал индексы foF2, Kp, Ap, D, F10.7, SN, Bz-med, Bz-min, Bz-max, Phi-mean за июнь, июль и август 2023 года, всего 26496 отсчетов с шагом 5 минут.

3. Методика исследования и результаты

В ходе исследования была реализована методика прогнозирования критической частоты с использованием методов машинного обучения, которая реализована в три этапа. На первом этапе выпол-

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 23-19-00145.

няется формирование датасета временных и сдвиговых признаков и определение целевых дат для прогноза. На втором этапе задается горизонт прогноза, инициализируется размер тренировочной части, который является расширяющимся окном и увеличивается после каждого прогнозированного отрезка на период прогноза. Также на втором этапе для каждого месяца выполняется однодневный прогноз (288 отсчетов). Результаты прогнозирования за летний сезон сохраняются и их точность оценивается на этапе 3. В качестве метрик оценки точности прогноза использованы: MAE, RMSE, MAPE, R^2.

В рамках исследования особое внимание было уделено проблеме согласования временной дискретности. Критическая частота измеряется каждые 5 минут, в то время как солнечные и геомагнитные индексы обновляются каждые 3 часа. В связи с этим одной из задач стало определение оптимального шага временной агрегации, позволяющего повысить влияние внешних индексов и улучшить качество прогноза.

Для оценки влияния ресемплинга были проведены эксперименты с агрегированием исходных данных с базового шага 5 минут до интервалов 10, 15, 20, 25 и 30 минут.

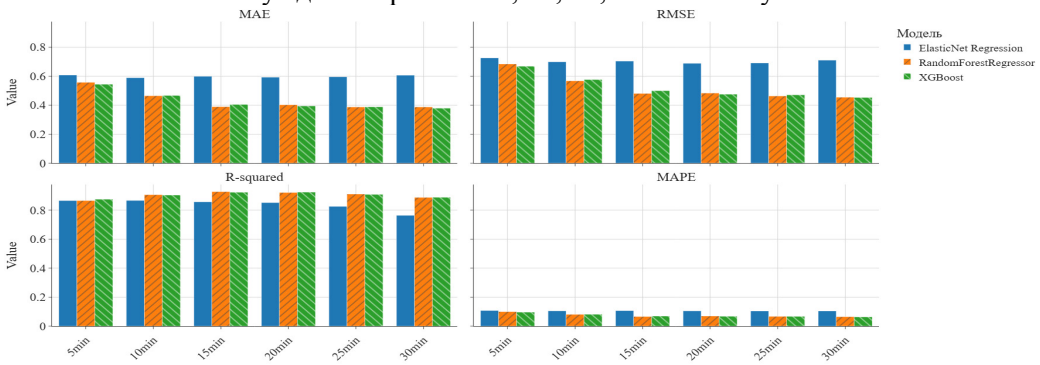


Рис.1. Сравнение метрик MAE, RMSE, R^2, MAPE при прогнозировании на датасете текущего исследования в зависимости от метода ресемплинга данных.

Анализ средних значений метрик точности критической частоты R^2 и ошибки MAE, RMSE, MAPE за летний период 2023 года представлен на рисунке 1. Наименьшие показатели абсолютной ошибки прогноза получены для модели RandomForestRegressor при шаге ресемплинга 15 минут: MAE = 0.3898, RMSE = 0.4812. Модель XGBoost достигла минимального значения MAE = 0.3793, RMSE = 0.45 при шаге 30 минут, что указывает на высокую точность прогнозирования при увеличении интервала агрегации.

Для интерпретации моделей был проведен анализ важности признаков (в среднем), показывающий вклад каждого параметра в прогнозирование критической частоты. Помимо основного предиктора — сглаженного и временно сдвинутого значения foF2 — значимыми признаками оказались также параметры геомагнитной активности, такие как Bz-med, Bz-max, Ap, а также солнечные индексы F10.7, SN, Phi-mean. Степень их влияния варьировалась в зависимости от использования модели и шага временной агрегации. Так, в модели XGBoost при интервале 30 минут вклад сглаженного значения f0F2 имел 62%, переменные Bz-med и Bz-max в среднем имели порядка 5% Phi-mean - 4,8%, остальные индексы - 0,35%. В случае RandomForestRegressor при шаге 15 минут значимость параметров сглаженного значения foF2 составляло 62.58%, Ap - 0.95%, SN - 0.77%, все остальные индексы - 0,48%.

4. Заключение

В результате исследования разработана методика прогнозирования критической частоты на основе моделей МО. Полученные результаты продемонстрировали наличие зависимости точности прогнозов критической частоты foF2 от геомагнитных и солнечных индексов. Наименьшую ошибку прогноза показала модель RandomForestRegressor с шагом временной агрегации 15 минут, где: MAE - 0.39, RMSE - 0.48, MAPE - 6,63%, при этом была достигнута наивысшая точность 0.92 по R^2 . Значимыми признаками для этой модели являлись: сглаженные значения foF2, Ap, SN.

Список литературы

1. Рябова, Н. В. Разработка методики прогнозирования максимальной применимой частоты ионосферных КВ радиолиний на основе синтеза нейросети / Н. В. Рябова, Н. А. Конкин, А. С. Елчанинова // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2024. – Т. 7, № 4. – С. 691-705. – EDN GJTPAX.
2. IRI — International Reference Ionosphere Model // NASA Community Coordinated Modeling Center (CCMC). [Электронный ресурс]. Режим доступа http://ccmc.gsfc.nasa.gov/tools/ITMAP/#latest-news (дата обращения 11.05.2025).
3. Geomagnetic Indices // NOAA National Center for Environmental Information. [Электронный ресурс]. Режим доступа https://www.ncei.noaa.gov/products/geomagnetic-indices (дата обращения 11.04.2025).

Частотный анализ изображений на основе спайкового представления сигналов

Бондарев В. Н.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
bondarev@sevsu.ru

Аннотация: *Рассматривается задача двумерного спектрального анализа с использованием сигналов, представленных последовательностями импульсов (спайков), генерируемых спайковым нейроном. Предлагается аппроксимирующее двумерное спайковое преобразование Фурье непрерывных сигналов, основанное на спайковом кодировании базисных функций. Показано, что двумерное спайковое преобразование Фурье позволяет вычислять спектры цифровых изображений с относительной среднеквадратичной ошибкой -30...-50 дБ. Основное преимущество предлагаемого двумерного спайкового преобразования Фурье заключается в простой реализации, которая сводится только к выполнению операций суммирования.*

1. Введение

В последнее время интерес к применению нейронных сетей в области обработки сигналов и изображений значительно возрос. Большое внимание уделяется энергоэффективным вычислениям на основе различных моделей спайковых вычислений [1]. Представление сигналов в виде последовательностей спайков, а также разработка базовых алгоритмов для обработки спайковых сигналов имеет большое значение для дальнейшего развития автономных роботизированных систем, Интернета вещей и граничного искусственного интеллекта [1, 2].

Среди большого разнообразия алгоритмов обработки сигналов важная роль отводится алгоритмам спектрального анализа, основанным на преобразовании Фурье. В данной работе предлагается новое двумерное спайковое преобразование Фурье (СПФ), которое аппроксимирует двумерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) и позволяет выполнять вычисления только с помощью операций суммирования.

В ходе построения двумерного СПФ применяется схема инверсного спайкового кодирования, согласно которой в спайковую форму преобразуются базисные функции [3, 4]. Для этой цели используется модель “вход-выход” спайкового нейрона в виде интегратора с порогом (Integrate-and-Fire). Входной сигнал нейрона $f(x)$ поступает на вход интегратора, выход которого сравнивается с положительным или отрицательным порогом $\pm s$. Когда выходной сигнал интегратора $z(x)$ достигает любого из этих порогов, на выходе нейрона формируется спайк со знаком $\lambda_n = \mathrm{sign}(f(x_n))$, где x_n – положение спайка. Выходной спайк сбрасывает интегратор и процесс повторяется. Выходная последовательность спайков $p(x)$ может быть описана в виде суммы дельта функций Дирака $\delta(t)$ с весом s [3, 4]:

$$p(x) = s\sum_n \lambda_n \delta(x - x_n)\,. \qquad)$$

2. Двумерное спайковое преобразование Фурье непрерывных сигналов

Рассмотрим двумерный ряд Фурье непрерывной периодической функции $f(x,y)$ с пространственными координатами x и y. Спектральные коэффициенты ряда определяются выражением

$$F(k,l) = \frac{1}{XY}\int_X\int_Y f(x,y)e^{-i\frac{2\pi}{X}kx - i\frac{2\pi}{Y}ly}dxdy\,, \qquad (2)$$

где X и Y соответствуют пространственным периодам.

Представляя базисные комплексные экспоненциальные функции виде последовательностей спайков (1) и подставляя их в (2), получим выражение для оценки спектральных коэффициентов $F_{\mathrm{M}}(k,l)$ 2D СПФ:

$$F_{\mathrm{M}}(k,l) = \frac{s_k s_l}{XY}[F^{\mathrm{rere}}(k,l) - F^{\mathrm{imim}}(k,l)] - i[F^{\mathrm{reim}}(k,l) + F^{\mathrm{imre}}(k,l)], \qquad (3)$$

где

$$F^{\text{rere}}(k,l)=\sum_{n=1}^{N_l^{\text{re}}}\lambda_n^{\text{re}}(l)F_p^{\text{re}}(k,y_n^{\text{re}}(l)),\ F^{\text{imim}}(k,l)=\sum_{n=1}^{N_l^{\text{im}}}\lambda_n^{\text{im}}(l)F_p^{\text{im}}(k,y_n^{\text{im}}(l)), \quad (4)$$

$$F^{\text{reim}}(k,l)=\sum_{n=1}^{N_l^{\text{re}}}\lambda_n^{\text{im}}(l)F_p^{\text{re}}(k,y_n^{\text{im}}(l)),\ F^{\text{imre}}(k,l)=\sum_{n=1}^{N_l^{\text{re}}}\lambda_n^{\text{re}}(l)F_p^{\text{im}}(k,y_n^{\text{re}}(l)) \quad (5)$$

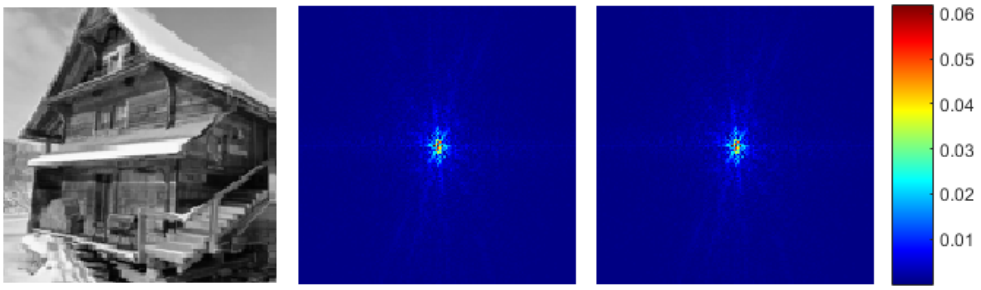
— спектральные коэффициенты, которые являются результатами одномерного спайкового преобразования Фурье некоторых промежуточных функций $F_p^{\text{re}}(k,y)$ и $F_p^{\text{im}}(k,y)$ по координате y. В свою очередь, эти промежуточные функции получаются путем применения одномерного спайкового преобразования Фурье к исходной функции по координате x:

$$F_p^{\text{re}}(k,y)=\sum_{n=1}^{N_k^{\text{re}}}\lambda_n^{\text{re}}(k)f(x_n^{\text{re}}(k),y),\ F_p^{\text{im}}(k,y)=\sum_{n=1}^{N_k^{\text{im}}}\lambda_n^{\text{im}}(k)f(x_n^{\text{im}}(k),y). \quad (6)$$

3. 2D спайк-спектры цифровых изображений

Двумерные дискретные сигналы $f(x,y)$ представляются в виде массивов чисел с целыми индексами x и y. Поэтому для цифровой реализации (3)-(6) необходимо выполнить квантование точных положений спайков $x_n^{\text{re}}(k),x_n^{\text{im}}(k),y_n^{\text{re}}(l),y_n^{\text{im}}(l)$. Квантование положений спайков приводит к неявной свертке функции $f(x,y)$ и прямоугольного окна, размером 1×1. В результате этого вычисляемый спайк-спектр дополнительно умножается на значения спектра прямоугольного окна. Коэффициенты спайк-спектра можно скорректировать, умножив их на обратные значения спектральных составляющих прямоугольного окна.

В качестве примера на рис.1 представлено изображение размером 128×128 и его центрированные спектры, построенные с использованием 2D ДПФ и 2D СПФ. Относительное среднеквадратичное отклонение амплитуд спайк-спектра по сравнению с амплитудами ДПФ-спектра при 256 спайках на периоде гармоники составило –45,2 дБ.



а) б) в)

Рис. 1. Изображение и его 2D спектры:
а) исходное изображение; б) ДПФ спектр; в) СПФ спектр

4. Заключение

Предложены простые выражения для расчета двумерных спайк-спектров изображений, реализуемые только с помощью операций суммирования. Показано, что относительная среднеквадратичная погрешность расчета 2D спайк-спектров изображений находится в диапазоне от –30 дБ до –50 дБ в зависимости от количества спайков, приходящихся на период гармоники, и от вида изображения.

Список литературы

1. Li K., Príncipe J.C. Biologically-inspired pulse signal processing for intelligence at the edge // Front. Artif. Intell. 4:568384. 2021.
2. Bondarev V. Signal processing with spiking neuron model // 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow, Russian Federation. 2023. P. 1-5. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ieeexplore.ieee.org/document/10113406 (дата обращения: 23.04.2025).
3. Bondarev V. Fourier Analysis with Spike-Based Signal Representations // 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow, Russian Federation. 2024. P. 1-5. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ieeexplore.ieee.org/document/10510063 (дата обращения: 23.04.2025).
4. Бондарев В.Н. Спайковая модель сигналов и её применение для спектрального анализа // Цифровая обработка сигналов. 2024. №2. С. 27-34.

Электронно-перестраиваемая магнитоэлектрическая структура для нейроморфных вычислений[1]

[1]Никитин А.О., [1]Петров Р.В., [1]Хаванова М.А.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, 173003, ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Российская Федерация
Roman.Petrov@novsu.ru

Аннотация: *Предлагается новый подход к построению нейроморфных структур с возможностью внешней перестройки на основе слоистых магнитоэлектрических структур. Подход основан на существующей возможности внешнего влияния на области взаимодействия спин-волновых колебаний за счет приложенного электрического поля к магнитоэлектрической структуре.*

1. Введение

Аппаратная реализация нейросетей становится всё более актуальной темой в области искусственного интеллекта и машинного обучения, что связанно с необходимостью повышения производительности и эффективности вычислений. Одним из перспективных направлений в этой области является аппаратная реализация нейросетей на связанных генераторах, где вычисления основываются на эффекте синхронизации связанных генераторов, математическое описание которого было представлено в 1975 году математиком Йошики Курамото [1, 2]. Одним из решающих параметров процесса синхронизации является разница фаз между генераторами колебаний. Ранее в работе [3] на основе исследования магнитоэлектрического (МЭ) базового логического элемента была показана возможность внешнего влияния на области фазовых взаимодействий спин-волновых колебаний через внешнее электрическое поле. В данной работе исследуется модель нейроморфной структуры на основе связанных генераторов спиновых волн с возможностью внешней перестройки, построенная на базе МЭ слоистой структуры.

2. МЭ перестраиваемая нейроструктура

Исследуется нейроморфная структура, состоящая из слоистой МЭ структуры, имеющей дисковую форму (рис. 1). МЭ структура состоит из ферритовой компоненты – иттрий-железистого граната (ИЖГ), на подложке из гадолиний-галлиевого граната (ГГГ). Поверх феррита размещен сегнетоэлектрический слой цирконат-титаната свинца (ЦТС). В точках 1–4 размещены генераторы спиновых волн (в данном исследовании вопросы возбуждения спиновых волн не исследуется). Внешнее магнитное поле направлено по нормали к МЭ структуре, тем самым создано условие существования прямых объемных спиновых волн.

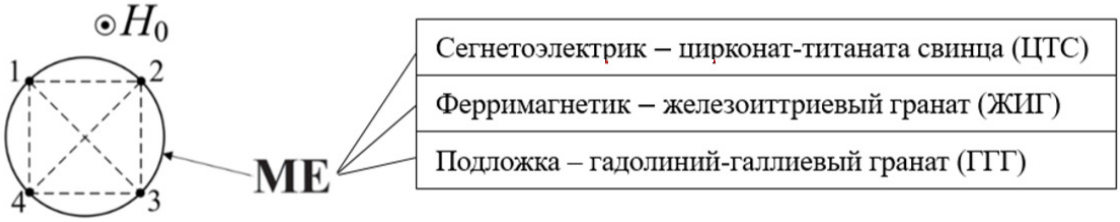


Рис. 1. Модель МЭ нейроструктуры

Математическое описание приведенной нейроструктуры на основе модели Курамото представлена в следующей форме:

$$\frac{1}{2\pi}\frac{d\phi_n}{dt}(t) = f_n + \sum_m^N A_n A_m \kappa_{nm} \sin\big(\phi_m(t) - \phi_n(t)\big), \quad (1)$$

$$\sin\big(\phi_m(t) - \phi_n(t)\big) = \sin\big(2\pi(f_m - f_n)t + (\varphi_{0m} - \varphi_{0n})\big) = \sin\big(2\pi(f_m - f_n)t + (k_m L_m + k_n L_n)\big),$$

где κ_{nm} – константа связи генераторов n и m, f_n – натуральная частота генератора n, $A_{n,m}$ и $\phi_{n,m}(t)$ определяются из волновой функции $\psi_n(t) = A_n \cos\phi_n(t)$, $\varphi_{0m,n}$ – начальные фазы, $k_{m,n}$ – волновые числа, $L = L_m + L_n$ – расстояние между генераторами (для случая встречного следования волн).

Значения волновых чисел для частот m и n зависят от параметров МЭ структуры и могут быть получены на основе дисперсионной характеристики спин-волнового колебания, распространяющего-

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 24-19-20045, https://rscf.ru/project/24-19-20045/).

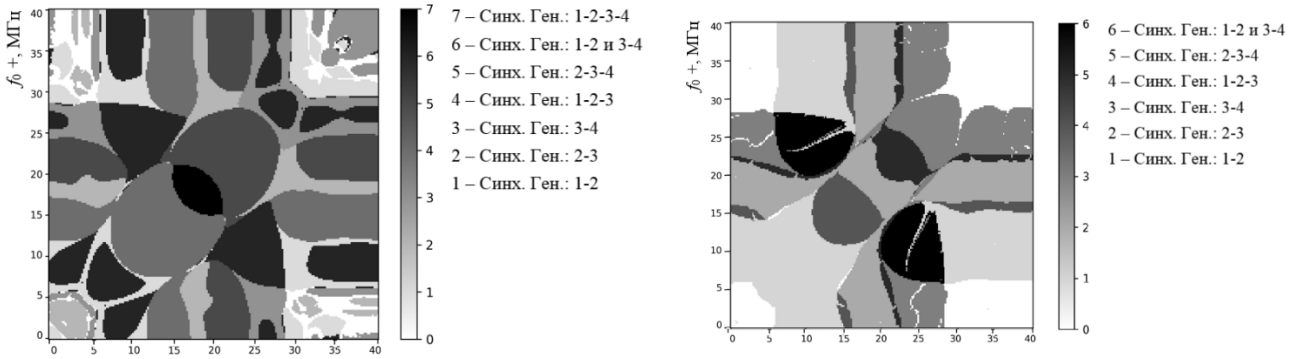
ся по ферритовой компоненте МЭ структуры, подобно [3]. Дисперсионная характеристика прямых объемных спиновых волн имеет следующий вид [4]:

$$\tan\left[\frac{kd}{2}\sqrt{-(1+\chi)}-\frac{n\pi}{2}\right]=\frac{1}{\sqrt{-(1+\chi)}},\ \chi=\frac{\gamma M_0\omega_0}{\omega_0^2-\omega^2},\ \omega_0=\gamma H_{eff},\ \omega=2\pi f, \qquad (2)$$

где M_0 – намагниченность насыщения феррита, χ – диагональный компонент тензора восприимчивости Польдера, H_{eff} – эффективное магнитное поле феррита, k – волновое число, d – толщина ферритового слоя. Выражение для H_{eff} учитывает эффекты размагничивания формы, анизотропию, а также МЭ эффект и имеет для композитной структуры ЦТС-ИЖГ следующий вид [5]:

$$H_{eff}=H_{0e}-4\pi M_0+\frac{4}{3}H_c+0.125E_0, \qquad (3)$$

Из рис. 1 следует, что $L_{13} = L_{24}$ = dia (диаметр структуры), а $L_{12} = L_{23} = L_{34} = L_{14} = \frac{\sqrt{2}}{2}$dia. Предположим, что диаметр нашей МЭ структуры равен 10 мм, тогда $L_{13} = L_{24}$ = 10 мм, а $L_{12} = L_{23} = L_{34} = L_{14} \approx 7$ мм. Значение волнового числа на несущей частоте f = 2311 МГц и нулевом внешнем электрическом поле (по выражению (2)) k = 17.93 рад/см. Тогда разница фаз между генераторами: $\varphi_{12} = \varphi_{23} = \varphi_{34} = \varphi_{14}$ =12.55 рад ≈ 4π, а $\varphi_{13} = \varphi_{24}$ = 17.93 рад ≈ 5.7π. Приложение к структуре внешнего электрического поля приведет к частотному сдвигу (росту) дисперсионной характеристики, что приводит к уменьшению значения волнового числа. Это вызовет фазовый сдвиг для $\varphi_{12} = \varphi_{23} = \varphi_{34} = \varphi_{14}$ на величину ≈ 0.53 рад, а для $\varphi_{13} = \varphi_{24}$ на величину ≈ 0.75 рад на каждые 5 кВ/см, приложенные к структуре. На рис. 2 изображены частотные картины синхронизации в зависимости от величины внешнего электрического поля, для описанной выше нейроструктуры в зависимости от двухчастотных внешних воздействий, на несущей частоте 2311 МГц и распределением частот генераторов от 5 до 45 Гц относительно несущей частоты. Частоты генераторов зададим следующими: Ген.1 – f_0; Ген.2 – f_0 + 5 Гц; Ген.3 – f_0 + 10 Гц; Ген.4 – f_0 + 15 Гц.



а) б)

Рис. 2. Частотные картины синхронизации генераторов
при значениях внешнего электрического поля: а) 0 кВ/см; б) 10 кВ/см

3. Заключение

Предложен новый подход к построению электронно-управляемых аппаратных нейроструктур. В работе исследована зависимость вычислительных процессов на основе связанных спин-волновых генераторов от величины внешнего электрического поля. Проведенный анализ на основе симуляции в программной области *Python* подтвердил возможность использования МЭ эффекта в качестве эффективного механизма управления вычислениями.

Список литературы

1. Y. Kuramoto, “Self-entrainment of a population of coupled non-linear oscillators,” in International Symposium on Mathematical Problems in Theoretical Physics, pp. 420–422, 1975.
2. Vassilieva E., Pinto G., Acacio de Barros J., Suppes P. Learning Pattern Recognition Through Quasi-Synchronization of Phase Oscillators // IEEE Trans Neural Network. 2011. Vol. 22. No. 1. P. 84–95.
3. Misilin V.A., Kisilev V.A., Mikhailov A.A., Petrov R.V. and Nikitin A.O. Magnetoelectric Basic Logic Element for Neuromorphic Computing // Photonics and Electromagnetics Research Symposium (PIERS, Chengdu, China, April 21–25, 2024). P. 1–5.
4. Stancil D.D., Prabhakar A. Spin Waves. Theory and Applications. Springer, Gewerbestrasse, 2009. 355 p.
5. Bichurin M.I., Kornev I.A., Petrov V.M., Tatarenko A.S., Kiliba Yu.V., Srinivasan G. Theory of Magnetoelectric Effects at Microwave Frequencies in a Piezoelectric/Magnetostrictive Multilayer Composite // Phys. Rev. B. 2001. Vol. 64. No. 9. P. 1–6.

Программное обеспечение обнаружения малоразмерных объектов в видеопотоке в режиме реального времени

[1] Касьянов А. О., [2] Потипак М.В., [3] Подколзина Л.А.
[1]*Южный федеральный университет, Инженерно-технологическая академия в г. Таганроге Институт радиотехнических систем и управления, ул. Б. Садовая, 105, Ростов-на-Дону, 347900, Россия*
kasao@mail.ru
[2]*Южный федеральный университет, Научно-исследовательский институт робототехники и процессов управления, ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347928, Россия*
kasyanovao@sfedu.ru
[3]*Донской государственный технический университет, пл.Гагарина,1, Ростов-на-Дону, 344000, Россия*
podkolzinalu@gmail.com

Аннотация: *Доклад посвящен реализованному программному обеспечению, позволяющему обнаруживать малоразмерные объекты, занимающие менее 2% площади кадра, поступающего от источника видеоинформации в реальном масштабе времени. Аппаратная составляющая представлена центральным процессором Intel core i3 и графическим процессором NVIDIA* GeForce *RTX 3080. Источником информации может быть камера, позволяющая получать видеопоток с разрешением не менее Full HD. Для алгоритма обнаружения использована дообученная на расширенном наборе данных нейронная сеть YOLOv8 с архитектурой small. Проведена численная оценка полученного решения. Точность полученного решения для малоразмерного объекта составляет 0,75.*

1. Введение

Несмотря на существующие подходы в области разработки радиоэлектронных систем [1], включающих в себя вопросы обнаружения и сопровождения малоразмерных объектов сложной геометрии (МРО), разработка решения практической задачи обнаружения МРО, способного работать в реальном масштабе времени, является актуальной. Так, необходимо учитывать не только малые размеры МРО, но и скорость работы алгоритма обнаружения, что может накладывать дополнительные ограничения на использование тех или иных подходов к обнаружению МРО.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является обнаружение МРО в видеопотоке в реальном масштабе времени с показателем точности работы не менее 70%. Под МРО понимаем объект, ширина и высота которого на получаемом с видеопотока изображении составляет от 5% ширины кадра и от 4% высоты кадра соответственно.

Для достижения поставленной цели выбран подход к обнаружению МРО на основе нейронной сети YOLOv8[2], сформирован набор данных, содержащий изображения искомого МРО для проведения обучения нейронной сети, проведен ряд экспериментов по обучению различных вариантов архитектуры нейронной сети (nano, small, medium), на графическом процессоре NVIDIA GeForce RTX 3080. Реализовано программное обеспечение, позволяющее обнаруживать искомый МРО на видеопотоке в реальном масштабе времени, выполнена оценка точности полученного решения

3. Выбор подхода к обнаружению МРО

Разработанное программное обеспечение использует в работе три источника видеоинформации(ИИ), работающих в режиме реального времени. Требуется обеспечить получение видеопотока от каждого из ИИ, обработку и выполнение обнаружения всех МРО на каждом из видеопотоков в режиме реального времени. Разработанное программное обеспечение состоит из трех укрупненных модулей. Первый модуль отвечает за работу с ИИ и позволяет выполнять выбор ИИ, подключение, основные настройки ИИ. Так, для дальнейшей работы минимально необходимое разрешение составляет не менее 1920x1080 пикселей, предусмотрено одновременное подключение, работа в режиме реального времени с обнаружением МРО от трех ИИ.

Второй модуль отвечает за получение видеопотока от ИИ, его предварительную обработку, выбор используемого подхода к обнаружению МРО (на основе фоновых преобразований, на основе нейронной сети), выполнение поиска МРО на основе выбранного подхода и вывод информации об обнаруженном МРО.

Третий модуль позволяет проводить гибкую настройку существующего решения. Так, возможно улучшить работу второго модуля на основе подхода применения нейронных сетей. Для этого используется дообучение нейронной сети. Дообучение основывается на возможности пополнения существующего набора данных, на котором выполнялось обучение нейронной сети при разработке про-

граммного обеспечения. Также присутствует возможность смены архитектуры нейронной сети, По результатам проведенных экспериментов для дальнейшего использования выбрана нейронная сеть YOLOv8 с архитектурой small.

Наименование модели	YOLOv8		
	mAP@50-95	Скорость работы, мс	Параметры модели, млн
YOLOv8n	37,3	80,4	3,2
YOLOv8s	44,9	128,4	11,2
YOLOv8m	50,2	234,7	25,9

Рис. 1. Характеристики моделей YOLOv8

Для обучения нейронной сети были объединены два набора данных: первый набор, подготовленный на основании видеоматериалов с летных испытаний, второй набор – получен со специализированного ресурса с наборами данных roboflow. Итоговый набор данных содержит 27 000 изображений. Для того, чтобы уменьшить вероятность переобучения («запоминания») сетью конкретных изображений перед началом обучения итоговый набор данных делится на три части: обучающая выборка, тестовая выборка, валидационная (проверочная) выборка. Затем для работы нейронной сети задаются различные гиперпараметры модели. Гиперпараметры представляют собой такие характеристики модели, которые фиксируются до начала обучения модели, например, количество эпох обучения модели, размер батча. Так, экспериментально установлено, что для текущего набора данных необходимо использовать не менее 70 эпох обучения. Большее число эпох не дает существенного прироста в точности обнаружения МРО. За один проход модели на данном графическом процессоре обрабатывалось 16 изображений, т.е. размерность батча равна16.

Результатом обучения трех нейронных сетей YOLOv8 с различной архитектурой, приведенной на рис.1, является обнаружения МРО в видеопотоке в реальном времени. К дополнительным настраиваемым параметрам МРО можно отнести его расположение в пространстве и режим сопровождения.

4. Экспериментальная оценка программного обеспечения

Показана зависимость скорости и точности работы второго модуля обнаружения МРО в реальном времени от выбранной архитектуры нейронной сети и работы третьего модуля обучения. На рис. 2 приведены значения, полученные для каждой из рассмотренных моделей. Так, по скорости работы архитектура nano позволяет обрабатывать до 8 кадров в секунду, small до 3 кадров, а medium всего 1 кадр. Однако, минимальная точность была достигнута при работе с архитектурой nano. После 80 эпохи возник эффект переобучения, поэтому дальнейшие сравнения производились между сетями с архитектурой small и medium. Необходимо учесть, что граничным условием является работа в режиме реального времени. Так, используемые в работе камеры выдают видеопоток до 24 кадров в секунду. В ситуации, когда обработка 1 кадра занимает секунду, работа в режиме реального времени затруднена в связи с тем, что помимо обработки кадра требуется время на кодирование и декодирование видеопотока, поэтому архитектура medium не подходит для работы на текущем оборудовании в режиме реального времени.

5. Заключение

Разработанное в рамках работы программное обеспечение позволяет выполнять обнаружение МРО, занимающего от 1 % площади кадра, полученного от любого из трех ИИ с разрешением Full HD с показателем точности обнаружения не менее 0,75 в режиме реального времени.

Наименование параметра	YOLOv8		
	Nano	Small	Medium
Время, затраченное на обучение модели, час	3,5	7	12
Оптимальное количество эпох обучения	80	70	55
Размер батча	16	16	16
Время, затрачиваемое на обработку 1 кадра видеопотока, мс	112	345	921
Максимально достигнутая точность	0,62	0,75	0,77

Рис. 2. Сравнение показателей работы

Используемые источники

1. Касьянов А.О. Радиоэлектронные средства управления, локации и связи. – М.: Радиотехника, 2008. — 208 с.
2. Varghese R. YOLOv8: A Novel Object Detection Algorithm with Enhanced Performance and Robustness // 2024 International Conference on Advances in Data Engineering and Intelligent Computing Systems (Chennai, India, 2024). — P. 1—6.

Обучение и тестирование нейронной сети для обнаружения дефектов при производстве элементов радиоэлектронной аппаратуры [1]

Пидотова Д.А., Берзин А.К., Бадьин А.В., Бердюгин А. И., Перевалов А. В.
НИ ТГУ
г. Томск, 634050, пр. Ленина 36, Российская Федерация
diana.nov.15@mail.ru

Аннотация: *В работе рассматривается алгоритм поиска дефектов в корпусах электронного оборудования на основе терагерцовой визуализации с использованием машинного обучения. В качестве дефектов для обучения нейронной сети были выбраны объекты в виде сферы и параллелепипеда. Получена модель сверточной нейронной сети, предназначенная для многозадачного анализа микродефектов на терагерцовых изображениях.*

1. Введение

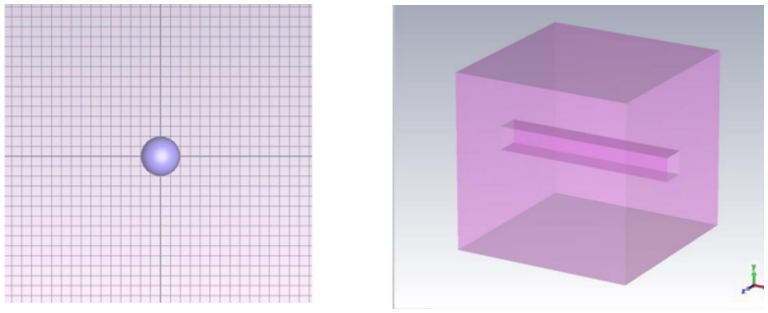
Использование аддитивных технологий в настоящее время позволяет заложить качественные характеристики в конструкции корпусов радиоэлектронного оборудования (РЭА) [1]. При этом радиопрозрачность или экранирование от электромагнитных полей блоков радиоэлектронной аппаратуры и их соединений обеспечивается использованием полимеров [2] и электропроводящих материалов [3]. В процессе производства диэлектрических корпусов радиоэлектронной аппаратуры могут возникать как явные, так и скрытые дефекты, приводящие к снижению конструкционных и потребительских качеств продукции. Современный уровень техники позволяет обнаруживать явные дефекты в поточном режиме с высокой вероятностью, например, широко используемой технологией компьютерного зрения [4].

Перспективным направлением дефектоскопии полимерных изделий является квазиоптическая терагерцовая (ТГц) визуализация внутреннего строения конструкции корпусов РЭА, основанная на регистрации пространственного распределения интенсивности прошедшего (отраженного) ТГц излучения, с использованием методов машинного обучения.

2. Теория

В работе реализуется комплексный подход к автоматизированному выявлению и анализу микродефектов на изображениях размером 11x11 или 15x15 пикселей. На начальном этапе производится загрузка и разметка исходных данных. Файлы ТГц изображений записываются в формате BMP и соответствующие им JSON-файлы считываются из единой директории. Каждый JSON-файл содержит информацию о разновидности дефекта (сфера, параллелепипед или отсутствие дефекта), о координатах его центра, о диаметре или толщине, а в случае параллелепипеда дополнительно указывается угол ориентации. Если для какой-либо характеристики вместо числового значения встречается метка “NONE”, такое значение автоматически заменяется на ноль, чтобы сохранить непрерывность последующих вычислений.

Были сделаны 3D модели конструкций, описывающие типовые дефекты при производстве РЭА (рис.1).



а) б)

Рис. 1. 3D модели конструкций, описывающие типовые дефекты: а) сфера; б) параллелепипед

[1] Научное исследование выполнено в рамках проекта РНФ № 24-79-00314.

Разработанный код реализует полный цикл обучения нейросети на изображениях дефектов с многовыходной моделью, которая предсказывает:

- тип дефекта (сфера, параллелепипед, без дефекта);
- координаты дефекта (x_d, y_d);
- диаметр (d_D) – диаметр сферы / толщина и ширина параллелепипеда;
- угол дефекта (Alpha) – только для параллелепипеда;
- наличие дефекта (0/1).

Архитектура нейросети построена на основе сверточных слоёв с учётом дополнительной пространственной информации. В качестве входа модель получает не только три канала цветного изображения, но и два дополнительных канала, представляющих нормированную по осям сетку координат от –1 до +1.

В качестве метрик при обучении контролируется средняя абсолютная ошибка для регрессий и точность для классификаций. В финале модель обучается в течение пятисот эпох на сбалансированном и аугментированном наборе данных, что позволяет ей одновременно решать сразу несколько взаимосвязанных задач: локализовать дефекты, определить их размер и форму, а при необходимости — угол наклона, а также чётко выявлять отсутствие каких-либо дефектов на изображении. Благодаря подобному мультизадачному подходу достигается высокая точность и надёжность при анализе мельчайших дефектов в промышленных системах контроля качества.

3. Заключение

В результате получена комплексная модель, предназначенная для многозадачного анализа микродефектов на ТГц изображениях и позволяющая производить классификацию типа дефектов, регрессию координат и угла, выявлять наличия дефекта в корпусе РЭА.

Модель продемонстрировала высокую точность как в задачах классификации, так и в задачах регрессии. Отсутствие ошибок в определении типа и наличия дефекта позволяет использовать данную архитектуру в системах автоматического контроля качества. Ошибки по координатам и диаметру находятся на уровне менее 1,3 пикселя, что соответствует 0,6–0,9 мм в пространственных координатах — приемлемый уровень точности при 11×11 пикселях и низком разрешении.

При необходимости более высокой метрической точности требуется: увеличить разрешение входного окна (например, 21×21); применять адаптивное масштабирование окна к размеру дефекта; использовать постобработку, например, локальную донастройку по максимальному градиенту на изображении.

Список литературы

1. Политов К. А. Совершенствование методологии проектного управления внедрения аддитивных технологий предприятий радиоэлектронной промышленности // Экономика в теории и на практике: актуальные вопросы и современные аспекты. 2020. С. 34-38.
2. Златорунский М. В. Создание СВЧ диэлектриков с помощью аддитивных технологий // Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы-2019. 2019. – С. 122-125.
3. Trofimov E. A., Kuleshov G. E., Dorozhkin K. V., Badin A. V., Berdyugin A. I., Perevalov A. V., Pidotova D. A. Electromagnetic Properties of 3D Printed Conductive Porous Plastics at Extremely High Frequency // Russian Physics Journal. 2023. Vol. 66. №. 6.
4. Zidane F., Coli V. L., Lanteri J., Marot J., Brochier L., Binder D., Migliaccio C. Artificial intelligence-based low-terahertz imaging for archaeological shards' classification // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2022. Vol. 70. №. 8. P. 6300-6312.

Проблема влияния ошибки обучения на работу адаптивного цифрового фильтра для нестационарного во времени канала связи

Цимбал В.А., Мокринский Д.В.

Филиал Военной академии Ракетных войск Стратегического назначения имени Петра Великого г. Серпухов, 142210, ул. Бригадная, 17, Российская Федерация

Аннотация: *В докладе описана проблема обработки нестационарных во времени сигналов, связанная с искажениями передаваемой обучающей последовательности, на основе моделирования дака качественная и количественная оценка влияния ошибки обучения на характеристику приема.*

1. Введение

Адаптивная обработка сигналов – это передовая область современной цифровой обработки сигналов (ЦОС, Digital Signal Processing, DSP). Основы адаптивной обработки сигналов были заложены в фундаментальных трудах [1-2] и основываются на байосовском подходе и марковской теории нелинейной фильтрации. Однако несмотря на развитую теорию, практическая реализация высокоэффективных адаптивных фильтров стала возможно только с повсеместным распространением и доступностью современных программных и программно-аппаратных вычислительных устройств.

2. Теория

Современные подходы к адаптивной обработке сигналов основана на теории винеровской фильтрации. Задача расчета вектора оптимальных комплексных весовых коэффициентов адаптивного фильтра решается следующим образом [1,2]:

$$h_{N,0} = R_N^{-1} r_N,, \tag{1}$$

где R_N^{-1} - обратная корреляционная матрица входных сигналов; r_N - вектор взаимной корреляции между входными сигналами и требуемым сигналом.

Расчет фильтра с оптимальными весовыми коэффициентами требует нахождения минимума значения среднеквадратичной ошибки. Методы поиска этого минимума обычно используют градиентные методы, основанные на алгоритмах Ньютона или наискорейшего спуска. На практике поиск (вычисление) весовых коэффициентов адаптивного фильтра часто выполняется с помощью упрощенной версии алгоритма наискорейшего спуска, которая называется LMS-алгоритмом. Более эффективными, но и более сложными в вычислительном отношении по сравнению с градиентными алгоритмами являются RLS-алгоритмы, которые минимизируют сумму квадратов ошибок между требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра, накопленную на интервале наблюдения.

Современная теория и практика адаптивной фильтрации нестационарных во времени сигналов основывается на обеспечении возможности приближения характеристик приема к теоретически достижимым за счет корректного подбора длительностей передачи информационной и обучающей частей передаваемого пакета данных, обеспечивая (на указанных длительностях) квазистационарный режим работы. Однако, данный подход не учитывает возможность внесения дополнительных кратковременных мультипликативных искажений в обучающую последовательность при распространении радиосигнала в пространстве [3]. Следствием этого является то, что настройка весовых коэффициентов цифрового адаптивного фильтра по искаженной (частично искаженной) обучающей последовательности, может существенно повлиять на качество обработки информационной части пакета [4].

3. Моделирование

Для оценки влияния ошибок обучения адаптивного эквалайзера на качество детектирования принимаемого радиосигнала была разработана имитационная модель. Моделированного проводилась для QPSK моделированного сигнала, со структурой пакета передачи данных, состоящей из 20 обучающих и 20 информационных бит, использовался RLS алгоритм для адаптивного фильтра с обратной связи по решению, количество переданных информационных бит -10000, модель канала связи – Релеевская, с медленными замираниями и ОСШ=10дБ.

Серия численных экспериментов проводилась при различных значениях мультипликативного множителя группового ослабления (усиления) который: отдельно для обучающей последовательность (рисунок 1, графики a); отдельно для информационной последовательности (рисунок 1, графики b), одновременно для двух последовательностей (рисунок 1, графики c).

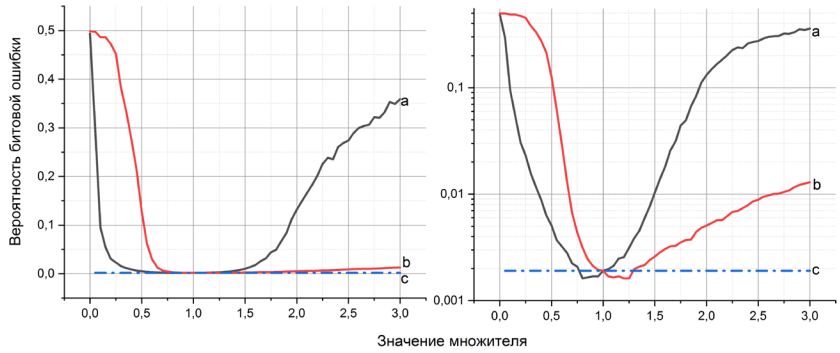


Рис. 1. Зависимость вероятности битовой ошибки от значения множителя ослабления/усиления для нормального и логарифмического масштабов: a) при воздействии на обучающую последовательность; б) при воздействии на информационную последовательность 2; c) при синхронном воздействии на обучающую и информационную последовательности

Как следует из графика «c»: в случае синхронного линейного воздействия на обе передаваемые последовательности (информационную и обучающую) продолжает реализовываться квазистационарный режим работы системы связи. Общее усиление или ослабление никак не сказывается на характеристике приема. Однако при воздействии множителя только на одну из комплексных последовательностей, квазистационарность работы нарушается и начинают возникать нарастающие ошибки приема. Очевидно, что минимумы ошибок располагаются вблизи значения множителя равного 1, а при увеличении или уменьшении множителя происходит их возрастание. Важно отметить, что по результатам моделирования наблюдаются качественные отличия для графиков обучающей и информационной последовательностей. Так для информационной последовательности наблюдается критический спад характеристики приема на значениях множителя ослабления от 0,25 до 0,6; режим относительно стабильной работы (с вероятностью битовой ошибки менее 10^{-2}) от 0,6 до 2,5; и дальнейшее плавное ухудшение характеристики по закону близкому к линейному. Для обучающей последовательности наблюдается существенно иная картина: критический спад характеристики приема на значениях множителя ослабления от 0,05 до 0,3; режим относительно стабильной работы (с вероятностью битовой ошибки менее 10^{-2}) от 0,3 до 1,5 с крутыми скатами без ярко выраженного стабильного рабочего плато; и дальнейшее резкое ухудшение характеристики приема.

3. Заключение

Проведение численного моделирование показало существенное влияние ошибок обучения адаптивного эквалайзера на качество детектирования принимаемого радиосигнала. Отдельно стоит отметить то, что общая картина ухудшения качества приема при искажении обучающей последовательности заметно отличается от графиков для информационной части пакета передачи данных. . Важным отличием является то, что устранить ошибки, вызванные воздействием на информационную часть пакета передачи данных, не представляется возможным, из-за отсутствия на приемной стороне дополнительных априорных сведений о передаваемых данных. При этом ошибки, вызванные воздействием на обучающую часть пакета передачи данных, являются следствием используемого метода адаптивной фильтрации и теоретически могут быть устранены или уменьшены за счет усовершенствования или модификации метода обработки сигнала.

Список литературы

1. Djigan V. I. Lattice RLS for nonstationary signal processing // Radioengineering: Proceedings of Czech and Slovak Technical Universities and URSI Committers. 2006, Vol. 15. - №1. - P. 25-31.
2. Widrow B., McCool J. M., Larimore M. G., Johnson C. R. Stationary and nonstationary characteristics of the LMS adaptive filter // Proceedings of the IEEE. 1976, Vol. 64. №8. - P. 1151-1162.
3. Мокринский Д.В. Оценка и границы применимости адаптивных LMS и RMS эквалайзеров для протокола типа MIL-STD-188-110A // Новые информационные технологии в системах связи и управления. 2018, Тр. XVII Рос. НТК. – С. 34–38.
4. Мокринский Д. В., Тоискин В.Е., Кукреш В.А. Исследование компенсационных характеристик адаптивного RlS эквалайзера при работе с каналами связи с постоянным частотным сдвигом // Сборник трудов участников I Межведомственной научно-практической конференции «Телекоммуникации и кибербезопасность: специальные системы и технологии», 2019, Т. 2. – С. 219–222.

Контроль ошибок при измерении физических величин с помощью микропроцессорного датчика

Клевцов С.И.
Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета
г. Таганрог Ростовской обл., 347900, пер. Некрасовский, 44, Российская Федерация
siklevcov@sfedu.ru

Аннотация: *На примере датчика давления рассматривается проблема выбора модели и параметров функции преобразования микропроцессорного датчика. В основе функции преобразования лежит математическая модель, связывающая электрический сигнал, поступающий с измерительного преобразователя датчика, со значением физической величины. Для эффективного контроля погрешности измерений предложен метод многосегментной пространственной аппроксимации на основе моделей линейных или нелинейных пространственных элементов. Сформулирована процедура контроля ошибок. Метод позволяет изменять типы и конфигурацию пространственных элементов и таким образом влиять на погрешность измерений.*

1. Введение

Повышение точности и достоверности определения значений физических величин является важной задачей при разработке методов обработки результатов измерений в микропроцессорных датчиках. В микропроцессорном датчике используется модель функции преобразования, которая адаптирована к конфигурации реальной функции преобразования чувствительного элемента датчика и поведению этой функции при воздействии внешних дестабилизирующих факторов [1, 2, 3].

Погрешность измерения физической величины микропроцессорным датчиком в значительной степени определяется выбором модели функции преобразования и, соответственно, погрешностью аппроксимации этой функции [4]. Требования к точности измерений, в свою очередь, формируются на основе анализа задач, решаемых с использованием измеряемых величин. При выборе модели функции преобразования датчика следует исходить из соображений достижения уровня достаточной точности вычисления значений физической величины.

Целью данной работы является разработка модели преобразования отклика датчика, которая была бы более точной, чем существующие модели. Она также должна иметь низкую вычислительную сложность и обеспечивать контроль над погрешностью вычислений.

2. Постановка и метод решения задачи

Для контроля погрешности аппроксимации функции преобразования датчика можно использовать метод многосегментной пространственной аппроксимации (MSSA), а в качестве сегментов использовать модели линейных или нелинейных пространственных элементов [5, 6].

Наиболее опасным внешним воздействующим фактором, существенно влияющим на погрешность измерения медленно изменяющейся физической величины, например, давления, является температура окружающей среды [5]. Тогда пространственная модель функции преобразования датчика давления, учитывающая влияние температуры, представляется выражением [6]:

$$P_t = P(U_{Pt}, U_{Tt}, \bar{\gamma}_{\alpha\beta}, \Omega_{\alpha\beta}, F_{\alpha\beta}, \varepsilon_P), \quad (1)$$

где P_t - значение давления в момент времени t; U_{Pt} - значение электрического сигнала, снимаемого с канала измерения давления аналоговой части интеллектуального датчика (далее - канал давления датчика) в момент времени t; U_{Tt} - значение электрического сигнала, снимаемого с канала измерения температуры аналоговой части интеллектуального датчика (далее - сигнал канала температуры) в момент времени t; $\Omega_{\alpha\beta} = \bar{U}_{P\alpha} \cup \bar{U}_{T\beta}$ - область αβ -го сегмента функции; α - номер интервала разбиения области изменения сигнала канала давления, $\alpha = 1, \ldots, L_P$; β - номер интервала разбиения области изменения сигнала канала температуры, $\beta = 1, \ldots, L_T$; L_{PT} - общее количество сегментов; $\bar{U}_{P\alpha} = \{U_P \in [U_{P,\alpha-1}, U_{P,\alpha}]\}$ - диапазон изменения значений электрического сигнала по каналу давления для области определения αβ -го сегмента; $U_{P,\alpha-1}, U_{P,\alpha}$ - нижняя и верхняя границы диапазона $\bar{U}_{P\alpha}$; $\bar{U}_{T\beta} = \{U_T \in [U_{T,\beta-1}, U_{T,\beta}]\}$ - диапазон изменений значений электрического сигнала по каналу температуры для области определения αβ-го сегмента; $U_{T,\beta-1}, U_{T,\beta}$ - нижняя и верхняя границы диапазона $\bar{U}_{T\beta}$; $\bar{\gamma}_{\alpha\beta}$ - массив значений коэффициентов аппроксимации αβ-го участка функции; $F_{\alpha\beta}$- функция,

аппроксимирующая αβ-й участок функции датчика; ε_P - максимальная ошибка аппроксимации функции преобразования.

Для построения MSSA датчика используется информация о поведении функции преобразования чувствительного элемента под воздействием измеряемой физической величины и наиболее значимого внешнего фактора, в данном случае давления и температуры. Эти данные получаются в результате калибровочных испытаний и объединяются в массив значений электрических сигналов канала давления и канала температуры. С помощью различных функциональных зависимостей можно построить сегменты датчика MSSA в виде локального линейного элемента (плоскости) или локального нелинейного элемента (поверхности) [6].

Анализ результатов моделирования показывает, что наименьшая погрешность аппроксимации характерна для случая использования нелинейных пространственных элементов (NSE). Например, относительная погрешность аппроксимации функции преобразования с помощью NSE на подобласти размером 2 кгс/см2 × 40°C для исследуемого датчика давления не превышала 0,03% в диапазоне давлений от 0 кгс/см2 до 10 кгс/см2 и температур от -40°C до 80°C.

В случае использования линейных пространственных элементов (LSE) погрешность аппроксимации выше. Для того же датчика ошибка аппроксимации в среднем лежит в диапазоне 0,1 % ÷ 0,05 %, что значительно выше по сравнению с ошибкой при использовании NSE. Плоскостная модель сегмента MSSA, естественно, менее чувствительна к нелинейности исходной функции преобразования, ее адаптивные возможности ниже по сравнению с нелинейной моделью.

3. Заключение

Однако если задача, поставленная перед датчиком, не требует очень высокой точности измерений, то целесообразно использовать линейные модели сегмента, так как они характеризуются низкой сложностью и, соответственно, простотой расчетов давления. Это влияет на выбор контроллера датчика, его стоимость и стоимость измерений.

Порядок использования MSSA для расчетов давления с учетом влияния температуры способствует комбинированному использованию линейных и нелинейных пространственных элементов в рамках одной модели MSSA. Но процедура выбора типа сегмента должна начинаться с оценки возможности использования сначала линейного пространственного элемента, а при невозможности удовлетворить требования к точности - анализа использования нелинейного элемента.

Кроме того, метод построения MSSA позволяет модифицировать текущую модель пространственной аппроксимации путем изменения типов локальных пространственных элементов и таким образом управлять погрешностью измерений.

Список литературы

1. Семенов Л.А., Сирая Т.Н. Методы построения градуировочных характеристик средств измерений. М.: Издательство стандартов, 1986.
2. Бобровников Н.Р., Яркин С.В., Гридин Ю.Н., Стрыгин В.Д., Чертов Ю.Д. Математическое обеспечение микропроцессорных датчиков для преобразования аналоговых пневматических сигналов// Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. Т. 2, 2002. - С. 36-39.
3. Горбунов С.Ф., Цыпин Б.В. Линеаризация калибровочных характеристик емкостных датчиков давления// Измерительная техника. Т. 53. № 10. 2011 - С. 1113-1117.
4. Сапонич Д., Джигич А. Коррекция пьезорезистивного датчика давления с помощью микроконтроллера//Приборы и техника эксперимента. Т. 1. 2001. - С. 54-60.
5. Klevtsov S.I., Udod Y.V. Model of the Spatial Conversion Characteristics for Graduation of the Microprocessor-Based Sensor's with Indemnification of Influence Destabilizing Factors. 2015 International Siberian Conference on Control and Comunications (SIBCON). Proceedings. Russia, Omsk. 2015. http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber= 7,147,097.
6. Klevtsov S. Plane Conversion Characteristic Model for Microprocessor Pressure Sensor in Proc. 2021 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), 2021. - Pp. 190 – 193. doi: 10.1109/USBEREIT51232.2021.9455006.

Анализ влияния производных и модельных предикторов на точность прогнозирования максимально применимых частот КВ радиолиний[1]

Конкин Н. А., Елчанинова А. С.

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

Аннотация: *В работе проведён комплексный анализ влияния производных и модельных предикторов на точность однодневного прогноза максимальной применимой частоты (МПЧ) для станций в г.Йошкар-Оле (Россия) и г. Брисбоне (Австралия). Для моделирования использовались XGBoost, Elastic Net и Huber Regressor, а их объединение в Voting обеспечивало более устойчивые прогнозы. Исследование включало три этапа: оценка важности всех предикторов, формирование индивидуальных (set1) и универсального (set2) наборов признаков и сравнительный анализ качества прогнозов. Установлено, что наибольший вклад вносили модельные оценки MUF_IRI2020, сезонные и суточные лаг-признаки; в тоже время применение специализированных наборов лишь незначительно изменяло точность по сравнению с базовыми моделями.*

1. Введение

Максимальная применимая частота (МПЧ) коротковолновой радиосвязи характеризуется выраженной суточной и сезонной изменчивостью, обусловленной динамикой ионосферы, солнечной активностью и геомагнитными возмущениями [1]. Для прогнозирования МПЧ с использованием методов машинного обучения формируются производные признаки: временные лага, скользящие окна с агрегацией статистик и декомпозиция временных рядов на трендовые и сезонные компоненты. Дополнительно используются модельные предикторы, полученные из международной модели ионосферы IRI-2020 [2], предоставляющей усреднённые значения ионосферных параметров в диапазоне высот от 50 до 2000 км. Для оценки универсальности подходов к прогнозированию МПЧ выбраны приемные станции в г. Йошкар-Оле (Россия) (56°39′ с. ш. 47°53′ в. д) и г. Брисбене (Австралия) (27°28′ ю. ш. 153°01′ в. д.), представляющие различные геофизические условия. Такой выбор позволяет проанализировать влияние производных и модельных предикторов на точность прогнозирования МПЧ в различных ионосферных условиях.

2. Методы машинного обучении. Предикторы

Для обучения модели применялись три алгоритма: XGBoost (градиентный бустинг над деревьями решений), Elastic Net (регуляризованная линейная регрессия с комбинированными L1- и L2-штрафами) и Huber Regressor (робастная линейная регрессия с Huber-потерей, устойчивая к выбросам)[3]. С целью повышения стабильности и обобщающей способности прогнозов использовался агрегирующий метод Voting, агрегирующий предсказания указанных моделей при помощи усреднения результатов прогноза. Итоговый набор предикторов включал как модельные оценки MUF(3000)F2_trend, так и широкий набор производных лаг-признаков сдвинутых на 288 отсчетов (24 ч): фактическое значение хода МПЧ (muf_lag_288), скользящие статистики в окнах по 12 отсчетов (muf_rolling_12_mean_lag_288, muf_rolling_12_min_lag_288, muf_rolling_12_max_lag_288, muf_rolling_12_std_lag_288), по 48 отсчетов (muf_rolling_48_mean_lag_288, muf_rolling_48_min_lag_288, muf_rolling_48_max_lag_288, muf_rolling_48_std_lag_288) и по 288 отсчетов (muf_rolling_288_mean_lag_288, muf_rolling_288_min_lag_288, muf_rolling_288_max_lag_288, muf_rolling_288_std_lag_288), а также трендовую (muf_trend_lag_288), сезонную (muf_seasonal_lag_288) и вариационную (muf_residual_lag_288) компоненты временного ряда, дополненные временными признаками час (hour) и минута (minute).

3. Алгоритм исследования, выделение и формирование наборов предикторов

Имея сформированные признаки и выбранные модели, далее описывается алгоритм исследования. Алгоритм исследования базируется на данных МПЧ за каждый сезон 2023 года, полученный для станции в г. Йошкар – Ола и г. Брисбен. Тренировочная часть датасетов имеет размер 18 дней,

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 23-19-00145.

тестовая – 7 дней, шаг 5 минут. Прогноз выполнялся с шагом в 1 день, при фиксированном размере тренировочной выборки (18 дней). Алгоритм реализовывался в 3 этапа. На первом этапе проведена оценка точности максимальной применимой частоты (МПЧ) и важности предикторов с использованием моделей XGBoost, Elastic Net и Huber на данных. На втором этапе выделены и сформированы два индивидуальных набора предикторов для каждой из станций (set1), а также универсальный набор предикторов для обеих станций (set2), проведен прогноз на данных предикторах с использованием агрегирующего метода МО (Voting). На третьем этапе выполнен сравнительным анализ точности прогнозирования и важности предикторов по результатам первого и второго этапов.

Таким образом сформированный на этапа 1 индивидуальный набор предикторов set1 для Брисбона включает: компоненту тренда (muf_trend_lag_288), значения минимального и стандартного отклонения скользящего окна размером 288 отсчетов (muf_rolling_288_min_lag_288_min и muf_rolling_288_min_lag_288_std), сезонную компоненту (muf_seasonal_lag_288), модельную МПЧ рассчитанную по IRI-2020 (MUF_IRI2020), фактические значения МПЧ (muf_lag_288). Данный стек отражает более выраженный плавный тренд и высокий внутрисуточный разброс. Набор предикторов set1 для Йошкар-Олы включает: значения минимального и стандартного отклонения скользящего окна из 288 точек (muf_rolling_288_min и muf_rolling_288_std), сезонную компоненту (muf_seasonal), модельную МПЧ по IRI-2020 (MUF_IRI2020), суточное значение МПЧ (muf_lag_288), временной признак (hour). Данный набор отражает более стабильное суточное поведение МПЧ в данной географической области.

Универсальный набор предикторов set2, применимый как к Йошкар-Оле, так и к Брисбону, состоит из: модельных значений МПЧ рассчитанных по IRI-2020 (MUF_IRI2020), суточного изменения МПЧ (muf_lag_288), сезонной компоненты (muf_seasonal_lag_288), временного признака (hour), скользящих средних и минимальных значений МПЧ (muf_rolling_48_mean_lag_288 и muf_rolling_288_min_lag_288).

4. Результаты прогнозирования МПЧ

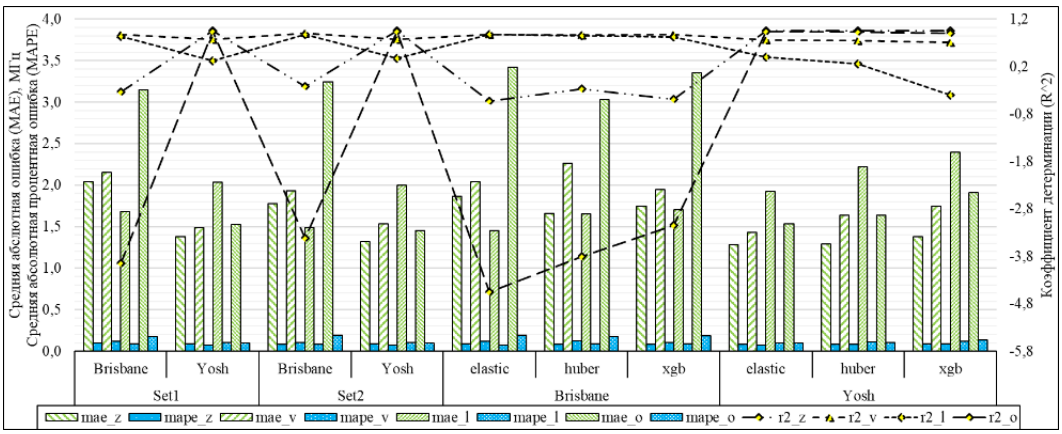


Рис. 1. Результаты прогнозирования МПЧ по усредненным метрикам MAE, MAPE, R^2 за 7 дней для станций Йошкар-Ола и Брисбон без выделения предикторов и после выделения индивидуальных для станций (set1) и общих предикторов (set2).

По результатам прогнозирования МПЧ (рис. 1) с применением моделей XGBoost, Elastic Net и Huber без выделения предикторов, усредненные метрики за 7 дней для станций Йошкар-Ола и Брисбон составили по средней абсолютной ошибке (MAE) от 1,280 до 3,422 МГц, средней абсолютной процентной ошибке (MAPE) от 0,085 до 0,195, по коэффициенту детерминации (R^2) от -4,560 до 0,959.

При более детальном анализе результатов по сезонам было установлено, что для станции Йошкар-Ола наилучшие показатели точности продемонстрировала модель Elastic Net, обеспечив минимальные значения ошибок по MAE от 1,280 до 1,534 МГц и MAPE от 0,072 до 0,097. В то время как для станции Брисбон наиболее эффективными оказались модели Huber по MAE от 1,649 до 3,033 МГц и MAPE от 0,076 до 0,177 и XGBoost по MAE от 1,706 до 3,356 МГц и MAPE от 0,084 до 0,186.

Для оценки влияния выделенных предикторов дополнительно были протестированы индивидуальный набор set1 и универсальный набор set2 в сочетании с агрегирующей моделью Voting. При использовании set1 для станции Брисбон усреднённые значения MAE варьировались от 1,679 до 3,159 МГц, MAPE от 0,119 до 0,180, коэффициент детерминации R^2 от -3,951 до 0,954. Аналогично, при применении признаков set2 MAE составила от 1,321 до 3,243 МГц, MAPE от 0,086 до 0,189, а значения R^2 находились в диапазоне от -3,421 до 0,957.

5. Заключение

В рамках исследования для моделей XGBoost, Elastic Net и Huber были идентифицированы наиболее значимые предикторы, оказывающие существенное влияние на точность прогнозирования максимальной применимой частоты (МПЧ). Для приемной станции г. Йошкар-Ола наибольший вклад вносили следующие предикторы: сезонная компонента (muf_seasonal), модельное значение МПЧ рассчитанное по IRI-2020 (MUF_IRI2020) и суточное значение МПЧ (muf_lag_288). Для станции г. Брисбен наиболее важными признаками являются: MUF_IRI2020, стандартное отклонение и минимальное значение в скользящем окне размером 288 отсчетов (muf_rolling_288_std_lag_288 и muf_rolling_288_min_lag_288). Агрегация предикторов с применением метода Voting, основанного на усреднении прогноза по трем моделям, не привела к значительному повышению или ухудшению точности (более 6%) по сравнению с базовыми моделями.

Список литературы

1. Прогнозирование полосы прозрачности ионосферной линии КВ-радиосвязи. Ч. 1. Теоретико-экспериментальные основы нового когнитивного подхода к диагностике и прогнозированию максимально применимой частоты / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, Н. В. Рябова [и др.] // Радиотехника. – 2025. – Т. 89, № 2. – С. 152-166. – DOI 10.18127/j00338486-202502-20. – EDN ENIEKQ.
2. Bilitza, D., Pezzopane, M., Truhlik, V., Altadill, D., Reinisch, B. W., & Pignalberi, A. (2022). The International Reference Ionosphere model: A review and description of an ionospheric benchmark. Reviews of Geophysics, 60(2), e2022RG000792
3. Pedregosa, F., Varoquaux, G., Gramfort, A., Michel, V., Thirion, B., Grisel, O., ... & Duchesnay, E. (2011). Scikit-learn: Machine Learning in Python. Journal of Machine Learning Research, 12, 2825–2830.

Двухполяризационный сверхширокополосный кардиоидный излучатель

Косак Р. Э.

Южный федеральный университет
пер. Некрасовский, 44, г. Таганрог, 347922, Российская Федерация
kosak@sfedu.ru

Аннотация: *В докладе предложена конструкция компактного двухполяризационного сверхширокополосного кардиоидного излучателя на основе антенны Вивальди. Рассмотрен коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) в Е- и Н- плоскости в режиме широкоугольного сканирования в секторе углов ±60º.*

1. Введение

Фазированные антенные решетки (ФАР) находят широкое применение в спутниковых системах связи и навигации [1], в составе радиолокационных станций различного назначения [2] и т.д. Часто к ФАР предъявляются требования компактности, возможности работы в сверхширокой полосе частот (СШП), широкоугольного сканирования и работы на двух ортогональных поляризациях, что обеспечить одновременно довольно сложно. Всем этим требованиям могут удовлетворить излучатели ФАР на основе антенны Вивальди [3]. В данной работе в качестве одного из таких излучателей приводится конструкция электродинамической модели двухполяризационного кардиоидного излучателя.

2. Конструкция излучателя и его характеристики согласования

Конструкция предлагаемого в работе двухполяризационного кардиоидного излучателя, представленная на рис. 1, разработана на основе излучателя линейной поляризации из [4]. На рис. 2 представлены частотные характеристики КСВН излучателя в составе бесконечной ФАР при сканировании в Е- (*а*) и Н-плоскостях (*б*). На графиках каждому типу кривой соответствует свое значение угла сканирования: 0° (—), 15° (- - -), 30° (- -), 45° ( ) и 60° (- -).

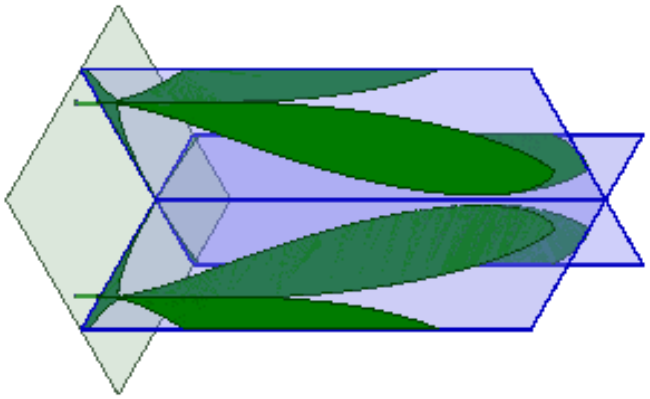
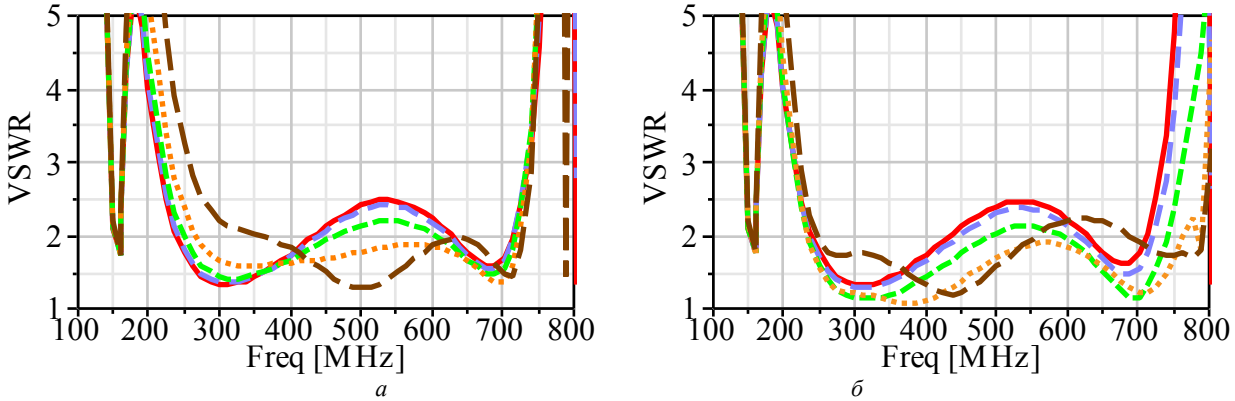


Рис. 1. Конструктивная форма исходной конструкции излучателя.



а *б*

Рис. 2. Частотные характеристики КСВН излучателя.

Согласно рис. 2, *а, б*, рабочая полоса частот исходной конструкции излучателя по уровню КСВН ≤ 3 располагается в диапазоне от 257,6 до 732,5 МГц при сканировании в секторе углов ±60º в Е- и Н-плоскостях, чему соответствует значение коэффициента перекрытия 2,844. Электрический

размер излучателя на верхней рабочей частоте 732,5 МГц составляет 0,366 λ × 0,366 λ × 0,732 λ, а на нижней рабочей частоте 257,6 МГц – 0,129 λ × 0,129 λ × 0,258 λ.

3. Заключение

Определено, что предложенная конструкция двухполяризационного кардиоидного излучателя совмещает в себе требования работы в СШП, широкоугольного сканирования, компактности и работы на двух ортогональных поляризациях.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №22-19-00537-П, https://rscf.ru/project/22-19-00537/ в Центре коллективного пользования «Прикладная электродинамика и антенные измерения» Южного федерального университета, г. Таганрог.

Список литературы

1. Овчинникова Е. В., Гаджиев Э. В., Кондратьев С. Г. [и др.] Антенные решётки спутниковых мобильных телекоммуникационных систем // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2021. Т. 182, № 3. С. 39–54.
2. Шевцов О. Ю., Артющев А. В., Крехтунов В. М. [и др.] Особенности построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн для РЛС зенитно-ракетного комплекса малой дальности // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук. 2010. № 3(65). С. 61–69.
3. Gibson P. J. The Vivaldi aerial. In: Proc. 9th Eur. Microw. Conf., September 17–20. 1979. P. 101–105. DOI: 10.1109/EUMA.1979.332681.
4. Косак Р.Э., Геворкян А.В. Компактный сверхширокополосный излучатель Вивальди кардиоидной формы с прямоугольными импедансными вставками // Известия ЮФУ. Технические науки. 2024. № 3. С. 276–284. DOI: 10.18522/2311-3103-2024-3-276-284.

Фокусировка электромагнитного излучения в слоистой среде для задач гипертермии и интерферометрии[1]

Аль-Мамури, А. М. Т.[1,2], С. Н. Шабунин[1]
[1]*Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина*
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
[2]*Университет Дияла, Ирак, Бакуба*
E-mail: adnanalmamory@gmail.com

Аннотация: *Метод тензорных функций Грина использован для анализа излучения антенн, расположенных на границе со слоистой средой, и расчета электромагнитных полей в многослойных биологических тканях. Предложено использовать антенну вытекающей волны для формирования направленного электромагнитного излучения за счет динамической регулировки частоты, улучшения проникновения энергии на заданную глубину тканей. Представлена звездообразная конфигурация с несколькими антеннами вытекающих волн, которые производят пересекающиеся пучки излучения, сходящиеся на целевой глубине, облегчая локализованный нагрев и сводя при этом к минимуму термическое повреждение окружающих здоровых тканей. Такой подход повышает безопасность и эффективность термической терапии в клинических условиях. Приведены графики, иллюстрирующие распределение электромагнитного поля и его фокусировку на примере двух разнесенных излучателей.*

1. Введение

Фокусирующие антенны имеют решающее значение для таких приложений, как беспроводная передача энергии, бесконтактные датчики, интерферометрия и медицинское лечение. В отличие от обычных антенн, предназначенных для направленного излучения в дальней зоне, фокусирующие антенны создают энергетический кластер в ближней зоне на определенном расстоянии и в определенном направлении. Это важно для таких медицинских проблем, как гипертермия, требующая точного нагрева целевой области без вреда для окружающих тканей. Интерферометрия также выигрывает от измерения теплового излучения из нужной области [1]. Контроль расстояния до этого энергетического кластера является важной задачей. Анализ излучения ближнего поля является трудной задачей из-за его сложной структуры, включающей значительную компоненту реактивного поля. Эта трудность возрастает, когда среда вблизи антенны неоднородна, например, тело человека [2]. Более ранние подходы часто изучали сфокусированные поля в воздухе или использовали микрополосковые решетки и апертурные антенны, требующие сложных амплитудно-фазовых распределений. В данной работе предлагается использовать антенну вытекающей волны (LWA) в качестве излучающей структуры [3]. Ключевым преимуществом LWA является их способность изменять направление излучения (и, следовательно, расстояние до области с высокой плотностью энергии при суммировании поля хотя бы двух излучателей) путем регулировки рабочей частоты. Метод функций Грина, адаптированный для стратифицированных сред, используется для точного моделирования излучения в слоистых структурах, таких как человеческие ткани. Рассчитывается поле передатчика, включая эффекты отражения. Первоначально LWA моделируются с линейным изменением фазы и постоянной амплитудой. Для таких применений, как гипертермия, предлагается конфигурация LWA в форме звезды, в которой пересекающиеся лучи сходятся на заданной глубине для создания требуемой плотности энергии. Для простоты в данной работе в расчетах рассматриваются только две антенны с линейным изменением фазы.

2. Метод решения

В исследовании используется метод функций Грина, адаптированный для стратифицированных сред, для точного расчета электромагнитных полей в ближней зоне излучателя в многослойных структурах, моделирующих ткани человека. В качестве излучающей структуры используется антенна вытекающей волн (LWA), примечательная своей способностью регулировать направление излучения с помощью переменной частоты, что помогает контролировать плотность энергии. Для гипертермии предлагается конфигурация в форме звезды с несколькими LWA, хотя первоначальные расчеты сосредоточены на более простой настройке с двумя антеннами и линейным распределением фазы. Компоненты электрического поля рассчитываются с использованием математических формулировок из метода функций Грина, учитывая тангенциальные электрические и/или магнитные поля в бесконечной плоскости через апертуру антенны [4]. Для этих расчетов используется численное интегрирование с помощью MATLAB, включая многослойную модель кожи,

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (№ 075-03-2023-006 от 16.01.2023 (номер темы FEUZ-2023-0015).

жира и мышечной ткани. Валидация результатов была достигнута путем моделирования в Ansys HFSS, которое показало близкое согласие. Электромагнитное поле рассчитывается следующим образом

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \iiint_{V'} [\overline{\overline{\Gamma}}_{11}(\mathbf{r},\mathbf{r}').\mathbf{J}(\mathbf{r}') + \overline{\overline{\Gamma}}_{12}(\mathbf{r},\mathbf{r}').\mathbf{M}(\mathbf{r}')]dv', \quad (1)$$

где $\overline{\overline{\Gamma}}_{11}(\mathbf{r},\mathbf{r}')$ является электрической тензорной составляющей, $\overline{\overline{\Gamma}}_{12}(\mathbf{r},\mathbf{r}')$ является магнитным «переносом» функций Грина, и $\mathbf{M}(\mathbf{r}'), \mathbf{J}(\mathbf{r}')$ – магнитные и электрические возбуждающие токи. Выражение (1) позволяет моделировать в том числе излучение апертурных антенн. Например, составляющая, параллельная плоскостям раздела – x-компонента электрического поля, записывается как

$$E_x = \frac{E_x^{\text{inc}} k_0^2}{2\pi^2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\infty} \left[A\cos^2\widehat{\varphi} + B\sin^2\widehat{\varphi} \right] \cos\left(\widehat{\rho} k_0 x \cos\widehat{\varphi}\right) \cos\left(\widehat{\rho} k_0 y \sin\widehat{\varphi}\right) I_1 I_2 \widehat{\rho} d\widehat{\rho} d\widehat{\varphi}, \quad (2)$$

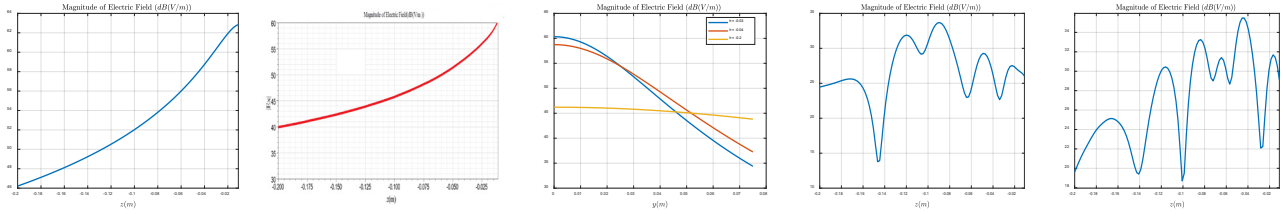
где функции, учитывающие параметры структуры и возбуждение,

$$A = \frac{T_1^E T_2^E \gamma_0 \exp(j\gamma_0 z')}{\left(\gamma_0 \overleftarrow{Y}^E(0) + 1\right)} \left(\frac{Z_0}{\dot{\varepsilon}_3' Z_B} + \frac{1}{\gamma_0} \right), \; B = \frac{T_1^H T_2^H \gamma_0 \exp(j\gamma_0 z')}{\left(\overleftarrow{Y}^E(0) + \gamma_0\right)} \left(\frac{Z_0}{Z_B} + \gamma_0 \right).$$

В (2) интегрирование проводится в пространстве волновых чисел в среде MATLAB. Рассматривается трехслойная структура (кожа, подкожный жир, мышечная ткань). Конкретный выполняемый сценарий расчета – в третьем слое на заданных глубине и частоте. В качестве излучателя рассматривается линейная антенна с заданным коэффициентом замедления. Расчет выполнен в глубь среды (отрицательное значение координаты z.

3. Результаты

Типичные результаты моделирования на частоте 5,8 ГГц выполнены для воздушной среды (рис.1, *а*) в качестве теста и сравнения с Ansys HFSS (рис.1, *б*). Амплитуда монотонно уменьшается. Распределение поля двух разнесенных антенн на разной глубине приведено на рис. 1, *в*. График на рис.1, *г* показывает распределение суммарного поля двух антенн и концентрацию поля на глубине 9 мм в воздуха разнос антенн 50 мм, их длина равна 39мм, а на рис.1, *д* – в трехслойной среде с параметрами $\varepsilon_1' = 670, \varepsilon_2' = 68, \varepsilon_3' = 180, d_1 = 1mm, d_2 = 10mm, \sigma_1 = 0.4, \sigma_2 = 0.15, \sigma_3 = 0.35$. Для формирования наклонного луча в антеннах задах набег фазы $\phi_0 = 7.15\pi$. Разнос антенн 50 мм, их длина равна 39 мм.



а *б* *в* *г* *д*

Рисунок 1. Распределение амплитуды компоненты E_x электрического поля

Конкретная реализация LWA – прямоугольный волновод с поперечными щелями, заполненный диэлектриком. Предложенный подход позволяет рассчитать коэффициент замедления этой антенны с учетом свойств слоистой среды и поле излучения, в том числе в ближней зоне антенны.

Список литературы

1. G. Buonanno and S. Costanzo, "Fresnel-Zone Focused Antenna Arrays: Tolerance Analysis for Biomedical Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 9, pp. 7261-7272, Sept. 2023.
2. Bogosanovic, M., & Williamson, A. G. (2007). Microstrip Antenna Array with a Beam Focused in the Near-Field Zone for Application in Noncontact Microwave Industrial Inspection. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 56(6), 2186–2195.
3. Calcaterra, A.; Simeoni, P.; Migliore, M.D.; Mangini, F.; Frezza, F. Optimized Leaky-Wave Antenna for Hyperthermia in Biological Tissue Theoretical Model. *Sensors* **2023**, *23*, 8923.
4. A. M. Taha and S. Shabunin, "Radiation from an Aperture Antenna in the Near-Field of a Reflecting Surface," 2024 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT).

Передающая антенна L-диапазона для мобильных систем моделирования помеховой обстановки

[1] Сухарев Е. С., [1] Пелёвин В. К., [1] Комиссарова Е. В.

[1] Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)
2-я Бауманская улица, д.5, Москва, 105005, Российская Федерация
mc_ken@list.ru

Аннотация: *Представлены результаты моделирования передающей антенны, работающей на волнах с круговой поляризацией электромагнитного поля в диапазонах L1 и L2 и предназначенной для мобильных систем моделирования помеховой обстановки. Квадрифилярная антенна содержит четыре одинаковые по длине однозаходных спирали, при этом необходимый для обеспечения круговой поляризации фазовый сдвиг реализуется за счет дополнительных линий задержки, сформированных на тыльной стороне отражателя антенны. Такая конструкция упрощает изготовление и сборку антенны, что приводит к улучшению ремонтопригодности изделия при сохранении требуемых электрических характеристик антенны.*

1. Введение

В последние несколько лет выросла потребность в недорогих, конструктивно простых, малогабаритных передающих антеннах L-диапазона, работающих на волнах с круговой поляризацией электромагнитного поля, что связано с их применением в составе различных радиотехнических систем передачи данных, систем связи и навигации и т.д. [1], в том числе в мобильных системах моделирования помеховой обстановки [2]. Как правило, в таких системах используется две и более близко расположенных антенны, что приводит к их взаимному влиянию и, как следствие, изменению входного сопротивления и усложнению их согласования. В связи с этим, актуальным является вопрос создания конструктивно простой, технологически легкой и дешевой в изготовлении антенны, работающей в диапазонах частот L1 и L2 на круговой поляризации электромагнитного поля.

2. Основная часть

Ставится задача разработки передающей антенны для системы моделирования помеховой обстановки, работающей в диапазонах L1 и L2 на круговой поляризации электромагнитного поля, формирующую диаграммы направленности (ДН) шириной по уровню половинной мощности не менее ±40° по азимуту и углу места, коэффициент усиления не менее 5 дБ, коэффициент эллиптичности не менее 0,7 и коэффициент стоячей волны по напряжению не более 2 при входном сопротивлении антенны 50 Ом, поперечные размеры которой не превышают 200х200 мм^2. В процессе разработки антенны выполнен патентный поиск и аналитический обзор литературных источников, в результате которого определены основные варианты конструктивного исполнения такой антенны. Логопериодические антенны в печатном или объемном исполнении [3] обладают существенным преимуществом в виде широкополосности, однако с учетом характеристик доступных материалов невозможно одновременной выполнить требования по коэффициенту усиления и поперечным габаритам таких антенн. Микрополосковые двухдиапазонные антенны [4], имеют малые габаритные размеры и технологичны, однако ввиду резонансных свойств обладают достаточно узкой рабочей полосой частот в каждом из поддиапазонов, что не позволяет моделировать помеховую обстановку одновременно для всех основных навигационных систем, таких как GPS, ГЛОНАСС, Galileo, BeiDou и др. Плоские спиральные антенны, исследуемые в [5], имеют высокий коэффициент эллиптичности, однако в работе не показаны характеристики во всем L-диапазоне, вследствие чего не представляется возможным оценить их характеристики в L1 и L2. Указанных выше недостатков лишены квадрифилярные антенны [6-8], в которых возможна реализация двухдиапазонного однонаправленного излучения волн с круговой поляризацией электромагнитного поля в полосе частот, включающей в себя рабочие частоты L-диапазона всех основных ГНСС.

В качестве прототипа выбрана квадрифилярная антенна, описанная в работе [6]. Формирование направленного излучения круговой поляризации в антенне осуществляется за счет изменения электрической длины спиралей относительно друг друга таким образом, чтобы между соседними излучателями обеспечивался фазовый сдвиг в 90°. Альтернативным решением, позволяющим унифицировать элементы антенны является применение однозаходных спиралей одинаковой длины, а дополнительный фазовый сдвиг между излучателями реализован за счет применения линий задержки,

сформированных на тыльной стороне отражателя по технологии изготовления печатных плат. Расчетная модель двухдиапазонной антенны представлена на рис. 1. Поскольку спирали антенны имеют низкое входное сопротивление, то для улучшения согласования в линиях задержки установлены дополнительные согласующие реактивные элементы. С целью увеличения прочности антенны в конструкцию дополнительно введен диэлектрический цилиндр, а спиральные излучатели располагаются по поверхности этого цилиндра.



а) б)

Рис. 1. Двухдиапазонная антенна с круговой поляризацией электромагнитного поля: а) модель антенны; б) линия задержки

В результате моделирования получены следующие характеристики антенны. В диапазоне L1 - ширина ДН, по уровню половинной мощности составила ±44,6°, коэффициент усиления не менее 7 dBi, при коэффициенте эллиптичности не хуже 0,72; в диапазоне L2 - ширина ДН, по уровню половинной мощности ±45°, коэффициент усиления не менее 6,8 dBi, при коэффициенте эллиптичности не хуже 0,7. В качестве примера на рис. 2 приведены рассчитанные на центральных частотах диапазонов L1 и L2 ДН в угломестной плоскости.



а) б)

Рис. 2. Диаграммы направленности антенны: а) диапазон L2; б) диапазон L1

3. Заключение

Разработана передающая квадрифилярная антенна с круговой поляризацией электромагнитного поля, работающая в диапазонах частот L1 и L2, формирующая в диапазонах частот L1 и L2 диаграмму направленности с шириной по уровню половинной мощности ±45°, коэффициентом усиления не менее 6,8 dBi, коэффициентом эллиптичности не хуже 0,7. Универсальность конструкции достигается тем, что фазовый сдвиг между спиралями реализуется за счет дополнительной линии задержки, образованной на тыльной стороне отражателя антенны, что повышает ремонтопригодность антенны.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / [Р.В. Бакитько и др.]; под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд.3-е, перераб. Москва: Радиотехника, 2005. 687 с.
2. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Под ред. Ю.М. Перунова. М.: «Радиотехника», 2003.416 с.
3. Вьюгин П.А., Курушин А.А Широкополосная логоспиральная антенна с круговой поляризацией // Современная электроника. 2014. №8. С. 74-77.
4. Антонов А.С., Капылов Е.Л. Двухдиапазонная компактная антенна круговой поляризации // Радиотехника. 2025. № 2. С. 80-85.
5. Куприц В.Ю., Лебедев В.Ю., Мещеряков А.А. Анализ характеристик спиральных антенн спутниковых радионавигационных систем. В сб. : 27-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо’2017 (Севастополь, 10—16 сент. 2017 г.). 2017. С. 676—681.
6. Yoann Letestu, Sharaiha Broadband Folded Printed Quadrifilar Helical Antenna // IEEE Transactions On Antennas And Propagation. Vol. 54. No. 5, 2006. Pp. 1600-1604/
7. Банков С. Е., Бычков А., Давыдов А.Г., Курушин А.А. Многопроводные квадрифилярные антенны // Журнал радиоэлектроники. 2010. № 9. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/sep10/1/text.html (дата обращения: 14.02.2025).

Моделирование и разработка широкополосной плоской печатной щелевой антенны для применения в малых летательных аппаратах

Прохоренко В. В.

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»
г. Омск, 644027, ул. Космический проспект 24а, Российская Федерация
aockba@ckba.net

Аннотация: *Работа посвящена моделированию и разработке широкополосной плоской печатной щелевой антенны (называемой антенной Вивальди) с экспоненциально расширяющейся щелевой линией и микрополосковой линией питания. Антенна работает в диапазоне частот от 1 ГГц до 12 ГГц, имеет КСВН не более 2 и коэффициент усиления не менее 1 дБ во всем диапазоне рабочих частот.*

1. Введение

В последние годы на малогабаритных летательных аппаратах наиболее распространенными являются частотно-независимые антенны в виде плоских спиральных, логопериодических, серповидных вибраторных структур. Все чаще применяются печатные щелевые антенны, которые обладают рядом преимуществ: простота изготовления, малые габариты и низкая стоимость.

2. Теория

В щелевых линиях передачи структура волны основного типа близка к ТЕМ волне. Поэтому такие линии передачи и антенны, выполненные на их основе, обладают широкополосностью.

Излучающие пластины печатных щелевых антенн располагаются на одной или противоположных сторонах диэлектрической пластины. Значение ширины щели между пластинами вдоль длины антенны может изменяться различным образом. Например, широко применяется антенна Вивальди с экспоненциально расширяющейся щелью. Резонансные свойства щелевых антенн в большей степени зависят от качества согласования возбуждающего устройства с излучающими пластинами. При достаточно точном согласовании достигается высокая эффективность широкополосных антенн.

В данной работе было выполнено электродинамическое моделирование антенны Вивальди. Получены удовлетворительные радиотехнические характеристики. КСВН антенны в диапазоне частот от 1 ГГц до 12 ГГц составляет не более 2, КУ в диапазоне частот не менее 1 дБ.

После проведения моделирования был изготовлен макет антенны и измерены основные радиотехнические характеристики. Был выполнен сравнительный анализ расчетных и измеренных данных.

Данная антенна имеет ряд неоспоримых преимуществ, но также имеет и недостатки. К основному недостатку можно отнести то, что диаграммы направленности в в Е-плоскости являются частотно-зависимыми и их ширина зависит от габаритов антенны и уменьшается с ростом частоты.

3. Заключение

В данной работе показан процесс моделирования и разработки широкополосной антенны Вивальди, приведены расчетные радиотехнические характеристики, изготовлен макет антенны с измерением основных характеристик.

Список литературы

1. Цай А. Б., Круглов А. И., Мещерякова К. С. Создание излучающего элемента антенной решетки на модифицированных антеннах Вивальди для заданного частотного диапазона // Проблемы СВЧ электроники. 2015. Т. 2. С. 96—100.

Оценка возможности применения малогабаритной ФАР в составе РЛС ближнего действия для БПЛА

[1] Кравченков Н. Д., [2] Щербаков Б. А.

[1] *Филиал ФГБОУ ВО «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»*
Энергетический пр-д, 1, Смоленск, Смоленская обл., 214013
8kravchenkov9b@mail.ru
[2] *Филиал ФГБОУ ВО «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»*
Энергетический пр-д, 1, Смоленск, Смоленская обл., 214013

Аннотация: *В работе рассматривается возможность применения малогабаритной фазированной антенной решётки (ФАР) в составе радиолокационной станции (РЛС) ближнего действия, устанавливаемой на беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Проанализированы требования к РЛС на мобильной платформе, особенности построения компактных активных ФАР, а также ограничения по массе, энергопотреблению и радиолокационным характеристикам. Отдельное внимание уделено элементной базе, обеспечивающей миниатюризацию систем, в том числе полупроводниковым фазовращателям. Рассматриваются перспективы использования подобных решений в задачах наблюдения, навигации и предотвращения столкновений БПЛА с препятствиями.*

1. Введение

Современные БПЛА всё чаще применяются в условиях, требующих высокой автономности и способности к обнаружению объектов в ближней зоне действия, включая городскую застройку, лесистую местность и сложные погодные условия. Для решения задач автоматического обхода препятствий, картографирования и наблюдения возрастает актуальность оснащения таких платформ РЛС ближнего действия. В силу ограничений по массе, габаритам и энергопотреблению, классические антенны с механическим сканированием оказываются неприемлемыми, в то время как ФАР, особенно активные (АФАР), открывают новые возможности благодаря электронному управлению диаграммой направленности. Основной задачей становится адаптация ФАР к условиям ограниченного ресурса на борту БПЛА.

2. Теория

Использование ФАР в компактных РЛС для БПЛА требует соблюдения компромисса между радиотехническими характеристиками (ширина луча, дальность, разрешение), массогабаритными показателями и энергоэффективностью. Миниатюризация ФАР возможна за счёт применения твердотельных фазовращателей на базе полупроводниковых приборов, таких как PIN-диоды, КМОП-структуры и гетероструктуры GaAs или GaN. Они обеспечивают быстрый фазовый отклик и легко интегрируются в микросхемы. Пример архитектуры подобной решётки приведён на рис. 1.

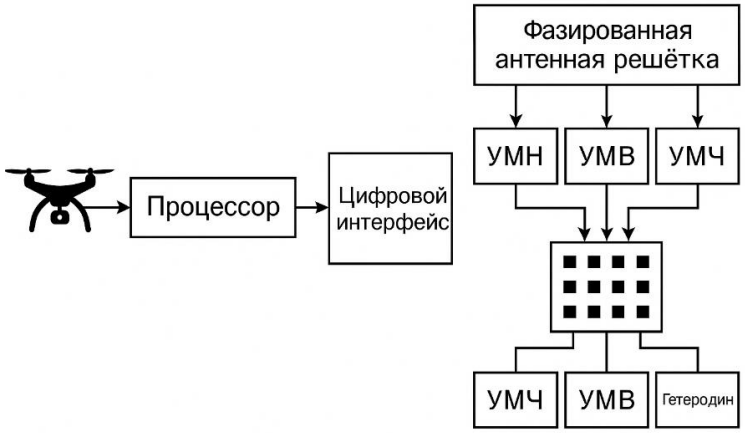


Рис. 1. Структурная схема малогабаритной активной ФАР на БПЛА

В составе таких ФАР используются стандартные функциональные узлы, среди которых УМН (малошумящий усилитель), УМВ (высокочастотный усилитель мощности) и УМЧ (усилитель мощности с низкими искажениями). Эти компоненты обеспечивают необходимый уровень сигнала на разных этапах обработки, что критично для поддержания качественных радиолокационных характеристик при ограничениях по массе и энергопотреблению.

Такие ФАР строятся по принципу распределённого фазового управления с индивидуальными модулями формирования сигнала в каждом канале. Для диапазонов ближнего радиолокационного наблюдения наиболее целесообразным является использование частот от 24 до 77 ГГц, что позволяет достичь углового разрешения порядка 1–2° при размере решётки менее 10 см. При этом на борту БПЛА приходится учитывать ограничение по потребляемой мощности (обычно менее 10 Вт на всю РЛС), а также по массе (не более 500 г).

Важнейшей характеристикой для оценки применимости ФАР в составе БПЛА является эффективная апертура антенны. При частоте 24 ГГц и ширине решётки 8 см достигается узкий основной лепесток с уровнем боковых лепестков ниже –13 дБ, что достаточно для задач распознавания объектов на расстояниях до 100 м. Энергетический баланс системы, её тепловые параметры и стабильность фазового центра определяются качеством используемых фазовращателей. В табл. 1 представлены ключевые параметры различных типов фазовращателей применительно к условиям установки на БПЛА.

Табл. 1 – Сравнительные характеристики фазовращателей для мобильных ФАР

Параметр	Ферритовые фазовращатели	Жидкокристаллические фазовращатели	Полупроводниковые фазовращатели
Время отклика	10-100 мкс.	1-10 мкс.	1-10 нс.
Потери сигнала	1 Дб.	2-3 дБ.	6-8 дБ.
Масса одного элемента	30-100 г.	5-10 г.	< 1 г.
Температурная стабильность	От -40 ℃ до 85 ℃	От 0 ℃ до 60 ℃	От -40 ℃ до 85 ℃

Как видно, наилучший выбор для компактных и мобильных РЛС — это полупроводниковые фазовращатели, несмотря на несколько большие потери сигнала. Их интеграция в КМОП-технологии позволяет реализовать полностью интегрированные приёмо-передающие модули в одном корпусе, значительно упрощая компоновку системы и снижая стоимость серийного производства. Современные решения, такие как MMIC-чипы от Analog Devices и Infineon, уже находят применение в автомобильных РЛС и демонстрируют перспективность для применения в БПЛА. Сложности в теплоотводе, электромагнитной совместимости и защите от вибраций могут быть решены на уровне проектирования корпуса РЛС.

3. Заключение

Таким образом, применение малогабаритных АФАР в составе РЛС ближнего действия на БПЛА является технически реализуемым и перспективным направлением, особенно с использованием полупроводниковых фазовращателей. Это позволяет обеспечить точное и быстрое сканирование пространства без механических приводов, что критично для высокомобильных платформ. Выбор диапазона частот, архитектуры фазовращателей и способов интеграции компонентов должен базироваться на учёте ограничений по массе, питанию и тепловому режиму. Совершенствование элементной базы, развитие технологий 5G/6G и терагерцовых систем будет способствовать росту производительности таких РЛС и расширению их функциональности в составе беспилотных систем различного назначения.

Список литературы

1. Алексеев, Д. С., Куликов, М. Н. Активные фазированные антенные решётки: основы построения и применения. — М.: Радиотехника, 2017. — 432 с.
2. Седов, И. И. Применение полупроводниковых фазовращателей в миллиметровом диапазоне для мобильных РЛС // Радиотехника. — 2021. — №11. — С. 21–28.
3. Yilmaz, T., et al. Low-cost CMOS beamforming chipsets for UAV radar applications // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. — 2022. — Vol. 37, No. 3. — P. 40–48.
4. Шариков, П. В., Баранов, С. Н. Радарные системы ближнего действия для мобильных платформ // Труды конференции «Современные проблемы радиолокации». — СПб., 2020. — С. 57–62.
5. Патент RU2738179C1. Активная фазированная антенная решётка для компактных РЛС / Заявитель: АО "НИИ Радиотехники". — Опубликовано: 2021.
6. Esposito, D., Rossi, M. Beam-steering optimization for lightweight radar systems on UAVs // Proceedings of the 2021 IEEE Radar Conference. — Atlanta, USA, 2021. — P. 575–580.

Обзор технологий фазовращателей для современных ФАР

[1] Сидельникова А. С., [2] Щербаков Б. А.
[1] *Филиал ФГБОУ ВО «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»*
Энергетический пр-д, 1, Смоленск, Смоленская обл., 214013
anasitasiyas@mail.ru
[2] *Филиал ФГБОУ ВО «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»*
Энергетический пр-д, 1, Смоленск, Смоленская обл., 214013

Аннотация: *В работе приведён обзор современных технологий фазовращателей, применяемых в активных фазированных антенных решётках (АФАР). Рассмотрены ферритовые, жидкокристаллические и полупроводниковые фазовращатели, проанализированы их ключевые характеристики, достоинства и ограничения. Обсуждаются направления повышения эффективности работы АФАР за счёт выбора и совершенствования элементной базы фазового управления.*

1. Введение

Развитие радиотехнических систем требует повышения адаптивности и направленности антенн, что делает фазированные антенные решётки (ФАР) основным решением для современных РЛС, радиосвязи и систем дистанционного зондирования. Ключевым элементом ФАР являются фазовращатели — устройства, представляющие собой четырёхполюсник, изменяющий фазу прохождения сигнала без существенного изменения амплитуды. Основные параметры, по которым оцениваются фазовращатели, включают фазовый диапазон, разрешение, фазовую ошибку, потери на вставку, скорость переключения и линейность. Их характеристики напрямую определяют параметры формирования диаграммы направленности и скорость сканирования луча.

2. Теория

В настоящей работе проведён обзор трёх типов фазовращателей, получивших наибольшее распространение, показанных на рис. 1.

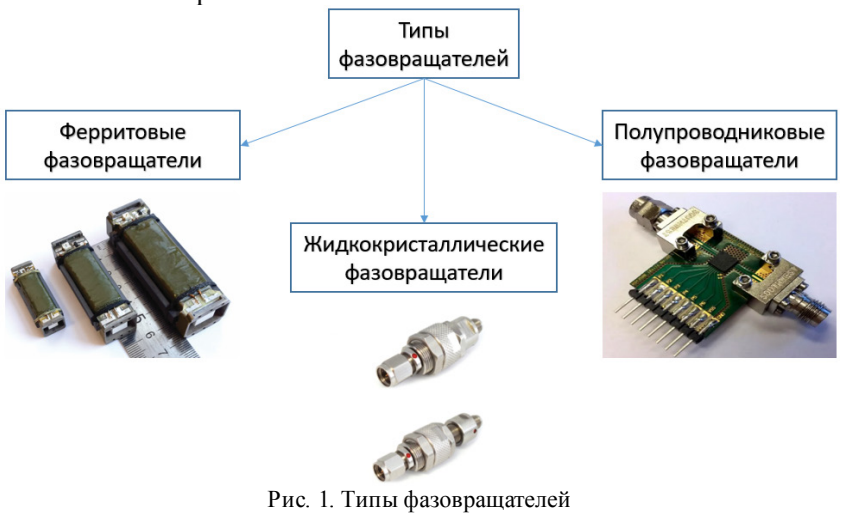


Рис. 1. Типы фазовращателей

Разберём их более подробно:

- ферритовые фазовращатели работают на принципе ферромагнитного резонанса: при воздействии внешнего магнитного поля изменяется магнитная проницаемость ферритового материала, что приводит к изменению фазы проходящего СВЧ-сигнала. Такие устройства отличаются высокой линейностью фазового отклика, низкими потерями на высоких мощностях и устойчивостью к перегрузкам, однако имеют существенные недостатки — громоздкие габариты, значительное энергопотребление и сравнительно медленную инерцию, связанную с необходимостью управления магнитным полем. Они широко применяются в мощных радиолокационных системах в диапазонах от сотен мегагерц до десятков гигагерц. [1,2];
- жидкокристаллические фазовращатели используют анизотропию эффективной диэлектрической проницаемости жидких кристаллов, которая изменяется при приложении электрического поля. Это позволяет реализовать плавное фазовое управление с высокой точностью и компактными габаритами. Такие устройства потребляют очень мало энергии и хорошо подходят для

интеграции в тонкопленочные структуры. Однако их время отклика существенно больше (десятки миллисекунд), температурный диапазон ограничен, а чувствительность к механическим воздействиям снижает надёжность в ряде применений. Основная область применения — миллиметровый и субмиллиметровый диапазоны в маломощных системах, в том числе перспективных терагерцовых решениях [3];

- полупроводниковые фазовращатели реализуются на основе PIN-диодов, полевых транзисторов (например, на GaAs, GaN) и КМОП-технологий. Они обеспечивают быстрое переключение фазовых состояний (порядка наносекунд), обладают малыми массогабаритными характеристиками и легко интегрируются в монолитные СВЧ микросхемы. Их недостатками остаются относительно высокие потери (до 6–8 дБ), ограниченный динамический диапазон и нелинейность, особенно в широкополосных режимах. Тем не менее, полупроводниковые фазовращатели становятся стандартом для современных АФАР, включая мобильные платформы, спутниковые и 5G/6G-системы. системах [6].

Для наглядного сравнения ключевых характеристик различных типов фазовращателей приведём сравнительную табл. 1:

Табл. 1 – Сравнительная таблица параметров фазовращателей.

Параметр	Ферритовые фазовращатели	Жидкокристаллические фазовращатели	Полупроводниковые фазовращатели
Диапазон частот	Дециметровый, сантиметровый	Миллиметровый, терагерцовый	От СВЧ до миллиметрового
Время отклика	10-100 мкс.	1-10 мкс.	1-10 нс.
Потери сигнала	1 Дб.	2-3 дБ.	6-8 дБ.
Габариты и масса	30-80 мм., до 100 г.	10-20 мм., 5-10 г.	< 5 мм., < 1 г.
Энергопотребление	0.5-2 Вт.	< 100 мВт.	100-500 мВт
Температурная стабильность	От -40 ℃ до 85 ℃	От 0 ℃ до 60 ℃	От -40 ℃ до 85 ℃

Полупроводниковые фазовращатели демонстрируют наилучшее соотношение миниатюрности, энергоэффективности и термостабильности. Благодаря высокой скорости переключения, простоте интеграции и низкой массе, они являются оптимальным выбором для современных компактных и массовых решений, включая мобильные активные фазированные решётки, авиационные и космические РЛС, а также телекоммуникационные комплексы нового поколения.

3. Заключение

Таким образом, выбор технологии фазовращателей оказывает ключевое влияние на эффективность и область применения активных фазированных антенных решёток. Ферритовые фазовращатели продолжают использоваться в мощных радиолокационных системах благодаря высокой линейности и устойчивости к перегрузкам, однако их крупные габариты и энергозатраты ограничивают применение в компактных системах. Жидкокристаллические устройства обеспечивают низкое энергопотребление и плавное фазовое управление, что делает их привлекательными для узкоспециализированных задач в терагерцовом диапазоне, но низкая термостабильность и медленное переключение снижают их универсальность. Наиболее перспективными в современных условиях являются полупроводниковые фазовращатели, сочетающие высокую скорость, малые размеры, низкое энергопотребление и возможность массового производства. Эти характеристики делают их основой для развития мобильных, космических и телекоммуникационных АФАР, соответствующих требованиям будущих радиосистем.

Список литературы

1. Белоусов, В. И. Ферритовые СВЧ-устройства. — М.: Радио и связь, 2005. — 296 с.
2. Yu, L., Zhang, B., Liu, Y., et al. Liquid crystal-based reconfigurable phase shifter for 5G beamforming applications // Microwave and Optical Technology Letters. — 2020. — Vol. 62(3). — P. 1087–1091.
3. Пузырев, В. А., Яковлев, Ю. В. Микроэлектронные СВЧ-устройства на полупроводниковых приборах. — СПб.: Политехника, 2012. — 210 с.
4. Dai, X., Xu, H., et al. A CMOS phase shifter with low phase error for 24 GHz automotive radar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2021. — Vol. 69(1). — P. 121–129.
5. Патент RU2776647C1. Фазовращатель интегрального исполнения на базе КМОП-технологии / Заявитель: АО “НИИ Радиоэлектроники”. — Опубликовано: 2022

Оптимизация размещения сложного антенного комплекса на крыше подвижного объекта

[1,2] Бузова М. А.

[1] *АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»*
г. Самара, 443052, ул. Земеца, 26Б, Российская Федерация
bma@siprs.ru
[2] *Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики*
г. Самара, 443010, ул. Льва Толстого, 23, Российская Федерация

Аннотация: *В работе представлены результаты решения задачи оптимизации размещения антенн из состава сложного антенного комплекса, располагаемого в весьма ограниченных условиях пространства, а именно на крыше автомобиля. Показано, что использование критериев максимизации развязки между антеннами и минимизации коэффициента неравномерности диаграммы направленности для всенаправленных антенн позволяет определить оптимальное положение антенн в условиях компактного размещения.*

1. Введение

В своих предыдущих работах автор уже неоднократно обращался к вопросам размещения сложных антенных комплексов в ограниченных условиях пространства. В частности, был сформулирован критерий оптимального расположения всенаправленной антенны на компактном объекте [1]. Данная работа является логичным продолжением предыдущих работ автора.

2. Постановка рассматриваемой задачи

Итак, был рассмотрен антенный комплекс, состоящий из пяти антенн: - антенна А1 типа Уда-Яги; - антенна А2, представляющая собой систему из двух вертикальных несимметричных вибраторов с противовесом, которые можно возбуждать независимо друг от друга; - антенна А3 построена аналогично антенне А2, но рассчитана на другой частотный диапазон; - антенна А4, представляющая собой вертикальный несимметричный вибратор с противовесом; - антенна А5 типа горизонтального турникета. Задача состояла в размещении данного антенного комплекса на крыше автомобиля размером 2,4 × 4 м.

3. Результаты исследований

На рис. 1 представлено размещение данного антенного комплекса на крыше после оптимизации.

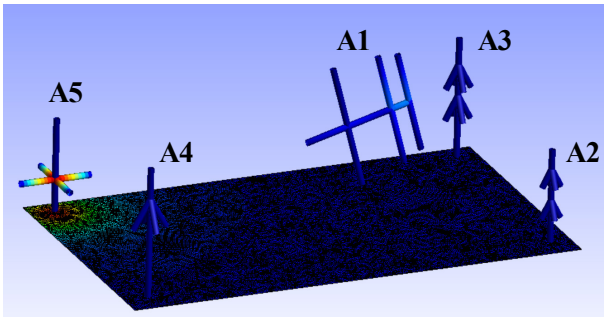


Рис. 1. Антенный комплекс, размещенный на крыше автомобиля после оптимизации

Показано, что такое размещение обеспечивает попарную развязку между антеннами не менее 20 дБ.

4. Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали, что подходы, предлагаемые автором, эффективны и могут применяться для решения подобного рода задач.

Список литературы

1. Бузова М.А. О критерии выбора оптимального положения всенаправленной антенны на сложном объекте // Сборник докладов 79-й всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» («РЭУС-ИТ 2024») (Москва, 30, 31 мая 2024). – Москва, РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2024. – С. 28 – 31.

Исследование сверхширокополосного согласующего устройства для фрактальной антенны

Щекатурин А.А., Васин Е.Е.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
pulson2011@gmail.com

Аннотация: *В докладе представлены результаты исследования макета сверхширокополосного согласующего устройства для фрактальной антенны в диапазоне частот 0,3 – 10,0 ГГц. Согласующее устройство интегрировано в конструкцию антенны и не выходит за ее геометрические размеры.*

1. Введение

Современные радиотехнические системы, от компактных беспроводных гаджетов до мощных радиолокационных станций, сталкиваются с постоянно растущими требованиями к производительности. Основной проблемой остается эффективное согласование антенны с передающей и приемной аппаратурой, особенно в условиях многодиапазонной и широкополосной работы. Несогласованность приводит к значительным потерям мощности, возникновению стоячих волн, снижению чувствительности приёма и, как следствие, ухудшению качества работы всей системы. Сверхширокополосные согласующие устройства гарантируют минимальные потери мощности и низкий коэффициент стоячей волны (КСВ) на протяжении нескольких октав. В настоящее время для согласования входного сопротивления широкополосных антенн с устройством возбуждения, как правило, используется линии согласования, которые находится вне излучающей структуры антенны. [1-6]. Предлагается размещать микрополосковую согласующую линию непосредственно на излучающей структуре.

2. Основной материал

В [7] проведено электродинамическое моделирование двухзаходной фрактальной антенны. Излучение антенны является слабонаправленным. Антенна формирует поле с эллиптической поляризацией. Предложенная антенна возбуждается с помощью линейного микрополоскового согласующего устройства, интегрированного в антенну. На рис. 1 показаны антенна и микрополосковое согласующее устройство. Макет антенны и согласующего устройства выполнены из листовой оцинкованной стали. Длинна антенны – 300 мм, толщина – 0,3 мм.



а) б) в)

Рис. 1. Общий вид: а) фрактальной антенны; б) согласующего устройства; в) взаимного расположения антенны и согласующего устройства.

На рис. 2 с помощью векторного анализатора E5063A показан результат измерения коэффициента стоячей волны фрактальной антенны с использованием согласующего устройства в диапазоне частот 0,3 – 10,0 ГГц. Установлено, что КСВ в интервале частот 0,3 – 6,0 ГГц в целом находится в пределах 2.0, после чего плавно повышается и, в целом, не превышает значения 3,0.

3. Заключение

Разработан макет согласующего устройства, которое размещено вдоль захода спирали, что позволяет значительно уменьшить общие размеры антенны. Экспериментальные измерения показали, что в диапазоне частот 0,3 – 10,0 ГГц коэффициент стоячей волны лежит в пределах 3, что экспериментально подтверждает работоспособность предложенного решения.

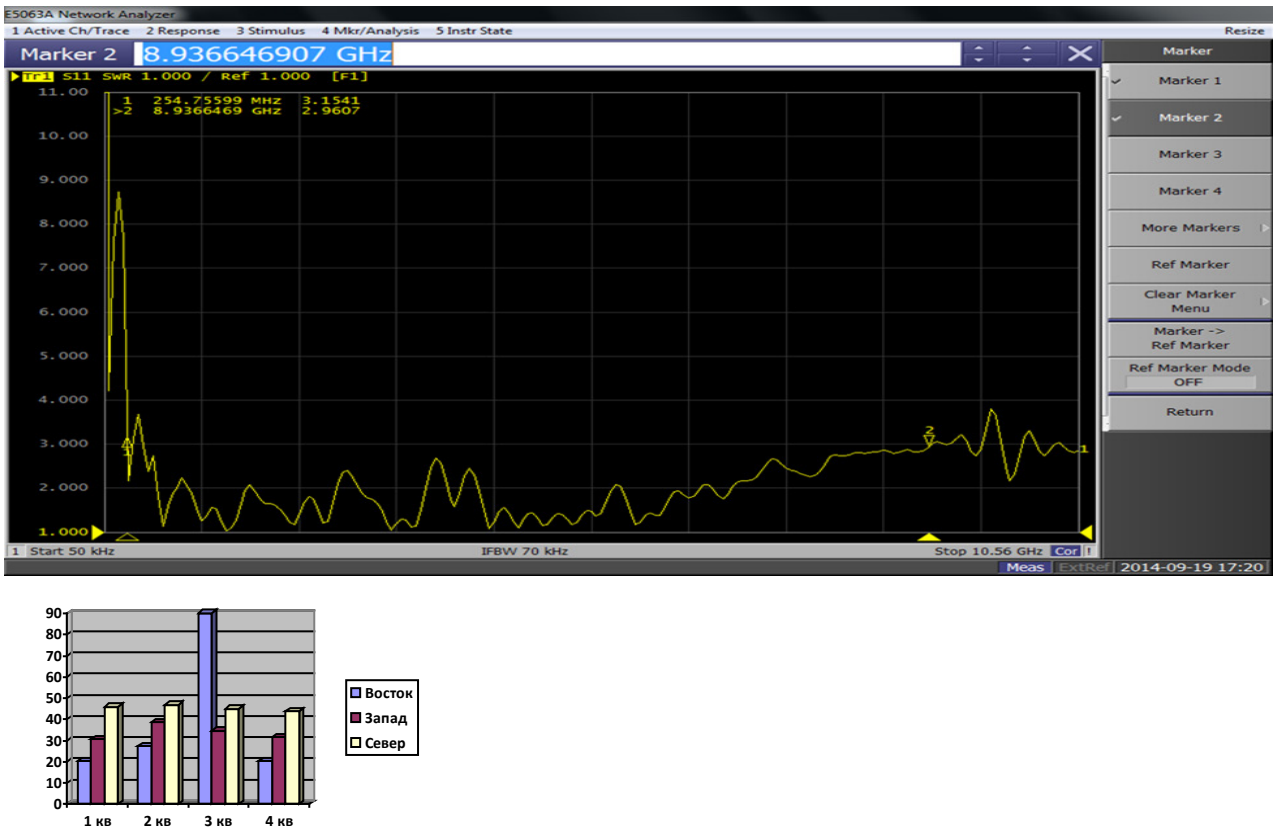


Рис. 2. КСВ фрактальной антенны с использованием согласующего устройства

Список литературы

1. Щекатурин, А. А., Иськив, В. М., Васин, Е. Е. Сверхширокополосная кубическая фрактальная антенна / А. А. Щекатурин, В. М. Иськив, Е. Е. Васин // Журнал радиоэлектроники. — 2025. — № 3. — С. 1-12. – DOI 10.30898/1684-1719.2025.3.12.
2. Агарков, Н. Е. Преимущества и недостатки антенного согласующего устройства КВ-диапазона, содержащего набор широкополосных трансформаторов сопротивления цепь компенсации реактивного сопротивления антенны / Н. Е. Агарков // Радиотехника, электроника и связь : тезисы докладов VII Международной научно-технической конференции, Омск, 04–06 октября 2023 года. – Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2023. – С. 61-64. – EDN WLEHCU.
3. Янцевич, М. А. Методика синтеза квазидвухполосовых согласующих устройств / М. А. Янцевич, Г. А. Филиппович // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. – 2020. – Т. 18, № 2. – С. 71-79. – DOI 10.35596/1729-7648-2020-18-2-71-79. – EDN OJHZBZ.
4. Хлопушин, И. Ю. Устройство и способ согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антеннами различных типов / И. Ю. Хлопушин, А. А. Цветнов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2023. – Т. 77, № 12. – С. 8-16. – DOI 10.18127/j20700784-202312-02. – EDN CFMWAN.
5. Верба, Б. П. Расширение частотной полосы согласования антенн с помощью реактивных элементов / Б. П. Верба, К. В. Шишаков // Вестник ИжГТУ имени М.Т. Калашникова. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 69-81. – DOI 10.22213/2413-1172-2020-2-69-81. – EDN ZECNUH.
6. Васин Е. Е. Двухзаходная фрактальная антенна / Е. Е. Васин, А. А. Щекатурин, В. М. Иськив, А. В. Пузырев // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций «РТ-2024» : матер. 20-й Междунар. молодежной науч.-техн. конф., Севастополь, 7 — 11 окт. 2024 г. / Севастоп. гос. ун-т; под ред. И. Л. Афонина. — Севастополь : Изд-во СевГУ, 2024. — 236 с. — С. 119.

Электрически малая полусферическая спиральная антенна: исследование на основе теории характеристических мод[1]

[1] Дымов Г. А., [1] Беличенко В. П., [1] Запасной А. С.

[1] *Национальный исследовательский Томский государственный университет*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
dymazhorov@gmail.com

Аннотация: *Теория характеристических мод использована для детального исследования параметров согласования и направленных свойств электрически малой сверхширокополосной полусферической спиральной антенны, описанной в литературе. Показано как конструктивное сочетание геометрии, количества спиральных заходов и узла питания антенны позволило разработать уникальную по критерию вмещающий объем – ширина полосы пропускания антенну. Выявлено, что отмеченные качества антенны напрямую связаны с признаками (емкостная/индуктивная) ее характеристических мод, в пределах диапазона рабочих частот.*

1. Введение

Среди электрически малых спиральных антенн особое место занимают сферические и полусферические спиральные антенны. Интерес к ним в свое время объяснялся тем, что они имеют очень широкую диаграмму направленности по уровню половинной мощности, и круговую поляризацию поля излучения в некоторой полосе частот. Затем, было обращено пристальное внимание на то, что они характеризуются также наиболее полным использованием предоставленного вмещающего объема. Это влекло за собой снижение добротности излучения антенны и, следовательно, расширение полосы рабочих частот, что все более становится актуальным в последнее время. В данной работе мы опираемся на теорию характеристических мод (ТХМ) [1, 2] при теоретическом исследовании параметров согласования и направленных свойств электрически малой сверхширокополосной полусферической спиральной антенны, описанной в литературе [3, 4].

2. Теория

В [3, 4] проведено систематическое исследование уникальной по достигнутым характеристикам антенны, содержащей шестизаходную электрически малую полусферическую спиральную структуру с помещенным внутри нее коническим монополем (рис. 1). При пояснении примененной стратегии приближения антенны к фундаментальным пределам по размерам, полосе рабочих частот и коэффициенту усиления указывается на то, что передаточная функция идеальной антенны, отражающая ее сверхширокополосные свойства, просто представляет собой сочетание целой функции и функции с двумя комплексными полюсами. Именно это обстоятельство было продуктивно использовано при разработке окончательного облика антенны. И теоретически и экспериментально было показано, что по параметру КСВН антенна обладает прекрасными характеристиками: в полосе частот от 2 до 9,7 ГГц значение этого параметра не превосходит 2, а далее – вплоть до 20 ГГц – 2,5. При этом ее высота составляет 15,9 мм (0,125 длины волны на нижней частоте) при реализуемой полосе частот 10:1, диаметр сечения проволочных элементов 0,5 мм, высота возбуждающего конического монополя 12 мм.

В нашей работе исследование антенны проведено с иных позиций. А именно, компьютерная модель антенны (рис. 1) анализировалась с использованием ТХМ, имплементированной в пакет программ CST Microwave Studio. Сначала на основе полноволнового моделирования мы последовательно изучили параметры согласования (коэффициент S_{11}) 2-х, 4-х и 6-ти заходных версий антенны в полосе частот 2-20 ГГц. Затем исследовали частотные зависимости характеристических мод (ХМ) для каждой из версий антенны. Это позволило соотнести резонансы антенны с резонансами той или иной ХМ. А изучение частотных зависимостей характеристических углов и модальных значимостей позволило уяснить как поведение ХМ (мода индуктивная или емкостная) в пределах двух участков диапазона обеспечивает конструктивное сочетание вкладов отдельных мод как в формирование суммарного коэффициента отражения, так и суммарной диаграммы направленности.

Частотные зависимости характеристических углов мод 1, 2, 4 для шестизаходной спиральной структуры представлены на рис. 2. Отметим, что она обладает поворотной осью симметрии шестого порядка, и наличие в ней замкнутых траекторий движения токов означает возможность существования вырожденных мод. В частности, из рис. 2 видно, что моды 1 и 2 являются вырожденными. До ча-

[1] Результаты были получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России, проект № FSWM-2025-0014.

стоты 3,274 ГГц своего резонанса они имеют емкостной характер, а затем становятся индуктивными. Расхождение после 9 ГГц кривых, изображающих частотные зависимости характеристических углов этих мод, вызвано погрешностями задания геометрии спиральных проводников. Мода 4 является невырожденной. До частоты своего резонанса 2,235 ГГц и после нее она ведет себя подобно модам 1 и 2.

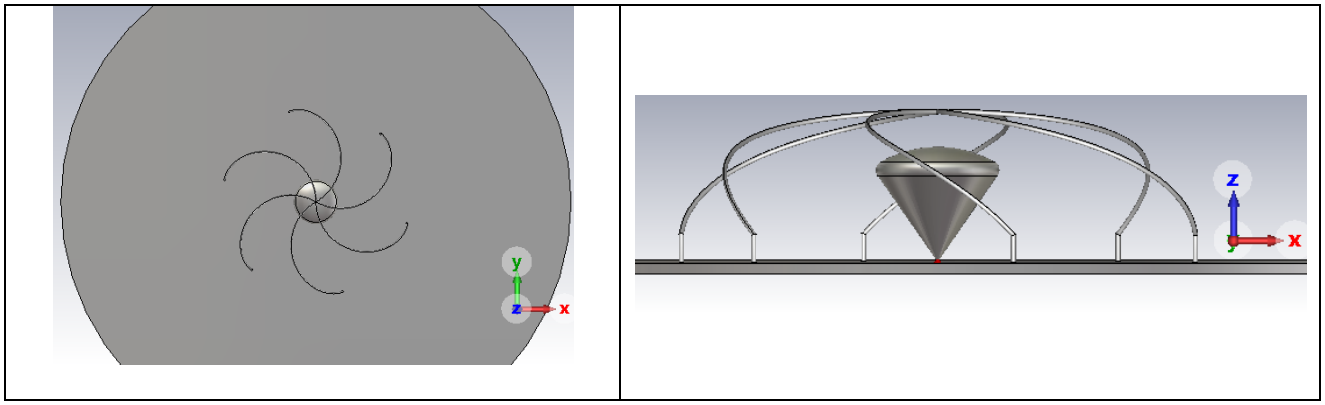


Рис. 1. Схематическое изображение компьютерной модели антенны: виды сверху и сбоку

Рисунок 2 показывает, что осцилляции в частотных зависимостях модальных значимостей мод 1 и 2 в интервале 2-8 ГГЦ «выравниваются» осцилляциями противоположного характера в частотной зависимости модальной значимости моды 4. За счет этого обеспечивается, с одной стороны, хорошее качество согласования в широкой полосе частот, а с другой стороны – также и стабильность диаграммы направленности антенны.

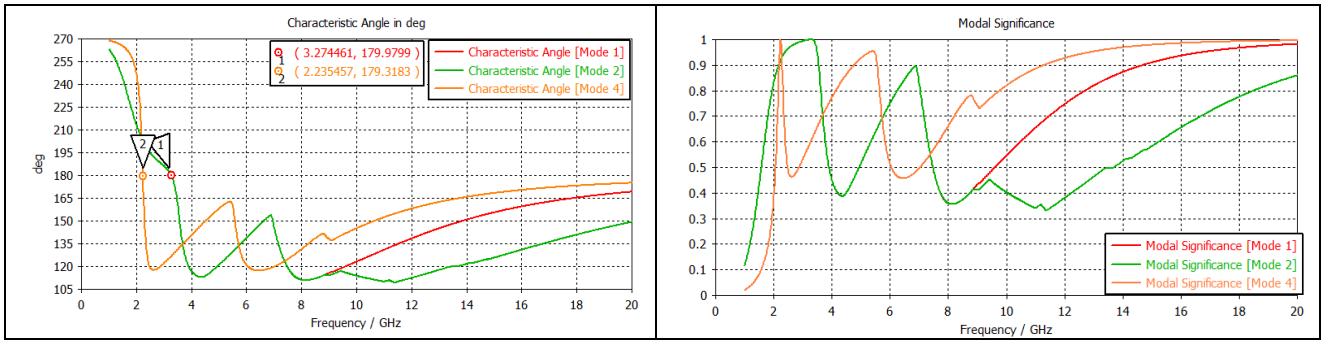


Рис. 2. Частотные зависимости характеристических углов (слева) и модальных значимостей (справа)

3. Заключение

На основе теории характеристических мод [1, 2] исследована электрически малая шестизаходная полусферическая спиральная антенна. Объяснено, что сверхширокополосность антенны по параметрам согласования и характеристикам направленности напрямую связана со свойствами спектра характеристических мод, эффективно возбуждаемых при конструктивном воплощении антенны, подробно охарактеризованном в [3, 4].

Список литературы

1. Cabedo-Fabres M., Antonino-Daviu E., Valero-Nogueira A., Bataller M. The theory of characteristic modes revisited: a contribution to the design of antennas for modern applications // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2007. Vol. 49. No. 5. P. 52–68.
2. Chen Y., Wang C.-F. Characteristic Modes: Theory and Applications in Antenna Engineering. 2015. Wiley, Hoboken, New Jersey. 304 p.
3. Taeyoung Yang, William A. Davis, Warren L. Stutzman. Fundamental-limit perspectives on ultrawideband antennas // Radio Science. 2009. Vol. 44, No. 1. P. 1-8.
4. Yang T.-Y. Fundamental limits on antenna size for frequency and time domain applications / Dissertation…Doctor of Philosophy in Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University. 2012. 255 p.

Антенная решетка с секторной диаграммой направленности для базовых станций сотовой связи диапазона 3.3—3.8 ГГц

[1] Комов В. В., [1] Следков В. А., [1] Остапенко А. Э., [1] Li Z., [2] Мануилов М. Б.
[1] *Guangzhou Sigtenna Tech. Co. LTD, Guangzhou, China*
[2] *Faculty of Physics, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia*

Аннотация: *Предложена и исследована антенная решетка для систем мобильной связи 5G, предназначенная для применения на объектах с высокой плотностью пользователей. Рассмотрены вопросы формирования секторной диаграммы направленности, обеспечивающей равномерное покрытие заданного сектора и снижение взаимных помех. Приведены результаты моделирования характеристик направленности решетки в диапазоне частот 3.3–3.8 ГГц. Предложенное решение позволяет эффективно управлять распределением излучения и улучшает качество мобильной связи в условиях плотной пользовательской среды.*

1. Введение

Работа современных систем мобильной связи на объектах с высокой плотностью пользователей (таких как спортивные сооружения) требуют высоконаправленных и стабильных в частотном диапазоне диаграмм направленности (ДН) антенн, которые должны обеспечить надежное покрытие заданных угловых секторов без создания помех соседним зонам. Такие антенны должны формировать диаграмму с формой, близкой к квадрату, с крутым спадом за пределами зоны покрытия и постоянной шириной луча в пределах рабочей полосы частот [1-4].

Антенные решетки (АР) с квадратным раскрывом часто оказываются недостаточно эффективными из-за ограниченного числа степеней свободы, обусловленных симметрией [5-7]. В данной работе рассматриваются новые конфигурации раскрыва АР, обеспечивающие расширение возможностей управления формой ДН при меньшем числе элементов и снижении их взаимной связи для диапазона частот 3.3 - 3.8 ГГц. Описана разработанная математическая модель для синтеза диаграммы направленности представленной новой конфигурации излучающих элементов, которая облегчает последующую оптимизацию. Антенные решетки состоят из 13 и 25 скрещенных диполей линейной поляризации ±45°, которые работают на частоте 3.3 - 3.8 ГГц.

2. Теория

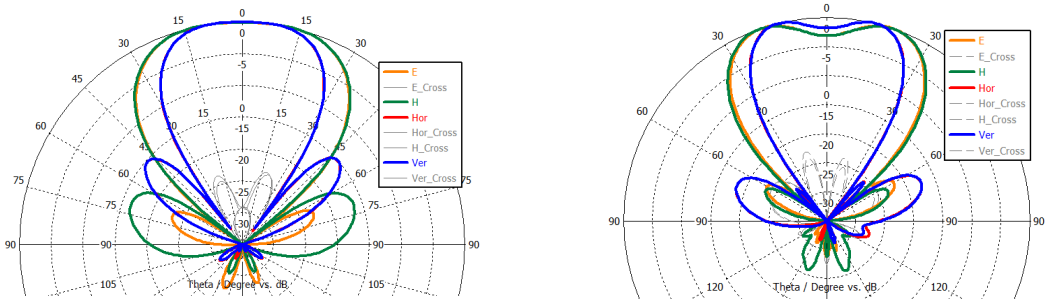
В работе рассматривается задача формирования диаграммы направленности антенн для равномерного освещения трибун стадионов. Основные требования к таким антеннам включают постоянную ширину луча в заданной полосе частот, резкое падение излучения за пределами освещаемой области и возможность формирования ДН, близкой по форме к квадрату. Анализ показал, что традиционные квадратные антенные решетки (например, 3×3, 4×4, 5×5) обладают ограниченными возможностями управления формой ДН из-за симметрии и малого числа варьируемых параметров.

Предложена новая конфигурация антенной решетки, содержащая 13 излучателей, в которой сохраняется симметрия, но увеличивается число доступных параметров за счёт оптимального размещения элементов вне центральной решетки. Такая структура позволяет формировать ДН с требуемыми характеристиками в диагональной и ортогональной плоскостях. В дальнейшем решетка расширяется до 25 излучателей за счёт добавления внешнего контура, что увеличивает количество варьируемых параметров и даёт возможность дополнительно уменьшить уровень боковых лепестков, особенно на верхней границе диапазона частот.

Преимущество предложенной конфигурации состоит в достижении высоких характеристик ДН при меньшем числе излучателей по сравнению с классическими решетками. Кроме того, увеличенные расстояния между элементами уменьшают взаимные связи между излучателями, что также положительно влияет на форму ДН. Расчёты подтверждают эффективность предложенного подхода и могут быть использованы при проектировании антенных систем, покрывающих широкий пространственный сектор.

Полноволновое моделирование рассматриваемой антенной решетки было проведено с помощью пакета CST MWS. Диаграммы направленности излучения 13-элементной антенной решетки на частотах 3.3 ГГц и 3.8 ГГц показаны на рис.1 для различных сечений ДН. Подробная информация о ширине луча и уровне боковых лепестков представлена в табл. 1. Диаграмма направленности имеет плоскую вершину, ширина луча очень стабильна и для уровня -3 дБ равна 45°, а для -10 дБ - около

59°...61° в горизонтальной (H) и вертикальной (V) плоскостях, уровень боковых лепестков составляет -15...-17.5 дБ.



а) б)

Рис. 1. Диаграммы направленности 13-элементной АР в различных сечениях: а) $f = 3.3$ ГГц; б) $f = 3.8$ ГГц.

Таблица 1. Параметры диаграммы направленности 13-ти элементной антенной решетки на частотах 3.3-3.8 ГГц.

f, GHz	3.3			3.8		
dB/ degree	-3	-10	-20	-3	-10	-20
Hor	43.1	59.6	68.7	46.3	60.3	70.5
Ver	43.1	59.6	68.6	46.3	60.3	69.8
E	58.5	80.6	95.5	61	92.7	92.7
H	59.5	81.2	94.2	62.5	80.8	93.9
SL	-15.5			-17.5		
Size of GP, mm	240×240					

3. Заключение

Разработанная антенная решетка с секторной диаграммой направленности в диапазоне 3.3–3.8 ГГц обеспечивает эффективное покрытие заданного углового сектора (например, трибун спортивных стадионов). Предложенные конфигурации антенных решеток представляют собой эффективную альтернативу традиционным квадратным структурам для освещения трибун. 13-элементная решетка обеспечивает повышенную гибкость при меньшем числе элементов, а 25-элементная — улучшенное подавление боковых лепестков. Обе конфигурации демонстрируют стабильную ширину луча в пределах полосы частот и пригодны для практического применения. Полученные результаты подтверждают применимость предложенного подхода для современных 5G сетей в условиях высокой плотности пользователей.

Список литературы

1. Leonardo F. Yepes, David H. Covarrubias, Miguel A. Alonso, Ramon Ferrus. Hybrid Sparse Two-Dimensional Antenna Array Synthesis Using Independent Compression Regions // Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2014; pp. 607-609, November 2014
2. M. Khalaj-Amirhosseini. Reducing the number of elements of linear antenna arrays using Fourier's coefficients equating method // Transactions D: Computer Science & Engineering and Electrical Engineering, Sharif University of Technology, 2021; pp. 229-231, 2021
3. V.N. Mitrokhin, A.A. Propastin. Synthesis of the Radiating System Forming the Flat-Topped Radiation Pattern with the Most Flat // 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW8;pp. 319-322, November 2017
4. Mingming Xu , Chen Zhang, Haidong Qiao, Qingjun Zhang , Changjiang Deng , Senior Member, IEEE, and Weihua Yu. Sparse Antenna Array With Flat-Top and Sharp Cutoff Radiation Patterns // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, VOL. 71, N. 6, pp. 4696-4699, June 2023
5. C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2016
6. R. C. Hansen, *Phased Array Antennas.* Hoboken, NJ: Wiley, 2009
7. R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 2nd ed. Norwood

К вопросу управления лучом в активной фазированной антенной решетке

Королев А.В.
АО Всероссийский НИИ радиотехники
Россия, 105082, г. Москва, ул. Б.Почтовая, 22.
teleret@mail.ru

Аннотация: *Использование ЦВС позволяет расширить функциональные возможности фазированных антенных решеток и улучшить их шумовые характеристики. В работе обсуждается способ управления лучом АФАР, работающей с широкополосным ЛЧМ сигналом, позволяющий улучшить спектральный состав формируемого сигнала.*

1. Введение

Использование ЦВС в активных фазированных антенных решетках (АФАР), помимо очевидной возможности управления с высокой точностью частотой и фазой сигналов, реализовать ряд дополнительных функций, таких как формирование сигналов различных типов, в том числе сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [1]. Типичный пример АФАР на основе ЦВС, позволяющей формировать несколько лучей, показан на рисунке 1 [2].

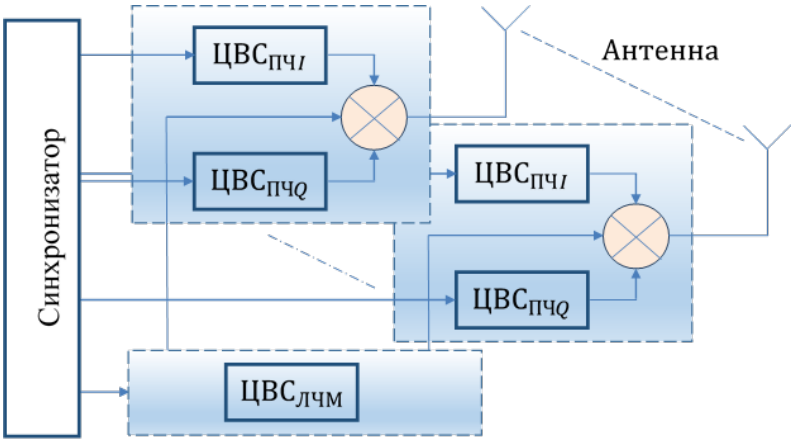


Рис. 1. Функциональная схема четырехканальной АФАР, работающей на передачу.

В этой схеме ЛЧМ сигнал генерируется непосредственно синтезатором на основе ЦВС, после чего распределяется по четырем передающим модулям, где поступает на квадратурные модуляторы, на синфазные (I) и квадратурные (Q) входы которых подаются сигналы промежуточной частоты (ПЧ), также сформированные соответствующими ЦВС. При сканировании луча ЦАФАР частоты и фазы сигналов ПЧ корректируются так, чтобы ЛЧМ сигналы с выходов квадратурных модуляторов после излучения антенной складывались в пространстве синфазно в направлении главного луча диаграммы направленности антенны. В частности, частоту ПЧ передающего канала АФАР следует откорректировать на величину

$$f_\vartheta = \mu \Delta t_m \frac{d}{c} \sin\vartheta \qquad (1)$$

где $\mu = \Delta f / \tau_и$ - скорость изменения частоты, Δf и $\tau_и$ – девиация частоты и длительность ЛЧМ импульса, $\Delta t_m = d/c \sin\vartheta$ - временной сдвиг, d – расстояние от излучателя канала до центра антенны, ϑ – угол отклонения диаграммы направленности АФАР от нормали к антенне. На такую же величину будет отличаться частота выходного колебания ЦВС на ПЧ рассмотренного канала от частоты выходного колебания ЦВС канала, находящегося в центре антенны. Соответственно должен быть изменен код частоты выходного колебания ЦВС.

2. Основная часть

Спектр выходного сигнала ЦВС определяется шумами, вносимыми ЦВС в формируемый сигнал, и составом побочных спектральных составляющих (ПСС), зависящих от линейности передаточной характеристики и разрядности цифроаналогового преобразователя (ЦАП), параметров аккумуля-

тора фазы ЦВС и кода частоты формируемого колебания. Таком образом, даже если частота выходного колебания ЦВС центрального канала АФАР была выбрана так, чтобы минимизировать уровень ПСС, при сканировании луча АФАР в спектре ЦВС на ПЧ других каналов АФАР могут возникнуть ПСС, уровень и состав которых будет зависеть от значения частоты f_ϑ (1).

Улучшить спектральный состав сигнала можно, модифицировав схему рисунка 1 так, чтобы формирование ЛЧМ сигнала производилось на промежуточной частоте в передающем модуле, а перенос спектра ЛЧМ на частоту выходного сигнала АФАР осуществлялся с использованием генератора, работающего на фиксированной частоте f_Γ обеспечивающей минимальный уровень ПСС, как показано на рисунке 2. В этом случае следует установить начальную частоту ЛЧМ сигнала на ПЧ смещенной в соответствии с выражением (1), одновременно изменив начальную фазу ЛЧМ сигнала на величину

$$\delta\varphi_m = 2\pi f_0 \Delta t_m + \pi\mu\Delta t_m^2,$$

где f_0 – центральная частота выходного ЛЧМ сигнала АФАР.

Использование ЦВС с аккумулятором кода частоты упрощает реализацию формирователя ЛЧМ сигнала [3]. В этом случае для формирования ЛЧМ сигнала с заданными характеристиками задаются значениями начальной частоты и фазы, шагом приращения частоты и длительностью формирования ЛЧМ сигнала [4]. Временной сдвиг Δt_m в линейной решетке будет отсчитываться относительно центра решетки.

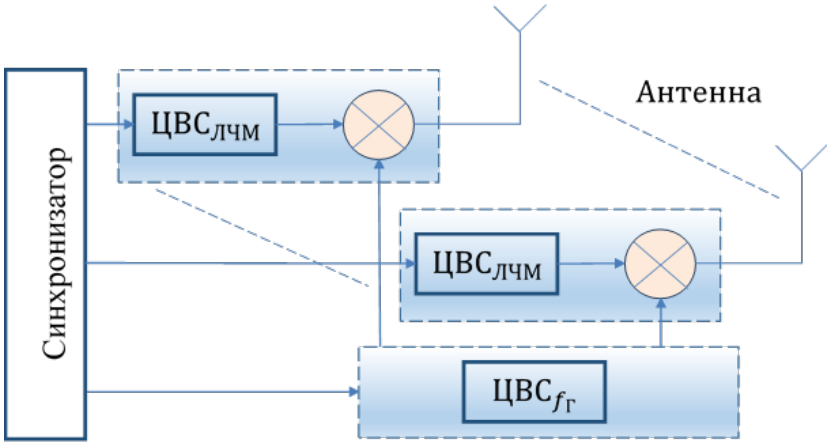


Рис. 2.АФАР с формирование ЛЧМ сигнала на промежуточной частоте в передающем модуле.

3. Заключение

В докладе рассмотрен способ управления лучом в активной фазированной антенной решетке с использованием ЦВС для формирования ЛЧМ сигнала в передающем модуле. При этом перенос ЛЧМ сигнала на частоту выходного сигнала АФАР осуществляется с использованием генератора, работающего на фиксированной частоте, выбранной так, чтобы избежать появления нежелательных ПСС в спектре сигнала.

Список литературы

1. Дингес С., Егоров Н., Кочемасов В. Цифровые вычислительные синтезаторы для фазированных антенных решеток //Электроника: наука, технология, бизнес. – 2014. – №. 1. – С. 160-166.
2. Yue Y., Zhou J. A low-cost and complexity multibeam RF transmit beamformer for wideband LFM radar //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2016. – Т. 15. – С. 1811-1814.
3. Способ управления лучом в активной фазированной антенной решетке: пат. 2805384 РФ / Королев А.В., Батуров Б.Б., Коршиков Я.В., Рыков С.Г., Костючик Д.А.; заявл. 09.06.2023, опубл. 16.10.2023 Бюл. № 29.
4. Кочемасов В., Скок Д., Черкашин А. Цифровые вычислительные синтезаторы – современные решения. Часть 2 // Электроника, наука, технология, бизнес. 2014. № 4. С. 154 - 158.

Антенны системы управления роботизированными системами в диапазоне частот 2,4 ГГц

Ткаченко М. О. Головин В. В.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, Российская Федерация
Mishko_tkach@mail.ru

Аннотация: *В статье представлены результаты проектирования двух прототипов четырехлопастной нерегулярной спиральной антенны на частоте 2,4 — 2,5 ГГц. Получена всенаправленная диаграмма направленности по азимуту и направленное излучение по углу места с главными лучами, поднятыми на 20° над линией горизонта. Коэффициент эллиптичности излучения разработанных антенн составляет более 0,8 в верхнем полупространстве. Первая модель (Н4ЦСА1.1) обеспечивает усиление в 5 дБи при геометрических размерах 20×5×5 см, а вторая модель (Н4ЦСА1.2) обеспечивает усиление не менее 3 дБи при геометрических размерах 10×5×5 см.*

1. Введение

Сегодня беспилотные летательные аппараты (БПЛА) привлекают значительное внимание в области беспроводной связи, поскольку рассматриваются как важный инструмент для обеспечения высокоскоростного, широковещательного канала для передачи данных. Например, благодаря гибкой возможности развертывания, БПЛА могут использоваться в качестве временных базовых станций, предоставляя услуги связи в качестве альтернативы или дополнения к традиционным сотовым сетям.

Ключевым элементом успешного функционирования, является создание канала связи между наземной станцией управления (Земля) и БПЛА. Этот канал должен быть надежным, устойчивым к помехам и обеспечивать высокую пропускную способность для передачи команд управления и телеметрических данных. Особенностью данного типа связи является существенное отлтчие от передачи данных между наземными объектами или пилотируемыми летательными аппаратами.

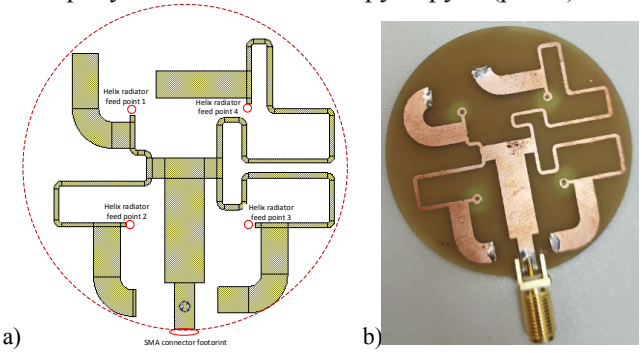
В отличие от пилотируемых аппаратов, которые обычно взаимодействуют с мощными антенными системами, расположенными на открытой местности, БПЛА часто работают в условиях ограниченной инфраструктуры. В таких случаях беспроводные каналы становятся основополагающими для проектирования и развертывания систем связи.

Недавние исследования в области моделирования каналов Земля-БПЛА в основном сосредоточены на низкочастотных диапазонах, таких как диапазоны стандарта IEEE 802.11a/g (2,4 ГГц, 5,8 ГГц) или L-диапазоне (1-2 ГГц), C-диапазоне (4-8 ГГц), которые рекомендованы Международным союзом электросвязи для связи с беспилотными летательными аппаратами.

2. Проектирование антенны

Для решения поставленной задачи предлагается сформировать антенную систему на основе четырех цилиндрических спиральных проводников, размещенных на опорном цилиндре. Методика расчета описана в [1]. Подобный подход при определённом режиме возбуждения излучателей позволяет реализовать ненаправленное излучение диаграммы направленности в азимутальное плоскости и ощутимо улучшить поляризационные характеристики антенны по сравнению с существующими аналогами при сохранении в рабочем диапазоне частот качественного согласования на входе антенны.

Для возбуждения каждого из четырех спиральных излучателей разработана микрополосковая структура линии питания так, чтобы согласовать комплексные сопротивления всех портов антенны, а фазовый сдвиг на них был 90 градусов относительно друг друга (рис.1).



a) b)

Рис. 1. Структура микро полосковой системы линии питания а) модель в САПР; б) прототип

На рисунке 2 показана экспериментальная модель антенны Н4ЦСА1.1.

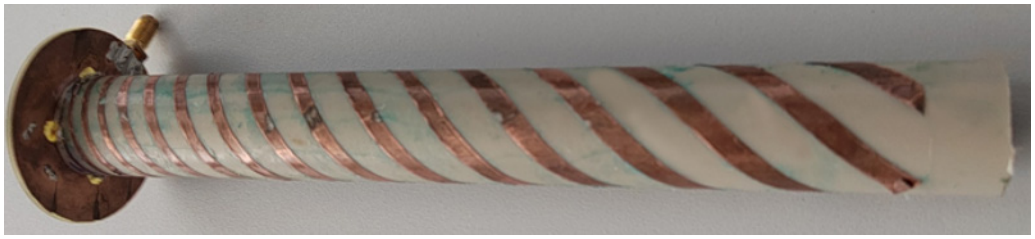


Рис. 2. Экспериментальная модель антенны Н4ЦСА1.1.

На рисунке 3 показано сравнение диаграмм направленности для модели Н4ЦСА1.1, полученных при моделировании в 2-х САПР и эксперименте.

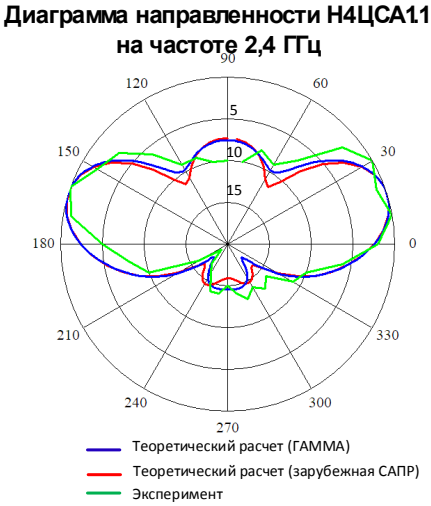
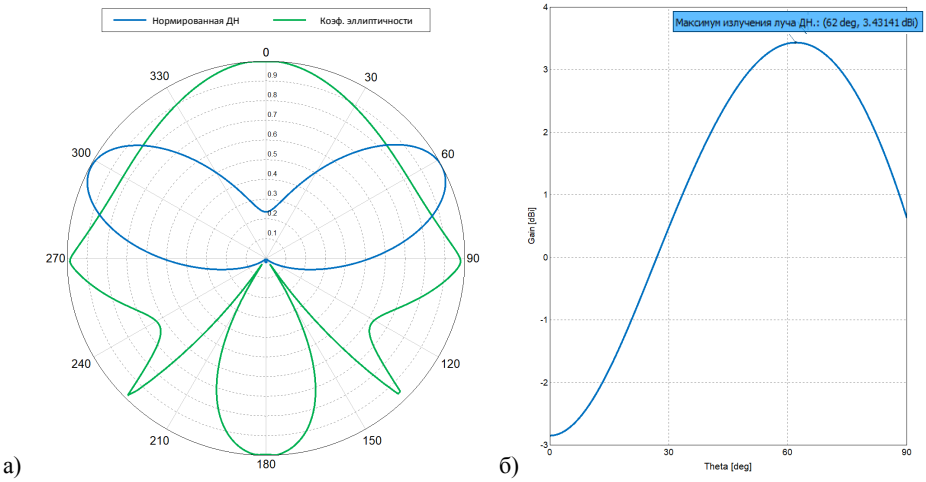


Рис. 3. Диаграмма направленности антенны Н4ЦСА1.1

На рисунке 4 представлены результаты моделирования антенны Н4ЦСА1.2.



а) б)

Рис. 3. Моделирование характеристик Н4ЦСА1.2

3. Заключение

Разработан прототип четырехзаходной нерегулярной цилиндрической спиральной антенны с ненаправленной диаграммой направленности в азимутальной плоскости, которая может эффективно использоваться для организации беспроводного канала связи и передачи информации. Проведены экспериментальные измерения основных характеристик антенны. Эксперимент подтвердил достоверность компьютерного моделирования. Получена модель антенны с габаритами 10×5×5 см, коэффициентом усиления 3.4 дБи и коэффициентом эллиптичности не менее 0.8.

Список литературы

1. Ткаченко, М. О. Компактная антенна с увеличенным радиусом действия диапазона 2,4 ГГц / М. О.Ткаченко // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2024. — Т. 7, № 4. — С. 672—690.

Сравнение CST Studio Suite и COMSOL Multiphysics в области симуляции электромагнитных полей[1]

[1] Кофанов А.Н., [1]Падалинский М.М., [1]Мазинов А.С., [1]Григорьев Е.В., [1]Фитаев И.Ш.

[1] *Физико-технический институт, КФУ им. В.И. Вернадского*
г. Симферополь, Российская Федерация
mazinovas@cfuv.ru

Аннотация: *В данной работе проводится сравнительный анализ CST Studio и COMSOL Multiphysics, охватывающий их функциональные возможности, области применения, а также преимущества и недостатки. В процессе работы было выполнено моделирование шахматной метаструктуры после чего проведено сравнение с экспериментальными данными. Оба пакета продемонстрировали рассеяние падающего излучения, а также наблюдается снижение нормальной составляющей отраженной волны на резонансной частоте (22,5 ГГц).*

1. Введение

За последние 50 лет численные методы анализа, такие как FEM, FDTD и MoM, стали незаменимыми в прикладной электродинамике и реализованы в коммерческих пакетах, таких как COMSOL и CST. Однако, микроволновые алгоритмы не могут быть напрямую применены к наноизлучателям из-за высокой дисперсии и потерь металлов на наноуровне, где глубина скин-слоя сопоставима с размерами структуры. В работе проводится оценка производительности COMSOL (FEM) и CST (FEM, MoM) в моделировании наноструктур, учитывая хроматические и пространственные дисперсионные эффекты. CST - это специализированный пакет для электромагнитного моделирования, предлагающий различные численные методы и удобные инструменты для анализа данных. COMSOL Multiphysics - многофункциональная платформа для многокомпонентного моделирования, интегрирующая различные физические процессы и предлагающая продвинутые функции пост-обработки [1-6].

2. Симуляция метаструктур

При моделировании использовалась метаповерхность шахматного типа. Она построена из прямоугольных диполей с вертикальной и горизонтальной ориентацией, нанесенных на диэлектрическую подложку из стеклотекстолита марки FR-4 [7]. Для работы с трехмерными периодическими структурами в сверхвысоком диапазоне частот в CST Studio Suite используется вычислитель во временной области (Time domain solver)» [8], который задает и рассчитывает распространение электромагнитной волны во времени и пространстве. Основой данного вычислителя является техника конечного интегрирования (Finite Integration Technique, FIT), которая представляет собой схему дискретизации уравнений Максвелла в интегральной форме [9].

Для симуляции метаструктуры в COMSOL Multiphysics использовался «Electromagnetic Waves, Frequency Domain» интерфейс для анализа электромагнитных волн в частотной области. В частотной области решается волновое уравнение второго порядка, заданное в виде:

$$\nabla \times \left(\mu_r^{-1} \nabla \times \boldsymbol{E}\right) - \epsilon_0 \omega^2 \mu_0 (\epsilon_r - i\sigma / \omega\epsilon_0) \boldsymbol{E} = 0, \quad (1)$$

где зависимой переменной является напряженность электрического поля $\boldsymbol{E}$. «Scattering Boundary Condition» выбирается в качестве граничного условия свободного пространства и является источником излучения. Падающее электрическое поле направлено по оси x.

Для сокращения времени вычисления вместо меди толщиной 16 мкм, вводиться условие «Perfect Electric Conductor», что не влияет на результат моделирования.Граничное условие «Far-Field Domain» позволяет рассчитывать поля в дальней зоне за пределами расчетной области в любой точке на основе интегральных соотношений Страттона-Чу. Что позволит нам построить диаграмму рассеяния.

$$E_p = \frac{jk}{4\pi} r_0 \times \int [n \times E - \eta r_0 \times (n \times H)] e^{jkr \cdot r_0} dS. \quad (2)$$

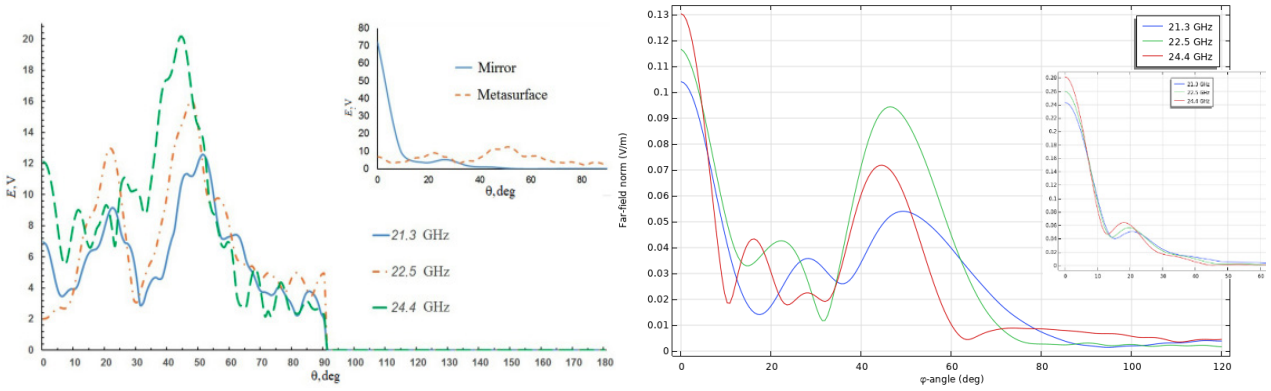
[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 25-22-20022 и Республики Крым.

В этой формуле E и H - поля на “апертуре”—поверхности S, r0- единичный вектор указывающий направление от начала координат в точку поля p.

Для моделирования была выбрана шахматная метаструктура размером 18x18 с девятью прямоугольными резонаторами. При этом частотный диапазон составляет 16-25 ГГц. Были рассмотрены конкретные частоты: 21.3, 22.5 и 24.4 ГГц, выбранные на основе предыдущих наших работ на эту тему, где было выявлено, что различные МП обладают своей уникальной частотной характеристикой [10].

Обе программы показали ослабление центрального лепестка отраженного сигнала на 50% и более в сравнении с зеркалом (см. вставки на рис. 1, а, б). CST демонстрирует снижение амплитуды нормальной составляющей отраженной волны вблизи резонансной частоты (22,5 ГГц) и наличие боковых лепестков, схожих с экспериментальными данными. Однако наблюдаются различия, связанные с особенностями приемной антенны и дифракцией (рис. 1, а).

COMSOL также показывает снижение нормальной составляющей на резонансной частоте, но с большей схожестью с экспериментальными результатами, чем CST (рис. 1, б). COMSOL требует больше усилий для настройки из-за многослойной вычислительной области, но обеспечивает почти полное соответствие с экспериментом по сечениям рассеяния, интенсивности ближнего и дальнего поля. CST работает приемлемым образом.



а) б)

Рис. 9. Диаграмма рассеяния: а – CST, б – COMSOL. На врезке (а, б): сравнение с зеркалом на частоте 21.3 ГГц (цвет онлайн)

3. Заключение

Смоделированная шахматная метаструктура в CST Studio и COMSOL Multiphysics показала рассеяние падающего излучения. Результаты CST Studio и COMSOL Multiphysics близки к экспериментальным, планируется их дальнейшее использование. CST демонстрирует скорость и специализацию, COMSOL — гибкость и многофизичность. Возможно, оптимальным будет использование обеих платформ. Планируются исследования для улучшения характеристик структур в стелс-технологиях и экранировании электроники.

Список литературы

1. A. M. Winslow. Numerical calculation of static magnetic fields in an irregular triangle mesh // Journal of Computational Physics 1966. Vol. 1, № 2. C. 149.
2. Kane Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, May 1966, doi: 10.1109/TAP.1966.1138693.
3. R. F. Harrington. Field Computation by Moment Methods. (Macmillan, 1968).
5. COMSOL, Inc., https://www.comsol.com.
6. CST, https://www.cst.com/products/cstmws.
7. H. Harutyunyan, G. Volpe, R. Quidant, and L. Novotny, “Enhancing the nonlinear optical response using multifrequency gold-nanowire antennas,” Phys. Rev. Lett. 108(21), 217403 (2012).
8. M. Farmahini-Farahani, J. Cheng, and H. Mosallei, “Metasurfaces nanoantennas for light processing,” J. Opt. Soc. Am. B 30(9), 2365–2370 (2013).
9. X. Huang, I. H. El-Sayed, W. Qian, and M. A. El-Sayed, “Cancer cell imaging and photothermal therapy in the near-infrared region by using gold nanorods,” J. Am. Chem. Soc. 128(6), 2115–2120 (2006).
10. Мазинов А. С., Фитаев И. Ш., Болдырев Н. А. Влияние пространственной ориентации проводящих элементов составной метаповерхности на их частотные характеристики и диаграммы рассеивания в свч диапазоне // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18, № 4. С. 86–90.

Сверхширокополосные резистивные делители мощности 0—50 ГГц

[1]Хорошилов Е.В., [1]Малютин Н.Д

[1] Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
г. Томск, пр. Ленина, 40, 634041, Российская Федерация
230191@mail.ru; ndm@main.tusur.ru

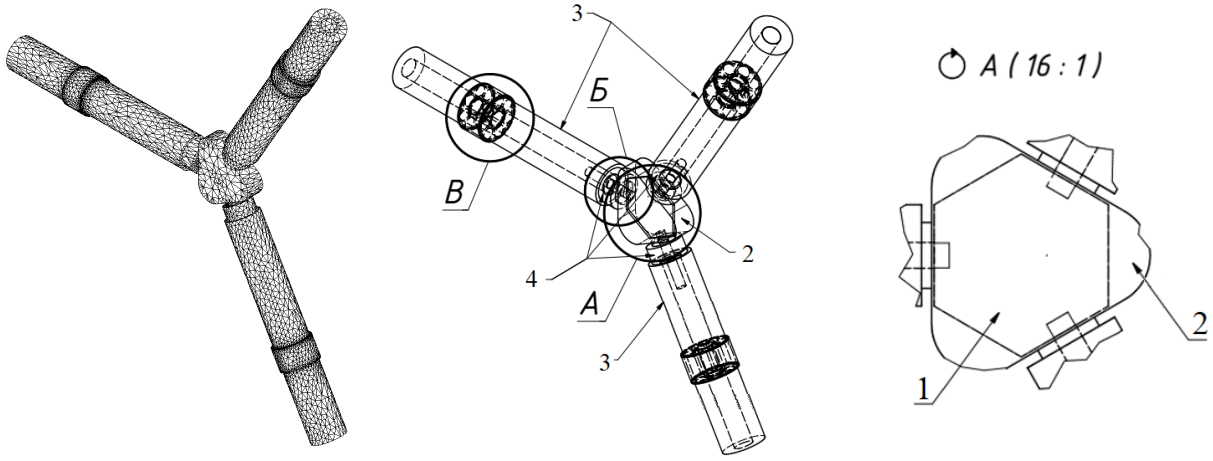
Аннотация: *Предствленны делители мощности с диапазоном рабочих частот 0-50 ГГц, построенные на основе «звездного» и «треугольного» соединения резисторов и нанесенных симметрично на лицевой и обратной стороне диэлектрических подложек. В качестве подводящей линии применена подвешеная высокодобротная симметричная полосковой линия. Приводятся электрические параметры делителей, оптимизированных с помощью разработанных электродинамических моделей и результаты измерения опытных образцов устройств.*

1. Введение

Задача разделения/сложения мощности весьма актуальна при построении различных радиотехнических систем, функционирующих в сверхширокиx полосах частот от DC до 50 ГГц. Этим объясняется существование большого количества видов делителей мощности (ДМ) [1]. Наиболее распространены делители Вилькинсона [2]. Однако данные делители не согласуются на низких частотах. Резистивные делители лишены этого недостатка [3]. Такие ДМ относительно простоты в реализации [4], но для достижения верхней частоты 50 ГГц получение коэффициента отражения S11<–20 дБ необходима тщательная отработка всех элементов конструкции при серийном производстве. Это являлось целью настоящей работы. Далее вкратце описан процесс создания конструкции ДМ в двух исполнениях, обоснован выбор конструктивных решений, а также представлены расчетные и экспериментальные электрические параметры опытных образцов.

2. Объекты исследования

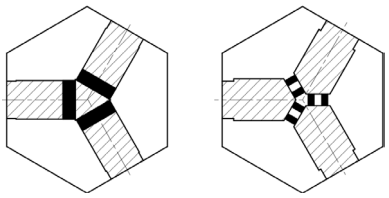
Объектами исследования являются двухканальные СВЧ ДМ, трёхмерная расчётная модель которых представлена на рис. 1 *а*. Она представляет собой СВЧ-канал 1 *б*, состоящий из трёх коаксиальных линий передачи (ЛП), центральные проводники которых соединены с диэлектрической пластиной 1 (рис. 1 в), расположенной в центре полости призматической формы 2. Продольные оси коаксиальных ЛП находятся в одной плоскости и пересекаются в центральной точке модели под углом 120 градусов относительно друг друга. Коаксиальные ЛП модели состоят из последовательно соединённых подводящих 3 и переходных 4 отрезков, в каждом из которых размещены подводящие и переходные диэлектрические опоры соответственно. Центральные проводники переходных отрезков соединялись с топологическими рисунками диэлектрических пластин двух видов (рис. 1 в). Токонесущие полоски и резистивные элементы нанесены на обеих сторонах пластин с точным повторением планарных структур.



а) б) в)

Рис. 1. Расчётная модель (а) и конструкция элементов (б), (в) составляющих элементов делителя мощности

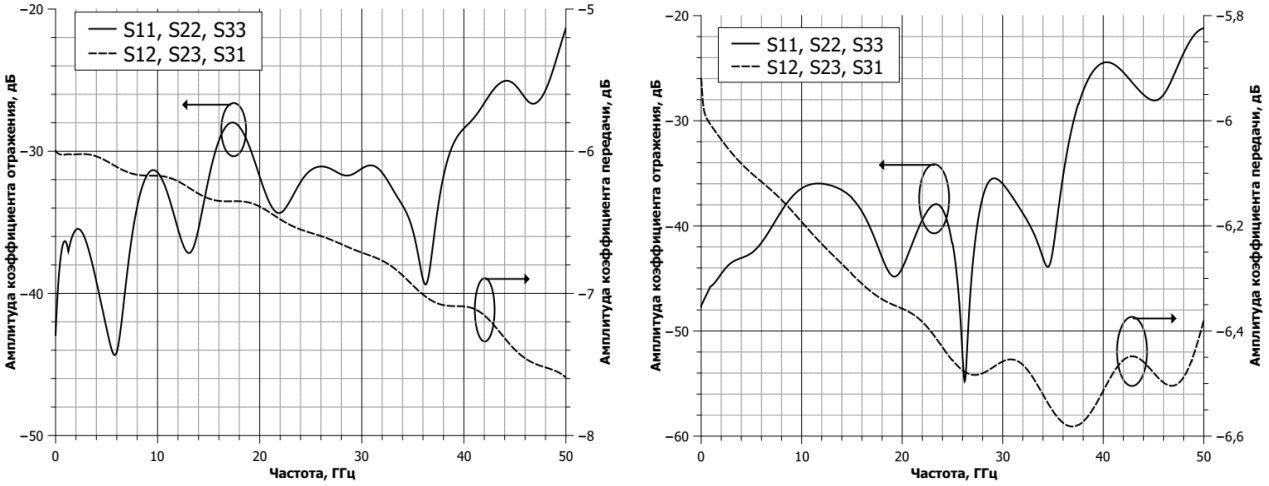
Моделирование ДМ проводилось с топологическим рисунками двух видов, отличающихся расположением резистивных и проводящих областей. В первом случае они образуют «звездную» резистивную схему 2 *а*, во втором – «треугольную» 2 *б*.



а) б)

Рис. 2. Топология полоск и резистивных элемнтов, нанесённых на диэлектрические пластины ДМ

Расчётная модель разбивалась на 200 тыс. тетраэдеров и с помощью алгоритмов оптимизации САПР производился поиск геометрических параметров модели, при которых расчётный коэффициент отражения не превышал значения минус 20 дБ, а значение коэффициента передачи находилось в пределах от минус 5,5 дБ до минус 8 дБ в диапазоне частот от 0 до 50 ГГц. На рис. 3 представлены S-параметры оптимизированных моделей ДМ на диэлектрической пластине которых, сформированы «звездовая» 3,*а* и «треугольная» 3,*б* резистивные топологии соответственно.



а) б)

Рис. 3. S-параметры оптимизированных моделей ДМ на основе «звездной» (а) и «треугольной» (б) схем

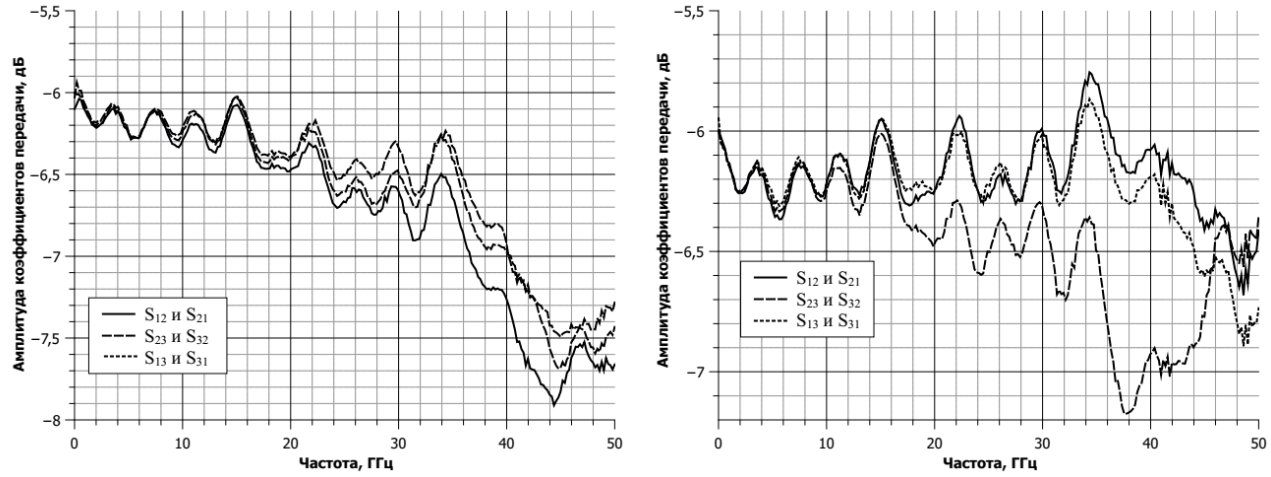
3. Экспериментальные параметры ДМ

Макетный образец делителя мощности [4], одинаковый для двух топологий, показан на рис. 4. Делители выполнены в корпусах треугольной призматической формы, которая в значительной мере обусловлена топологическим рисунком и гексагональной формой СВЧ плат. Части корпуса скрепляются при помощи резьбовых соединений, формируя часть поверхностей внешнего проводника коаксиальных каналов, а также образуя полости в которых подвешена диэлектрическая подложка.



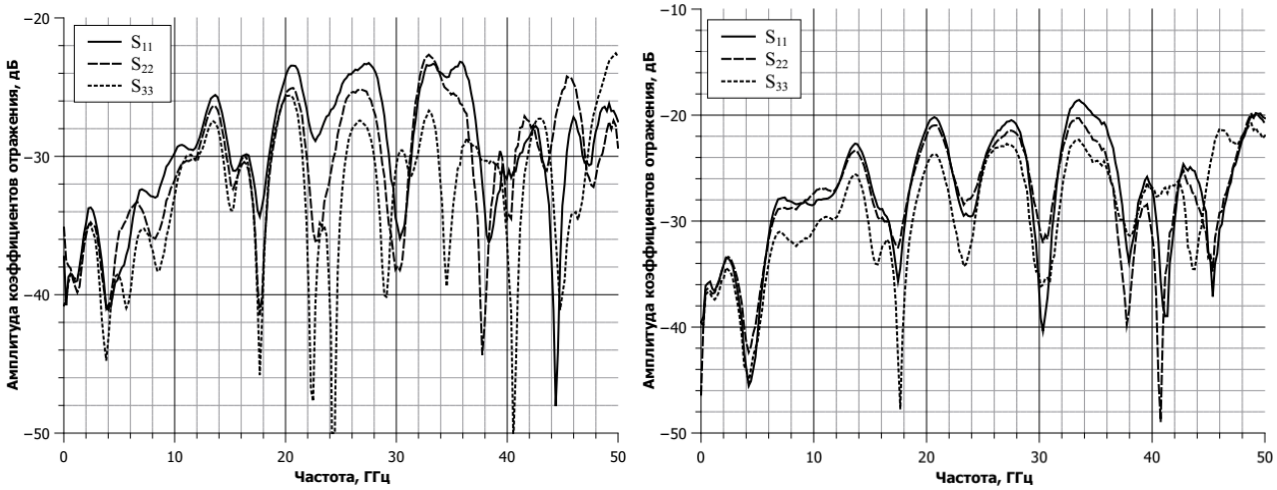
Рис. 4. Фото макетного образца ДМ

На рис. 5 и 6 показаны результаты измерения частоных зависимостей коэффициентов передачи и коэффициентов отражения двух видов опытных образцов ДМ в диапазоне частот от 0 до 50 ГГц.



а) б)

Рис. 5. Частотные зависимости коэффициентов передачи ДМ «звездной» (а) и «треугольной» (б) схем



а) б)

Рис. 6. Частотные зависимости амплитурд коэффициентов отражения ДМ на основе «звездовой» (а) и «треугольной» (б) схем

Список литературы

1. Wei-Qiang Liu; Feng Wei; Chun-Hui Pang; Xiao-Wei Shi. Design of a compact ultra-wideband power divider. 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 05-08 May 2012. DOI: 10.1109/ICMMT.2012.6230026.
2. Drobotun N. Compact Planar Ultra-Wideband Power Dividers with Frequency Range up to 67 GHz for Multichannel Receivers / N. Drobotun, D. Yanchuk, E Khoroshilov // Proceedings of the 46th European Microwave Conference. UK, London, 3-7 October 2016. – Pp. 199- 201.
3. Заенцев В.В,. Катушкина В.М и др. Устройства сложения и распределения мощностей высокачастотных колебаний, М.: Советское радио, 1980. 296 с.
4. Пат. 2709107 РФ, МПК H 01 R 5/18. Сверхширокополосный полосковый делитель мощности. Е.В. Хорошилов (РФ), Ф.А. Михеев (РФ), В.Г. Круглов (РФ), К.С. Козлов (РФ), В.В Щуров (РФ), С.В. Павлов (РФ); заявл. №20119115877 от 23.06.2019; опубл. 16.12.2019.

Расчет поля вблизи экранированной щелевой линии[1]

Бурлаков К., Гафуривайган М., Сидибе Ф.М., Шабунин С.Н.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
k.a.burlakov@urfu.ru

Аннотация: *Данная статья посвящена методу расчета поля вблизи экранированной щелевой линии. Предлагаемый метод относится к разряду полноволновых и учитывает все возможные моды, возникающие в линии. Метод основывается на применении тензорных функций Грина, включающих характеристическую часть, описывающую слоистую структуру изучаемого устройства. Расчет производился для регулярной щелевой линии, выполненной на диэлектрической подложке, входящей в состав прямоугольного волновода. В результате работы были получены картины поля для тангенциальных составляющих магнитного поля при разной ширине щелевой линии. Надежность полученных результатов подтверждается коммерческими приложениями электромагнитного моделирования. Результаты работы могут быть использованы для решения задач определения изменения поля в линии передачи, а также при расчете дизайна переходных структур.*

1. Введение

Щелевые линии часто используются для передачи мощности между слоями в многослойных СВЧ структурах [1]. Также существуют приложения, в которых щелевые линии используют для переходов от одного типа линий к другому, например, переход от волновода, интегрированного в подложку, к прямоугольному полому волноводу [2]. При анализе таких переходов нетрудно заметить, что щелевая структура поворачивает электромагнитное поле в пространстве, что приводит к изменению характеристик конечного устройства.

Существует множество методов для расчета поля в разных линиях передачи и вблизи отражающих поверхностей [3]. В основном их делят на два типа – квазистатический и полноволновый. Наш метод относится к полноволновому и основывается на решении интегральных уравнений с использованием тензорных функций Грина, а также методе поперечного резонанса.

2. Расчет тангенциальных составляющих магнитного поля

Щелевую структуру, описанную в работе [2], упрощенно можно представить как регулярную щелевую линию, расположенную посередине прямоугольного волновода параллельно его узкой стенке. Задача состоит в вычислении электромагнитного поля в зоне над щелевой линией, которая обозначается как «зона 1». В данной работе использовался волновод *WR*42 с размерами 11 x 5.5 мм. В качестве подложки для щелевой линии использовался фольгированный диэлектрик *RO*4350 толщиной $d_2 = 0.254$ мм и диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_2 = 3.66$. Геометрия задачи представлена на рисунке 1, где $d_1 + d_2 + d_3 = 11$ мм, $d_1 = b = 5.5$ мм.

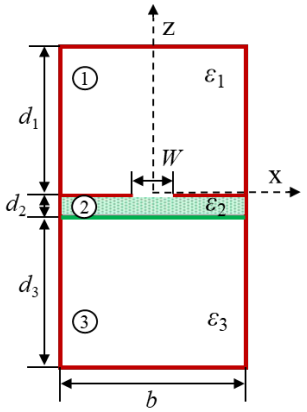


Рис. 1. Щелевая линия внутри волновода

В нашей прошлой работе [4] мы разработали метод для расчета постоянной распространения в микрополосковых и щелевых линиях. Равенство нулю мощности излучения в поперечном направлении к линии обеспечивает ее распространение вдоль линии и позволяет определить

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (Проект N 075-03-2025-258).

постоянную распространения β. В соответствии с методом поперечного резонанса необходимо определить компоненты H_y и E_x, а затем проинтегрировать их произведение по поверхности щели.

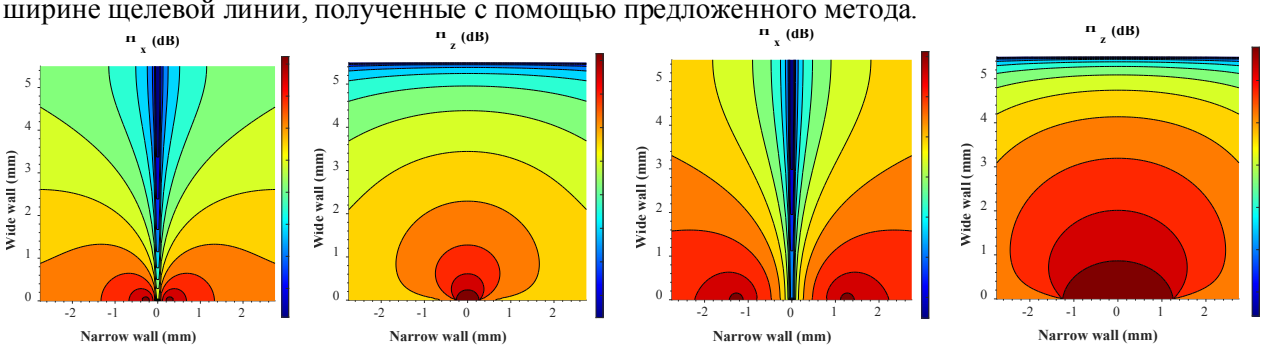
В данной работе были рассчитаны поперечные компоненты магнитного поля для уже известной постоянной распространения, при этом расчетные выражения для компонентов поля имеют следующий вид:

$$H_x(x,y,z) = \frac{\omega\varepsilon_1}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{\beta\xi\sin(\xi x)}{\xi^2+\beta^2}e^{-j\beta y}\left[\frac{1}{\varepsilon_1' k_0^2}\frac{\partial^2 f(z,z')}{\partial z\partial z'} - g(z,z')\right]\left[\frac{\sin\left(\frac{W}{2}\xi\right)}{\frac{W}{2}\xi}\right]d\xi,$$

$$H_z(x,y,z) = -\frac{\omega\varepsilon_1}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{\beta\cos(\xi x)}{\varepsilon_1' k_0^2}e^{-j\beta y}\frac{\partial f(z,z')}{\partial z'}\left[\frac{\sin\left(\frac{W}{2}\xi\right)}{\frac{W}{2}\xi}\right]d\xi.$$

3. Результаты

На рисунке 2 представлены картины поперечных компонент магнитного поля при разной ширине щелевой линии, полученные с помощью предложенного метода.



(а) (б) (в) (г)

Рис. 2. *X*-компонента (а, в) и *Z*-компонента (б, г) магнитного поля при ширине щели 0.5 мм (а, б) и 2.5 мм (в, г)

Видно, что при увеличении ширины щелевой линии картина поля меняется. Известно, что пучности напряженности магнитного поля находятся там же, где и максимумы поверхностного тока. В щелевых линиях этот максимум находится на краях проводников, что подтверждается рисунком 2.

Нетрудно заметить, что при увеличении ширины щели, амплитуда поля уменьшается. Это происходит из-за того, что при увеличении ширины щели ее характеристическое сопротивление возрастает.

Преимущество представленного метода над коммерческими решениями заключается в существенно меньшем времени вычислений. Рассматриваемый метод позволяет строго решить электродинамическую задачу и учесть все возможные моды, возникающие в линии.

Полученные результаты дают возможность корректно проектировать элементы высокочастотных трактов, содержащих отрезки щелевых линий, в том числе переходы типов волн. Понимание структуры электромагнитного поля позволяет принимать обоснованные технические решения при конструировании микроволновых устройств.

Список литературы

1. K. Song and Q. Xue, "Novel Ultra-Wideband (UWB) Multilayer Slotline Power Divider with Bandpass Response," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 20, no. 1, pp. 13-15, Jan. 2010, doi: 10.1109/LMWC.2009.2035951.
2. C. Rave and A. F. Jacob, "A Design Approach for Tapered Waveguide to Substrate-Integrated Waveguide Transitions," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 8, pp. 2502-2510, Aug. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2584605.
3. I. Bahl, M. Bozzi, and R. Garg, Microstrip Lines and Slotlines, Third Edition, Artech, 2013.
4. E. Anashkina, K. Burlakov, F. M. Sidibe, S. Knyazev, L. Lesnaya and S. Shabunin, "Full-wave Analysis of Microstrip and Slotlines," 2024 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2024, pp. 288-291, doi: 10.1109/USBEREIT61901.2024.10584015.

Широкополосный полосковый направленный ответвитель с лицевой связью

[1] Остапенко А. Э., [1] Следков В. А., [1] Комов В. В., [2] Мануилов М.Б.
[1] *Guandong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd., China*
[2] *Южный Федеральный Университет, Ростов-на-Дону, Россия*

Аннотация: *Предложена новая модификация трехдецибельного направленного ответвителя с лицевой связью для диаграммообразующих устройств антенн базовых станций сотовой связи. Рассмотрен способ преодоления недостатков известных конструкций направленных ответвителей при реализации сильной связи между линиями. Ключевой элемент конструкции направленного ответвителя – замедляющая периодическая система, расположенная на обеих сторонах печатной платы. Разработанный направленный ответвитель работает в диапазоне частот 690 – 960 МГц (полоса 32%). Представленные расчетные и экспериментальные результаты показывают высокий уровень согласования и изоляции S11 ≤ - 26 дБ и S41 ≤ - 30 дБ, на выходах отклонение фазы от 90° не превышают 5°, потери около 0.15 дБ.*

1. Введение

Современные системы мобильной связи стремительно развиваются, в связи с чем растут и требования к антенным системам базовых станций. Применяемые в базовых станциях антенные решетки все чаще должны работать одновременно в нескольких диапазонах, а также реализовывать многолучевой режим работы, формируя узкие лучи. Для соответствия высоким предъявляемым требованиям, такие антенны содержат компактные диаграммообразующие устройства, состоящие из различных пассивных компонентов.

Наиболее распространенные широкополосные и компактные направленные ответвители (НО) выполнены на печатных платах в виде связанных линий. НО, имеющие слабую связь (10-30 дБ), содержат связанные линии, разделенные зазором и расположенные на одной стороне печатной платы. Однако, такая конструкция НО не всегда может обеспечить высокий уровень связи (2-10 дБ), т.к. зазор между линиями становится слишком мал и может быть технологически не реализуем. Другой вариант – это НО с лицевой связью, где связанные линии расположены на разных сторонах диэлектрической подложки напротив друг друга [1-3].

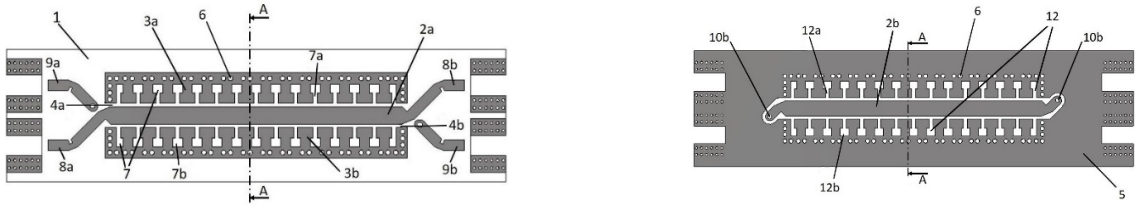
2. Конструкция направленного ответвителя

Предложенная конструкция ориентирована на преодоление недостатков известных устройств и создание НО с сильной лицевой связью, выполненных на печатной плате. В заданном частотном диапазоне 690-960 МГц ответвитель должен обеспечивать на выходах уровень сигнала -3 дБ и 90-градусный фазовый сдвиг, высокое согласование и изоляцию портов. Топология предлагаемого НО показана на рис. 1, рис. 1а – верхняя сторона печатной платы, содержащей первую проводящую линию и заземленные гребневые проводники, рис. 1б – нижняя сторона печатной платы, содержащей вторую проводящую линию. Для решения поставленной задачи рассмотрим структуру с лицевой связью, которая содержит два полосковых проводника 2a и 2b, один из которых расположен на верхней стороне подложки 1, а второй – на нижней стороне подложки 5. НО содержит дополнительные заземленные проводники 3a и 3b, которые через металлизированные отверстия 6 замкнуты на обратную сторону подложки 5, а от проводящих линий отделены зазорами 4a и 4b. Заземленный проводник содержит вырезы 7, которые состоят из узкой части 7a, 12a и широкой части 7b, 12b. Проводящая линия 2a оканчивается участками 8a и 8b, к которым подключается коаксиальный кабель. Проводящая линия 2b соединяется с участками 9a и 9b, к которым подключается коаксиальный кабель, посредством переходных металлизированных отверстий 10a и 10b. [4,5].

Электромагнитная волна, распространяющаяся по одному из полосковых проводников, возбуждает противофазную волну во втором проводнике. Наличие емкостной связи и отличие волновых сопротивлений от номинальных значений приводят к возбуждению во втором проводнике еще одной - «паразитной» синфазной волны. Фазовые скорости распространения синфазной и противофазной волн при этом разные. Применение периодических замедляющих структур различного вида [3,6,7] позволяет выровнять фазовые скорости четной и нечетной мод.

Ключевой особенностью данного решения является новый тип периодической гребенчатой структуры (рис.1), конфигурация которой выбрана таким образом, чтобы обеспечить равную электрическую длину линий в обоих режимах возбуждения. Прямоугольные вырезы в структуре

сделаны неодинаковыми, чтобы замедлить обе распространяющиеся волны, однако, синфазная волна замедляется сильнее, что позволяет выровнять фазовые скорости двух режимов возбуждения. Для обеспечения высокой связи между полосковыми проводниками, расположенными на разных сторонах подложки, линии полностью перекрывают друг друга. Добиться требуемого уровня связи позволяет также величина зазора между заземленными проводниками и проводящими полосковыми линиями. Такое построение НО позволяет обеспечить меньшее волновое сопротивление нечетной моды и большее волновое сопротивление четной моды. В итоге, предложенный НО обеспечивает больший коэффициент связи $K = \sqrt{Z_e/Z_o}$, по сравнению с классическими линиями с боковой и лицевой связью.



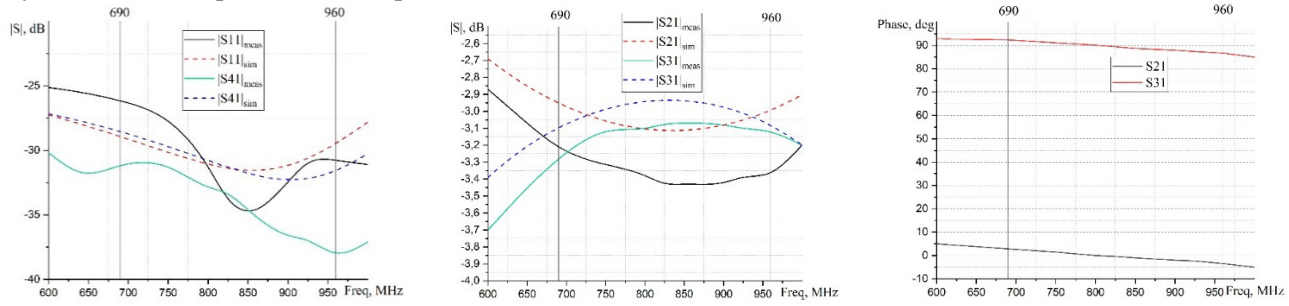
а) б)

Рис. 1. Направленный ответвитель для диапазона 690 – 960 МГц. а) верхняя сторона платы; б) нижняя сторона платы

3. Результаты моделирования и эксперимента

Предложенный НО, работающий в диапазоне 690 – 960 МГц, был изготовлен и протестирован на векторном анализаторе цепей. В качестве материала подложки был использован материал SCGA-500 толщиной $h = 0.762$ мм, диэлектрической проницаемостью ε = 3 и тангенсом угла диэлектрических потерь $tg\ \delta = 0.0023$.

На рис. 2 приведено сравнение расчетных и экспериментальных результатов, включая коэффициент отражения, изоляцию между портами, переходное ослабление и фазы на выходах НО. Как видно из графиков, в целом расчетные и экспериментальные результаты достаточно хорошо согласуются. Имеющиеся расхождения связаны с погрешностями изготовления НО. Различие коэффициентов передачи обусловлено измеренными потерями в кабелях (≈ 0.2дБ в диапазоне 690 – 960 МГц), подключенных к входам и выходам НО, а также некоторыми расхождениями, связанными с учетом диэлектрических потерь.



а) б) в)

Рис. 2. Расчетные и экспериментальные характеристики НО 690 – 960 МГц.
а) коэффициент отражения и изоляция, б) переходное ослабление, в) фаза на выходах НО.

4. Выводы

В работе предложена новая модификация НО с сильной лицевой связью. Предложенный НО обладает более стабильными амплитудными характеристиками и широкополосностью по сравнению с известными конструкциями НО. Проведенные исследования показали, что на основе предложенной концепции можно реализовать НО с различными значениями переходного ослабления и направленности, а также фазовращатели с фиксированным фазовым сдвигом для различных частотных диапазонов.

Исследованный НО был изготовлен и экспериментально протестирован на векторном анализаторе цепей. В диапазоне частот 690 – 960 МГц измеренный коэффициент отражения S11 ≤ – 26 дБ, изоляция не хуже -30 дБ, отклонение фазы от 90° не превышают 5°, потери около 0.15 дБ.

Разработанный НО был использован в качестве элемента в матрицах Батлера для многолучевых антенных решеток, в диаграммообразующих устройствах для антенных решеток базовых станций, формирующих секторные диаграммы направленности.

Список литературы

1. Maloratsky L.G. RF and Microwave Integrated Circuits // Elsevier/Newnes. 2004.
2. V.V. Shekhovtsov, V.A. Sledkov, G.P. Pischenko, M.G. Pischenko and M.B. Manuilov. Design of broadband strip-line directional couplers with improved directivity // Proc. of 24nd Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo'2014), pp. 604-605, 2014.
3. V. A. Sledkov, L. A. Obrezanova and M. B. Manuilov, Design of Ultra-Wideband RF Stripline Directional Couplers // 17th International Crimean Conference - Microwave and Telecommunication Technology, pp. 441-442, 2007.
4. A. Ostapenko, V. Sledkov, Li Zimeng, Pat. CN115207591A(China), Strong coupling strip line and microwave element comprising strong coupling strip line, 2022.
5. A. Ostapenko, V. Sledkov, Li Zimeng, Pat. WO2024007717A1 (USA) Strong coupling striplines and microwave element comprising same, 2024
6. Mongia Rajesh, Bahl Inder, Bhartia Prakash. RF and Microwave Coupled-Line Circuits couplersю - ARTECH HOUSE, INC. 1999.
7. Malherbe J.A.G. Microwave transmission line couplers. - ARTECH HOUSE, INC. 1988.

Синтез и анализ микрополосковых линий для трехслойной диэлектрической подложки[1]

Сидибе Ф.М., Гафуривайган М., Шабунин С.Н., Бурлаков К.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
sidibefousseny80@gmail.com

Аннотация: *В статье предлагается новый метод расчета характеристического сопротивления микрополосковых линий, в том числе с многослойной подложкой. Строгое решение для характеристического сопротивления рассчитывается как отношение мощности, распространяющейся по линии, к полному току в линии. В этом случае требуется определить две поперечные компоненты электрического поля и две поперечные компоненты магнитного поля. Поскольку основное поле микрополосковой линии сосредоточено под полосой, предлагается рассчитывать характеристическое сопротивление как отношение напряжения к току в линии. К сожалению, разность потенциалов в разных точках поперечного сечения отличается. В статье предлагается вычислять это напряжение путем интегрального усреднения напряженности электрического поля. В этом случае достаточно одной компоненты вектора E. Расчет характеристического сопротивления производится для уже известной постоянной распространения в линии. На первом этапе она рассчитывается методом поперечного резонанса. В решении используются функции Грина для вычисления компонент поля. Слоистая структура учитывается в характеристической части функций Грина. Рассчитанные значения характеристического сопротивления совпадают со значениями, полученными в приложениях электромагнитного моделирования с точностью до 2%, при этом время расчета сокращается во много раз.*

1. Введение

Микрополосковые линии (МПЛ) передачи широко используются для передачи электромагнитных волн и сигналов в микроволновых устройствах, таких как: фильтры, детекторы сигналов, направленные соединители, усилители [1-2]. Основными параметрами, которые используются при проектировании МПЛ, являются характеристическое сопротивление и постоянная распространения. Эти параметры зависят от ширины МПЛ, толщины диэлектрической подложки и диэлектрической проницаемости. Методы анализа МПЛ делятся на два типа: квазистатические и полноволновые методы [1-3]. В тоже время в большинстве компьютерных программ, например TXLine используются приближенные формулы [3]. Недостатком такого подхода является отсутствие учета высших волновых мод, которые могут распространяться в МПЛ, начиная с определенной частоты.

При строгом подходе постоянная распространения определяется методом поперечного резонанса. Чтобы найти характеристическое сопротивление, необходимо рассчитать мощность поля волны, распространяющейся в линии. Этот расчет сложен, так как требует определения двух поперечных компонент электрического поля и двух поперечных компонент магнитного поля [4].

В данной работе показана возможность расчета характеристического сопротивления МПЛ для многослойной диэлектрической подложки на основе только одной составляющей поля.

2. Моделирование микрополосковых линий на многослойной диэлектрической подложке

МПЛ имеют различную структуру, но в составе имеют диэлектрические материалы. Они могут быть открытыми и экранированными. Сложность расчета характеристик МПЛ связана с наличием дисперсии, а также возбуждением высших типов волн. В ряде приложений, например, в цепях возбуждения микрополосковых антенн, в элементах MIC, МПЛ может иметь многослойную структуру диэлектрика. Способ расчета постоянной распространения с использованием функций Грина стратифицированных сред, представлен в [5]. Данный подход называется полноволновым, так как позволяет учесть кроме основной моды и волны высшего типа, определить их частоту отсечки и постоянные распространения. Характеристическое сопротивление рассчитывается известным образом $\rho=2P/I$, где мощность, распространяющаяся вдоль оси y (вдоль линии),

$$P = \frac{1}{2}\iint_S \left[E_z H_x^* - E_x H_z^* \right] ds , \qquad (1)$$

при этом полный ток по полоске приравнивают 1 А.

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № 075-03-2025-258).

Характеристическое сопротивление линии можно рассчитать и иным способом, через напряжение и ток ρ=*U*/*I*, однако проблема заключается в расчете напряжения. Напряжение в МПЛ можно определить интегрированием поперечной компоненты вектора электрического поля между полоской и экраном

$$U = \int_0^h E_z \, dz \,, \tag{2}$$

где h – толщина подложки. Для двухслойной подложки искомое напряжение потребует вычисления поперечной компоненты поля в каждом слое $\rho = (U_1 + U_2)/I$, где $U_1 + U_2 = \int_0^{h_1} E_{1z} \, dz + \int_{h_1}^{h_2} E_{2z} \, dz$.

Искомое напряжение меняется от максимума в середине полоска и уменьшается при удалении к краю (рис. 1). Использование результата в середине полоски приводит к ошибке в большую сторону при расчете ρ, значение на краю приводит к результату, меньше корректного. Сравнение выполнено для однослойной подложки в программе TXLine. Среднее значение тоже приводит к существенной ошибке. В работе показано, что усреднение интегрированием площади (рис. 2) позволяет получить точность расчета в пределах 2%, при этом напряжение *U*=2S/*W*, где *W* – ширина полоски,

$$S = \int_0^{W/2} U(x) dx \cdot \tag{3}$$

На рис. 3 приведена зависимость характеристического сопротивления МПЛ с двухслойной подложкой от ширины полоски.

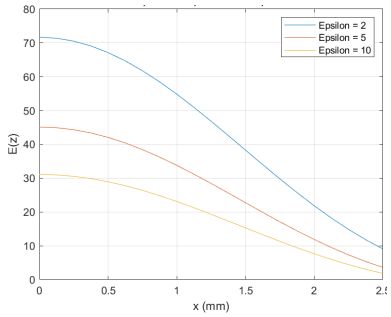


Рис. 1. Распределение амплитуды компоненты поля E_z в поперечном сечении для трех значений диэлектрической проницаемости подложки (толщина *h*=1 мм).

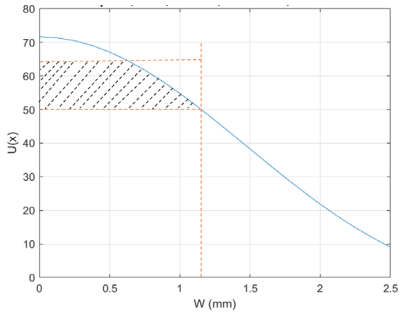


Рис. 2. Алгоритм усреднения напряжения в МПЛ для расчета волнового сопротивления (ε=5, *h*=2 мм, *W*= 1.25 мм).

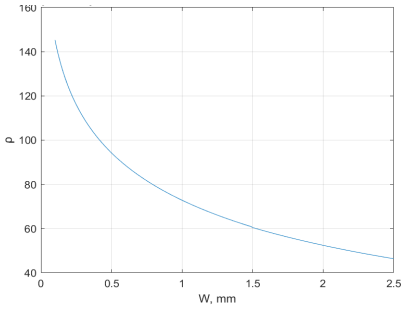


Рис. 3. Зависимость волнового сопротивления от ширины полоски МПЛ с двухслойной подложкой (ε_1=5, ε_2=10, h_1=2 мм, h_2=1 мм).

3. Заключение

Описано применение функций Грина стратифицированных сред для расчета постоянной распространения и характеристического сопротивления экранированных и неэкранированных МПЛ с произвольным числом слоев. Предложено рассчитывать значение характеристического сопротивления МПЛ как отношение напряжения к току в линии, при этом вследствие неравномерного распределения напряженности электрического поля под полоской, величина напряжения определяется на основе интегрального усреднения. Точность вычисления характеристического сопротивления не превышает 2%.

Список литературы

[1] R. Garg, I. Bahl, and M. Bozzi, Microstrip Lines and Slotlines, 3-ed., Artech House, 2013.
[2] I. A. Glover, S. R. Pennock and P. R. Shepherd, Microwave devices, circuits and subsystems for communications Engineering, John Wiley & Sons, 2005.
[3] D.M. Pozar, Microwave engineering, John Wiley & Sons, 2012.
[4] Панченко Б.А., Баранов С.А. Электродинамичекий расчет регулярных полосковых линий / Сб. научно-методических статей по прикладной электродинамике. Вып. 4. – М.: Высшая школа, 1980. – С.208–233.
[5] E. Anashkina, K. Burlakov, F. M. Sidibe, S. Knyazev, L. Lesnaya and S. Shabunin, "Full-wave Analysis of Microstrip and Slotlines," 2024 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2024, pp. 288-291, doi: 10.1109/USBEREIT61901.2024.10584015.

Изучение щелевой моды в линии задержки с резонирующей пьезоэлектрической пластиной [1]

[1] Зайцев Б. Д., [1] Бородина И. А., [1] Теплых А. А., [1] Семёнов А. П.

[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: *Экспериментально исследована щелевая мода в структуре на основе линии задержки из пластины ниобата лития Y–X среза с двумя встречно – штыревыми преобразователями для возбуждения и приема акустической волны с поперечно – горизонтальной поляризацией в диапазоне частот 1.5 – 2.2 МГц. Толщина пластины составляла 0.35 мм. Над линией задержки между преобразователями с некоторым зазором располагалась резонирующая пластина ниобата лития. Рассматривались две кристаллографические ориентации резонирующей пластины: Y-X-140° и Y-X+155° срезов. В такой структуре частотная зависимость полных потерь содержала ярко выраженные пики резонансного поглощения. С увеличением ширины зазора между пластинами глубина резонансных пиков монотонно уменьшалась и при 70 мкм пики исчезали. Разработанная структура показывает перспективу ее использования для многопараметрического анализа различных жидкостей.*

1. Введение

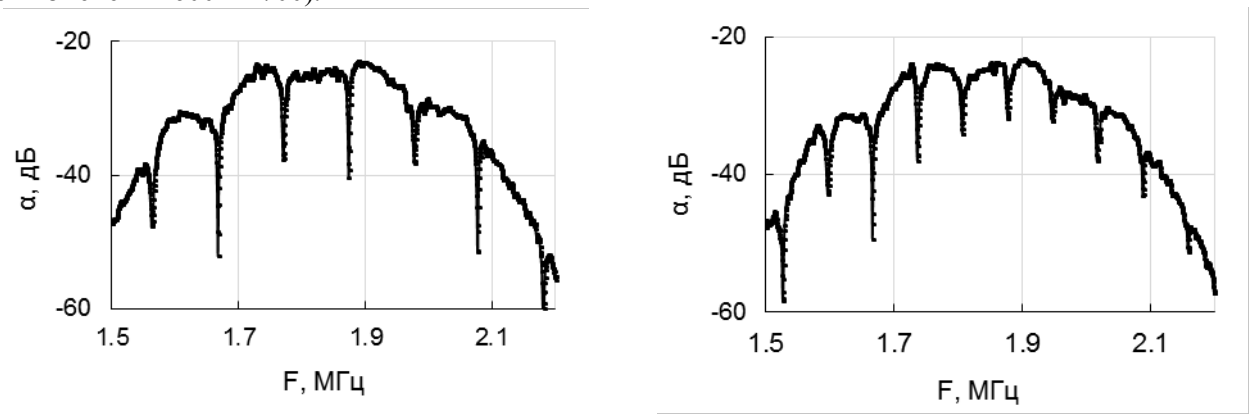
Известно, что в структуре из двух пластин, разделенных вакуумным или воздушным зазором, могут распространяться щелевые акустические волны, связанные электрическим полем, проникающим в воздушный зазор [1, 2]. Ранее для экспериментального наблюдения щелевой моды была использована структура, состоящая из линии задержки с двумя встречно-штыревыми преобразователями для возбуждения и приема акустической волны с поперечно – горизонтальной поляризацией [3]. Эта линия задержки была выполнена на пластине Y–X среза ниобата лития толщиной 0.2 мм. Над линией задержки с некоторым зазором располагалась пьезоэлектрическая пластина из ниобата лития Z среза с длиной менее, чем расстояние между преобразователями. Ось X была ориентирована вдоль направления распространения волны в линии задержки. На частотной характеристике полных потерь были обнаружены резонансные пики, связанные с резонансом возбуждаемой щелевой моды. Такая структура позволила разработать жидкостные [4] и биологические [5] датчики. Однако толщина линии задержки в таком датчике с рабочей частотой 2.5 – 4 МГц составляла всего 0.2 мм, что было крайне неудобно при практической работе. Очевидно, что для практического использования более удобным является линия задержки, выполненная на более толстой пластине. В данной работе исследуется щелевая мода на линии задержки из пластины ниобата лития толщиной 0.35 мм.

2. Методика эксперимента и полученные результаты

Была разработана и создана линия задержки из пластины ниобата лития Y–X среза толщиной 0.35 мм, включающая два встречно – штыревых преобразователя с 5 парами расщепленных электродов. Период ВШП составлял 2 мм при апертуре 14 мм. Расстояние между ВШП составляло 40 мм. Линия задержки подключалась к измерителю цепей E5071C (Agilent Technologies), работающему в режиме измерения параметра S_{12} в частотном диапазоне 1.5 – 2.2 МГц. Минимальное значение полных потерь составляло 23 дБ, а на краях диапазона – 50 дБ. Линейная частотная зависимость фазы выходного сигнала позволила определить фазовую скорость волны, которая оказалась равной 4449 м/с и соответствовала акустической волне с поперечно – горизонтальной поляризацией. Над линией задержки с некоторым зазором размещалась резонирующая пластина (резонатор) из ниобата лития с двумя вариантами кристаллографической ориентации. В первом варианте использовалась пластина Y-X–140° среза. В этом случае ось Y была перпендикулярна пластине, а ось X–140° направлялась вдоль волнового вектора волны в линии задержки. Толщина и длина резонатора вдоль распространения волны составляли 0.5 и 20 мм, соответственно. На рис. 1а представлена экспериментальная частотная зависимость полных потерь линии задержки, на которой четко наблюдаются семь ярко выраженных резонансных пиков поглощения. Поскольку для каждого резонанса по длине резонирующей пластины укладывается целое число полуволн была оценена фазовая скорость щелевой моды как $V=2L(f_2–f_1)$. Здесь L – длина резонирующей пластины, а f_2 и f_1 – частоты двух ближайших пиков. Скорость оказалась равной 4092 м/с, что немного меньше скорости волны с поперечно-

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 24-29-00289.

горизонтальной поляризацией в линии задержки. Теоретический анализ показал, что на резонансной частоте энергия волны перекачивается из линии задержки в резонатор, в котором возникает стоячая волна с поперечно горизонтальной поляризацией. Измеренные добротности резонансных пиков оказались различными и менялись в пределах 155 – 215. Во втором варианте использовалась пластина ниобата лития Y-X+155° среза. В этом случае ось Y также была перпендикулярна стороне резонатора, а ось X+155° ориентировалась вдоль волнового вектора волны в линии задержки. Толщина и длина резонатора вдоль распространения волны составляли 0.5 и 30 мм, соответственно. На рис. 1б представлена экспериментальная частотная зависимость полных потерь линии задержки для рассматриваемого случая, содержащая десять резонансных пиков поглощения. В соответствии с указанной выше формулой скорость щелевой моды в этом случае оказалась равной 4092 м/с, что также меньше скорости волны с поперечно-горизонтальной поляризации в линии задержки. Теоретический анализ показал, что в этом случае на резонансной частоте также происходит перекачка энергии волны из линии задержки в резонатор и здесь возникает стоячая волна с поперечно горизонтальной поляризацией. Добротности резонансных пиков оказались чуть выше по сравнению с предыдущим случаем (диапазон изменения 600 – 1700).



а) б)

Рис. 1. Частотные зависимости полных потерь линии задержки с резонатором из ниобата лития Y-X–140° среза (а) и с резонатором из ниобата лития Y-X+155° среза (б).

Анализ полученных результатов позволил сделать следующие выводы. С ростом длины резонирующей пластины количество резонансов увеличивается. Это вполне понятно, поскольку увеличивается количество полуволн, укладывающихся вдоль длины резонатора. Поэтому добротность резонансных пиков также увеличивалась.

3. Заключение

Таким образом, проведенные эксперименты показали, что с ростом длины резонатора увеличивается количество резонансов в пределах полосы пропускания линии задержки. Предполагается, что разработанная структура будет использована для многопараметрического анализа и идентификации различных жидкостей. В этом случае наиболее оптимальной является структура с наибольшим числом резонансов и наибольшей добротностью. Этому критерию удовлетворяет резонатор из пластины ниобата лития Y-X+155° среза длиной 30 мм.

Список литературы

1. Гуляев Ю.В., Плесский В.П. Щелевые акустические волны в пьезоэлектрических материалах // Акустический журнал. 1977. Т. 23. № 3. С. 716-720.
2. Двоешерстов М.Ю., Чередник В.И., Петров С.Г. Чириманов А.П. Численный анализ свойств щелевых электроакустических волн // Акустический Журнал. 2004. Т. 50. №6. С. 776–782.
3. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Acoustic waves in a structure containing two piezoelectric plates separated by an air (Vacuum) gap // IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control. 2013. Vol. 60. No. 12. P. 2677–2681.
4. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A. The influence of viscous and conducting liquid on characteristics of slot acoustic wave // Ultrasonics. 2018. Vol. 82. P. 39–43.
5. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Burygin G.L., Guliy O.I. Sensor based on the slot acoustic wave for the non-contact analysis of the bacterial cells – Antibody binding in the conducting suspensions // Sensors and Actuators B: Chemical, Sensors and Actuators, B. 2018. Vol. 268. P. 217–222.

Разработка и измерение перестраиваемых аттенюаторов X и Ka диапазонов с применением электродинамических ножей различной гетерогенной структуры

[1,2] Малеваник С.О., [1,2] Кузнецов В.В., [1,2] Клементьев А.Н., [1] Сергеева А.С.

[1] *Филиал РТУ МИРЭА в г. Фрязино*
г. Фрязино, ул. Вокзальная д. 2А, корпус 61, 141190, Российская Федерация
gaikovich@mail.ru
[2] *АО «НПП «Исток им. Шокина»»*
г. Фрязино, ул. Вокзальная д. 2А, корпус 61, 141190, Российская Федерация

Аннотация: *В данной работе выполнено экспериментальное исследование перестраиваемых аттенюаторов миллиметрового диапазона частот с электродинамическими ножами, выполненными материалов, обладающими слоистой и порошковой гетерогенной структурами.*

1. Введение

Перестраиваемые аттенюаторы миллиметрового и сантиметрового диапазонов находят применение во многих задачах, решаемых как при производстве, так и при проведении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в радиоэлектронной отрасли. Волноводные аттенюаторы в трактах радиоизмерительных стендов, которые выполняют функцию регулирования мощности, направляемой на измерительные устройства ввиду того, что может проводится измерение различных устройств, с разными выходными мощностями и рабочими частотами, коэффициент ослабления аттенюатора должен быть достаточно большим, а нелинейность частотной характеристики не должна превышать единиц децибел.

2. Моделирование аттенюатора

Первым этапом работы выполнено моделирование поглощающих вставок из различных материалов в системе автоматизированного проектирования. В качестве конструктивного исполнения аттенюатора, выбрана классическая схема с трапецеидальным ножом, перемещаемым в вертикальной плоскости в середине широкой стенки прямоугольного волновода сечением 7.2x3.4 мм. В САПР построена модель волновода с прорезью вдоль середины широкой стенки и модель поглощающей вставки. Моделирование перестройки аттенюатора выполнялось путем перемещения поглощающей вставки в Е-плоскости волновода путем изменения по координате Z 3-D модели.

Для моделирования электродинамического ножа, был выбран реально существующий материал, с сайта производителя были загружены характеристики материала и импортированы в программную среду. Результаты моделирования представлены на рисунке 1.

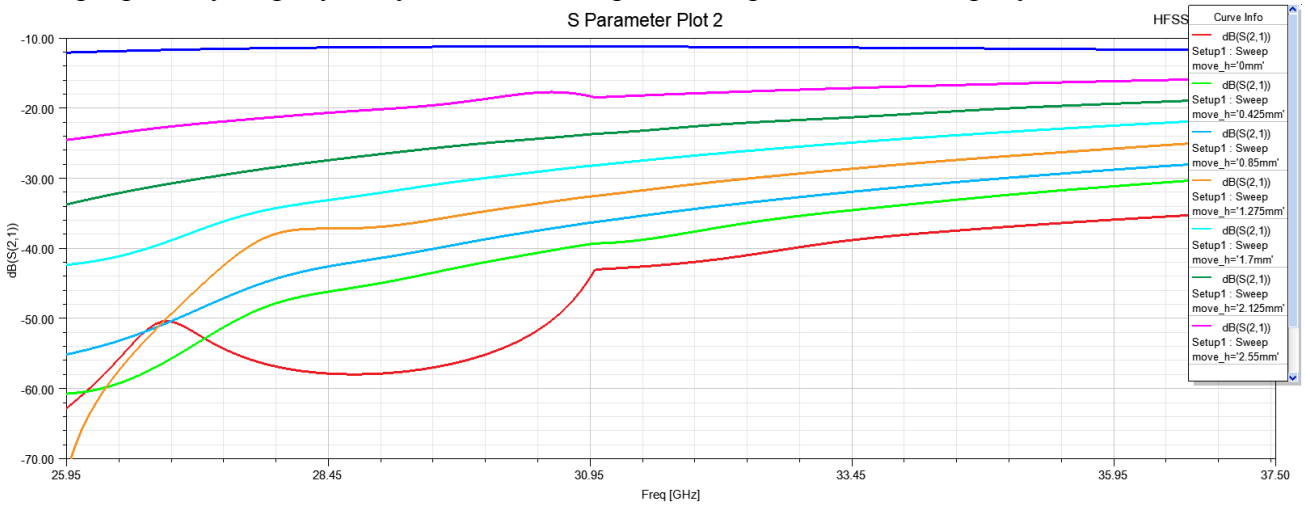


Рис. 1. Результаты моделирования

Как видно из графиков, представленных на рисунке 1, с данным материалом не удается достичь требуемой линейности частотной характеристики.

В связи с этим было принято решение самостоятельно изготавливать электродинамический нож для аттенюатора миллиметрового диапазона частот.

3. Изготовление и измерение различных электродинамических ножей

Как известно, при взаимодействии СВЧ излучения с металлическим телом, объем, в котором наблюдается эффективное поглощение не превышает величины скин-слоя. Соответственно существенно повысить эффективный объем поглощающего тела, можно путем создания гетерогенного материала типа металл – диэлектрик. При этом существует 2 основных варианта создания таких структур: слоистых и порошковых. Эти 2 варианты были изготовлены и измерены.

Слоистая гетерогенная структура создана путем разбиения слоев металла на более тонкие, изолированные друг от друга диэлектриком слои, при этом толщина металла не должна превышать толщины скин-слоя. В качестве диэлектрика выбрана корундовая керамика ВК94-1 толщиной 1 мм, а в качестве металла – тантал, который нанесен на отполированные поверхности керамического ножа путем напыления. Порошковая гетерогенная структура создана путем замеса эпоксидной смолы с карбонильным железом Р-30 в соотношении 60% железа и 40% смолы соответственно. Также разработана конструкция корпуса аттенюатора и система позиционирования электродинамического ножа в волноводе. Конструкция представляет аттенюатора представляет собой сборку из двух половин, с фрезерованным волноводным каналом, что упрощает изготовление и сборку. Система позиционирования состоит из 2 алюминиевых пластин, нижняя пластина может двигаться на четырёх вертикальных направляющих, для возврата в исходное положение, она упирается на 4 пружины. Верхняя пластина жестко закреплена на направляющих, к ней в свою очередь прикреплена микрометрическая головка, которая выполняет функцию регулировки положения электродинамического ножа.

Электродинамический нож из порошковой гетерогенной структуры обладает худшим коэффициентом ослабления и схожей линейностью частотной характеристики в сравнении со слоистой гетерогенной структурой, измеренной ранее. Предполагаемая причина данного ухудшения характеристики может быть связана с неравномерным распределением частиц или конгломератов металла в объеме эпоксидной смолы, ввиду чего уменьшается полезный объем поглощения СВЧ-излучения.

Также был изготовлен электродинамический нож для волновода стандарта 23х10 мм и измерена его характеристика.

4. Заключение

В ходе работы промоделированы изготовлены и измерены электродинамические ножи для аттенюаторов из различных материалов с применением двух способов создания гетерогенной структуры. Экспериментально исследованы два типа гетерогенной структуры, а именно слоистая и порошковая. Слоистая структура из корундовой керамики ВК94-1, покрытой танталом, путем напыления показала себя лучше порошковой структуры, полученной путем смешивания эпоксидной смолы с карбонильным железом марки Р-30.

Список литературы

1. Ковнеристый Ю. К. Материалы, поглощающие СВЧ-излучения / Ю.К. Ковнеристый – Москва: издательство Наука, 1982. - 162 с.
2. Андронов Е.В., Глазов Г.Н. Теоретический аппарат измерений на СВЧ: Т. 1 Методы измерений на СВЧ/ Е.В. Андронов - Томск: 2010.-804с.
3. Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE / А.А. Курушин – Москва: издательство СОЛОН-Пресс, 2018. - 428 с.

Моделирование и анализ конструкций подвижной части МЭМС-переключателя емкостного типа

1 Йе Мин Хлаинг., 2 Калугин В. В.,3 Сат Н.М., 4 Паинг С. Х
Национальный исследовательский университет «МИЭТ»
г.Зеленоград, 124498, Площадь Шокина, дом.1, Российская Федерация
yeminhlaing588@gmail.com, paingsthu7@gmail.com, sattnaingmoe59@gmail.com

Аннотация: *В данной работе выполнен анализ трёх конструкций МЭМС-переключателя ёмкостного типа, выполненный с применением программных средств SolidWorks и ANSYS. Проведены численные расчёты деформации мембраны под действием механической силы величиной 1.3 мкН, позволившие выбрать оптимальный вариант конструкции. Также выполнен модальный анализ, в результате которого определены резонансные частоты шести модальных режимов. Целью данного исследования является анализ конструктивных решений МЭМС-переключателей ёмкостного типа для применения в СВЧ-системах с целью повышения чувствительности и снижения напряжения срабатывания.*

1. Введение

Емкостные МЭМС-переключатели находят широкое применение в СВЧ-системах, что обеспечивает минимальные потери сигнала, хорошую изоляцию и высокое быстродействие. Эти устройства часто используют в 5G-связи, фазированных антенных решетках, и СВЧ-системах. МЭМС-переключатели имеют компактные размеры, низкое напряжение срабатывания, высокую чувствительность,и высокую точность. Технология кремний-на-изоляторе (КНИ) даёт возможность эффективно разделять электрические сигналы и улучшать тепловые характеристики, делая её предпочтительной при проектировании сложных МЭМС-структур [1]. Разработка МЭМС-переключателей для СВЧ-применений сопровождается рядом характерных проблем, среди которых можно выделить: низкое отношение ёмкости в режиме включения и выключения, высокое напряжение срабатывания. В данной работе рассматриваются условия, влияющие на точность и надёжность конструкции мембраны ёмкостного МЭМС-переключателя при её деформации .

2. Конструкции емкостного МЭМС переключателя

Конструкция ёмкостного МЭМС-переключателя, как показано на рис. 1, включает в себя следующие ключевые элементы: неподвижного нижнего электрода, диэлектрической прокладки, подвижного верхнего электрода (мембраны, балки и пружины), и анкеров [2].

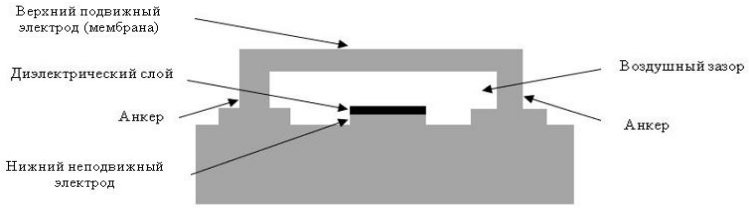
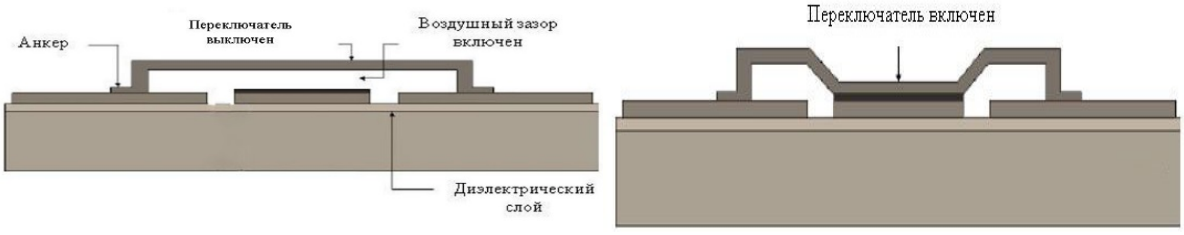


Рис. 1. МЭМС-переключатель.

В емкостных переключателях исполь зуется тонкий слой диэлектрического материала для разделения двух проводящих электродов при срабатывании. Диэлектрический слой предотвращает прямой контакт металла с металлом. При подаче управляющего напряжения возникает электростатическая сила, смещающая подвижный верхний электрод, что приводит к изменению зазора между электродами и, соответственно, ёмкости структуры. В этом случае мембрана притягивается вниз и изменяет емкость. Пружины увеличивают гибкость подвижной части, снижая общую жёсткость балки. Это позволяет уменьшить управляющее напряжение (pull-in voltage), необходимое для замыкания переключателя. Анкеры в конструкции типа Fixed–Fixed Beam играют ключевую роль в обеспечении жёсткости, надёжности и стабильности работы МЭМС-переключателя.



а) б)

Рис.2. Принципиальная схема МЭМС-переключателя емкостного типа а) переключатель выключен и б) переключатель включен

Конструкция МЭМС-переключателя показана на рисунке 2. Такой тип МЭМС-переключателя представляет собой структуру, в которой балка (мембрана) закреплена с обеих сторон. Под действием управляющего напряжения балка прогибается вниз, замыкая контакт и изменяя ёмкость. Эти устройства широко используются в СВЧ-системах благодаря высокой линейности, низкому энергопотреблению и возможности интеграции в микросхемы. Однако основной проблемой остаётся необходимость высокого управляющего напряжения из-за жесткости конструкции. Балка переключателя расположена над сигнальной линией на высоте g и соединена с обеих сторон с линиями заземления через точки крепления. Когда на переключатель не подаётся управляющее напряжение, ёмкость между балкой и сигнальной линией остаётся небольшой (её значение указано в уравнении [3].

$$C_{up} = \frac{\varepsilon_0 A}{g_0 + {}^{t_d}/_{\varepsilon_r}} \quad (1)$$

где, C_{up} — включённая (замкнутая) ёмкость, когда мембрана прижата к диэлектрику (Фарады, Ф)

ε_0 — электрическая постоянная (вакуумная проницаемость)

A — площадь перекрытия мембраны и подложки (мкм)^2

g_0 — начальный воздушный зазор (до деформации), мкм

t_d — толщина диэлектрического слоя, мкм

ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика (безразмерная)

Когда между балкой и нижним электродом подаётся управляющее напряжение, балка притягивается вниз электростатической силой. В результате этого ёмкость между балкой и сигнальной линией значительно увеличивается. Если напряжение превышает определённый критический порог, электростатическая сила становится больше, чем упругая сила балки, и балка резко прогибается вниз, прикасаясь к диэлектрическому слою. В этом состоянии микроволновой сигнал через увеличившуюся ёмкость уходит в землю и это описывается уравнением [3].

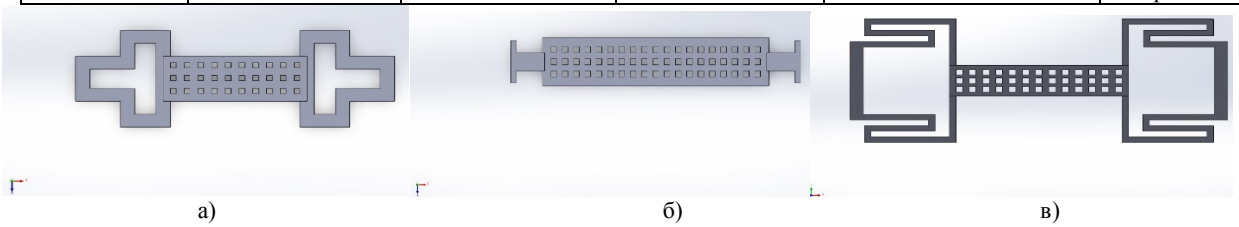
$$C_{down} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{t_d} \quad (2)$$

3. Конструкции подвижной части МЭМС переключателя емкостного типа

В данной работе рассматривается комбинированные конструкции (мембраны и пружины) ёмкостного МЭМС-переключателя с жёстким креплением с двух сторон (Fixed-Fixed Beam). Геометрические параметры трёх конструкций представлены в таблице 1.

Табл. 1. Геометрические параметры для трех моделей.

Модель	**Длина (мкм)**	**Ширина (мкм)**	**Толщина (мкм)**	**Количество отверстий**	**Материал**
1	100	35	1	30	Кремния
2	200	40	1	57	Кремния
3	270	55	1.5	39	Кремния



а) б) в)

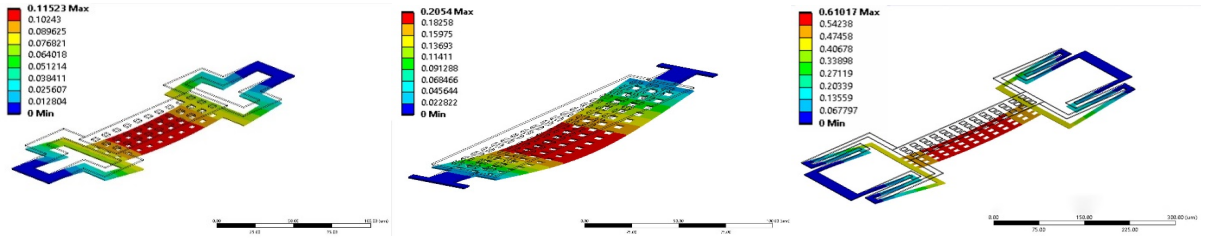
Рис.3. Конструкции моделях подвижной части ёмкостного МЭМС-переключателя с разными пружинами: а) опорные пружины, б) с Т-образными опорами и в) извилистые пружины

4. Результаты моделирования деформации и расчёты резонансной частоты

В программной среде ANSYS проведено численное моделирование трёх моделей конструкций МЭМС-переключателя емкостного типа при одинаковом внешнем нагрузочном воздействии величиной 1.3 мкН на рис.4 и в табл.2. Максимальные значения прогибов составили 0.6 мкм, 0.115 мкм и 0.2 мкм для конструкций 1, 2 и 3. Результаты указывают на различия в жёсткости элементов. Полученные данные свидетельствуют о различной чувствительности и устойчивости конструкций при одинаковом уровне нагрузки. Данные расчёты позволяют обоснованно подходить к выбору конструкции при проектировании ёмкостных микропереключателей.

В МЭМС-переключателях жесткость балки (k) является критическим параметром, непосредственно влияющим на ключевые характеристики устройства. Как показано в таблице 2, третья модель обеспечивает оптимальное значение жесткости балки (2.17 Н/м), что соответствует требованиям по напряжению срабатывания, динамическим характеристикам и технологичности конструкции МЭМС

емкостного переключателя. Для третьей конструкции была проведена модальная симуляция в программном комплексе ANSYS, в результате которой были получены значения собственных частот, что показано в таблице 3.



а) б) в)

Рис. 4. Максимальная деформация для трех моделей

Табл. 2. Расчетные параметры жесткости и деформации для трех моделей.

Модель	Максимальная деформация (δ)	Жёсткость ($K=\frac{f}{\delta}$)
1	0.115 μm= 1.15×10^{-7} м	11.3 Н/м
2	0.2 μm= 2×10^{-7} м	6.5 Н/м
3	0.6 μm= 6.0×10^{-7} м	2.17 Н/м

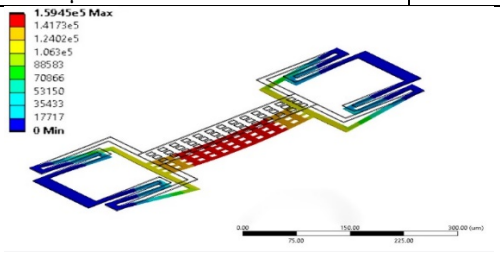


Рис.5. Рабочий режим колебаний

Табл. 3. Расчёты резонансной частоты третьей конструкции.

Модальный режим	Частоты
1	23.79 kHz
2	54.016 kHz
3	64.635kHz
4	74kHz
5	76.93kHz
6	93.547kHz

5. Заключение

В данной работе проведён анализ трёх конструкций МЭМС-переключателя ёмкостного типа с использованием программного обеспечения SolidWorks и ANSYS. Были выполнены расчёты чувствительности (деформации мембраны) при воздействии механической силы величиной 1.3 мкН. Результаты исследования позволили выбрать оптимальный вариант конструкции, которая обладает наибольшей чувствительностью.Также был выполнен модальный анализ, в рамках которого определены резонансные частоты для первых шести модальных режимов. Установлено, что рабочим является первый модальный режим, соответствующий основному изгибному колебанию конструкции. Эти результаты подтверждают пригодность выбранной модели переключателя для применения в СВЧ-системах.

Список литературы

1. Йе Мин Хлаинг, Калугин В. В., Паинг С. Х., и Тху Та. Исследование технологических процессов формирования микромеханических элементов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии, Севастополь, Крым, Россия, 59-62 (2024).
2. KeHan1, Xubing Guo 1, Stewart Smith 2, Zhongliang Deng 1 and Wuyu Li 1 Novel High-Capacitance-Ratio MEMS Switch: Design, Analysis and Performance Verification // School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Haidian District, Beijing 100876, China. Micromachines 2018, 9, 390.
3. K. Girija Sravani, D.Prathyusha, Ch. Gopichand, Surya Manoj Maturi, Ameen Elsinawi, Koushik Guha, K. Srinivasa Rao1: Design, simulation and analysis of RF MEMS capacitive shunt switches with high isolation and low pull-in-voltage// Springer-Verlag GmbH Germany, part of Springer Nature. Volume 28, pages 913–928 (2020).

Разработка и производство тонкопленочных МПД-конденсаторов для СВЧ применений

Семенова Л.М., Козловский Э.Ю., Леонтьев А.О, Рыжов М.А., Рычко А.Р.

ЗАО "НПП "Планета-Аргалл"
ул. Федоровский ручей, 2/13, Великий Новгород, 173004, Россия
argall@argall.nov.ru

Аннотация: *В работе представлен сравнительный анализ керамических конденсаторов типа К10-71 производства АО НИИ "Гириконд" и тонкопленочных МДП-конденсаторов для СВЧ применений. Представлены основные результаты разработки и производства серии 12-ти типономиналов тонкоплёночных МДП-конденсаторов емкостью от 100 пФ, предназначенные для работы в электрических цепях постоянного, импульсного и переменного тока в составе герметизированной аппаратуры в диапазоне частот до 40 ГГц. Значение номиналов тонкопленочных конденсаторов отвечает требованиям ГОСТ 28884-90 для ряда значений Е12.*

1 Введение

При производстве аппаратуры СВЧ важную роль в обеспечении работы СВЧ схем играют пассивные элементы – конденсаторы. Основными параметрами, определяющими эксплуатационные характеристики конденсаторов, являются их электрическая прочность, значение температурного коэффициента емкости (ТКЕ) конденсатора и граничная частота.

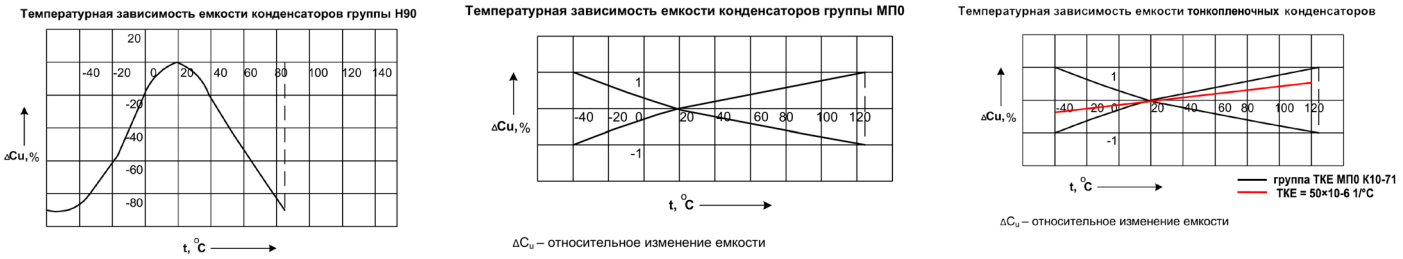
Для обеспечения стабильной работы устройств СВЧ в широком диапазоне температур применение конденсаторов с малым разбросом значений емкости и температурная стабильность конденсаторов занимают важную роль.

2 Основная часть

В настоящее время известны и широко применяются керамические конденсаторы типа К10-71 производства АО НИИ "Гириконд". Керамические конденсаторы с низким ТКЕ группы МП0 имеют габаритные размеры до 2,5 х 2,5 мм при максимальном значении емкости до 12 пФ. При использовании конденсаторов для СВЧ применений часто требуются конденсаторы с емкостью до 1000 пФ. Керамические конденсаторы такой емкости представлены группой Н90 с габаритными размерами до 1,3 х 1,3 мм и имеют значительное отклонение емкости в зависимости от температуры, что негативно сказывается функционировании устройств СВЧ в широком диапазоне температур.

Низким ТКЕ – не более 50×10^{-6} 1/°С в широком диапазоне рабочих температур обладают тонкопленочные конденсаторы постоянной емкости, выпускаемые фирмой "US MICROWAVES", США. Конденсаторы фирмы "US MICROWAVES", используя сверхстабильные диэлектрики и металлизацию обкладок золотом, обладают высокой надежностью.

На рис. 1 приведены температурные зависимости емкости тонкопленочных и керамических конденсаторов для разных групп ТКЕ.



а) б) в)

а) тип К10-71 группа ТКЕ Н90; б) тип К10-71 группа ТКЕ МП0, в) Тонкопленочные конденсаторы

Рис. 1 Температурные зависимости емкости конденсаторов

В инициативном порядке, и в условиях отсутствия отечественных аналогов, предприятие ЗАО "НПП "Планета-Аргалл" разработало серию тонкоплёночных МДП-конденсаторов. Изготовление конденсаторов выполняется на технологическом оборудовании предприятия. Серийный выпуск МДП конденсаторов для СВЧ применений позволит использовать отечественные комплектующие в узлах радиоаппаратуры СВЧ, что будет способствовать решению проблемы импортозамещения.

Необходимость использования точных (с отклонением не более ± 10%) и температурно-стабильных конденсаторов послужило началом разработки и производства серии АК-20 тонкопленочных МПД-конденсаторов для применения в СВЧ диапазоне до 40 ГГц. Область применения подобных конденсаторов – это гибридные интегральные схемы СВЧ, СВЧ проходные и развязывающие конденсаторы, емкостные нагрузки, настройка генераторов, умножителей, фильтров и согласующих цепей, переключающие и гребенчатые генераторы.

В таблице 1 приведено сравнение технических характеристик керамических конденсаторов типа К10-71 и тонкопленочных МДП конденсаторов серии АК-20.

Таблица 1 – Сравнительные параметры конденсаторов разных типов

Технические характеристики	Конденсаторы К10-71 группы МП0	Конденсаторы К10-71 группы Н90	Конденсаторы серии АК-20 ("Планета-Аргалл")
Номинальная емкость, пФ	0,47 … 12,0	100 … 1000	100 … 1000
Габаритные размеры, □L, мм	0,6 … 2,5	0,6 … 1,3	0,55 … 1,3
Номинальное напряжение, В	100	100	20

Удельная емкость тонкопленочных конденсаторов на единицу площади серии АК-20, производства ЗАО "НПП "Планета-Аргалл", находится в диапазоне от 600 пФ/мм^2 до 650 пФ/мм^2.

Серия тонкопленочных МДП конденсаторов производится с использованием полупроводниковых и тонкопленочных технологий, включая стабильные диэлектрики и, металлизацию обкладок золотом. Технология тонких пленок является предпочтительным решением для всех применений, требующих низкого уровня шума, долговременной стабильности и производительности в диапазоне СВЧ.

На рис. 2 изображено сечение тонкопленочного МДП-конденсатора. В качестве подложки и нижней обкладки используется полупроводниковая кремневая пластина. На кремниевую пластину методом плазменного осаждения наносится диэлектрик Si_3N_4, затем методом электронно-лучевого напыления наносится металлическая пленка титана и золота, изготовление верхней обкладки конденсатора завершается гальваническим осаждением золота толщиной 5 мкм. В качестве металлизации нижней обкладки используется напыленное золото, толщиной 0,5 мкм с подслоем тугоплавкого металла. Фотография МДП-конденсаторов представлена на рис.3. Температурная зависимость емкости тонкоплёночного конденсатора представлена на рис.4.

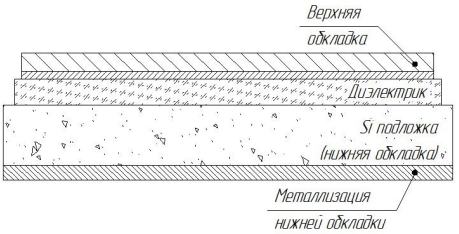


Рис. 2 Сечение МДП-конденсатора

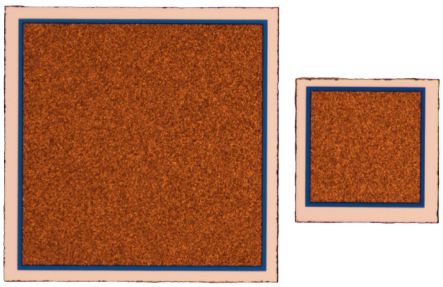


Рис. 3 Фотография МДП-конденсаторов (вид сверху)

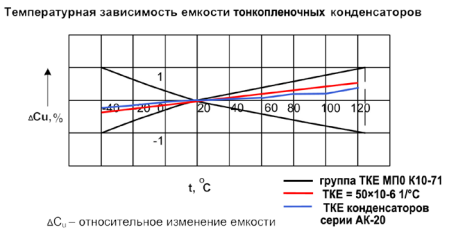


Рис. 4 Температурные зависимости емкости конденсаторов

МДП-конденсаторы проходят 100% разбраковку на пластине по предельно-допустимому напряжению равному 30 В.

Классификационные параметры серии АК-20 тонкопленочных МДП-конденсаторов представлены в таблице 2.

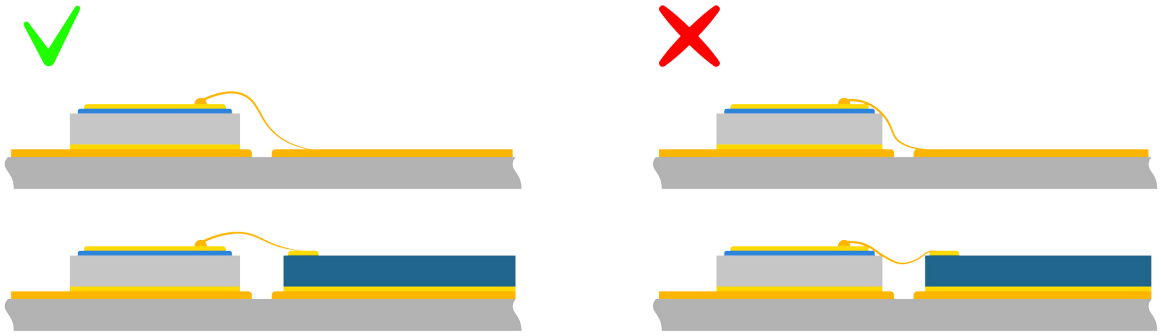
Технология изготовления МДП-конденсаторов позволяет монтировать их в аппаратуру методом склеивания или методом пайки. Для монтажа конденсаторов методом склеивания рекомендуется применять токопроводящий клей. Для монтажа конденсаторов методом пайки рекомендуется применение паяльной пасты на основе низкотемпературных сплавов с составом Sn62Pb36Ag2

Присоединение выводов к верхней обкладке МДП-конденсатора рекомендуется проводить методом сварки. Причем вывод верхней обкладки не должен касаться кремниевой подложки. При сварке в качестве вывода рекомендуется применять проволоку или фольгу Зл99,99.

На рис.5 представлена рекомендуемая схема присоединение выводов к верхней обкладке конденсатора.

Таблица 2 – Классификационные параметры серии АК-20 тонкопленочных МДП-конденсаторов

Тип конденсатора	Номинальная емкость, $C_{ном}$, пФ	Габаритные размеры, мм
АК-20-100пФ	100±10%	$0{,}55_{-0{,}1}$ x $0{,}55_{-0{,}1}$
АК-20-120пФ	120±10%	$0{,}60_{-0{,}1}$ x $0{,}60_{-0{,}1}$
АК-20-150пФ	150±10%	$0{,}65_{-0{,}1}$ x $0{,}65_{-0{,}1}$
АК-20-180пФ	180±10%	$0{,}70_{-0{,}1}$ x $0{,}70_{-0{,}1}$
АК-20-220пФ	220±10%	$0{,}75_{-0{,}1}$ x $0{,}75_{-0{,}1}$
АК-20-270пФ	270±10%	$0{,}80_{-0{,}1}$ x $0{,}80_{-0{,}1}$
АК-20-330пФ	330±10%	$0{,}90_{-0{,}1}$ x $0{,}90_{-0{,}1}$
АК-20-390пФ	390±10%	$0{,}95_{-0{,}1}$ x $0{,}95_{-0{,}1}$
АК-20-470пФ	470±10%	$1{,}05_{-0{,}1}$ x $1{,}05_{-0{,}1}$
АК-20-560пФ	560±10%	$1{,}10_{-0{,}1}$ x $1{,}10_{-0{,}1}$
АК-20-680пФ	680±10%	$1{,}20_{-0{,}1}$ x $1{,}20_{-0{,}1}$
АК-20-820пФ	820±10%	$1{,}30_{-0{,}1}$ x $1{,}30_{-0{,}1}$
Примечания: - 1 Толщина МДП-конденсатора 0,15±0,05 мм; 2 Номинальное напряжение не менее 20 В; 3 Предельно-допустимое напряжение 30 В; 4 Тангенс угла потерь tg □, не более $1{,}5 \times 10^{-3}$; 5 Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) не более 50×10^{-6} 1/°С. 6 Диапазон рабочих температур от минус 60 °С до 100 °С.		



а) верное решение б) неверное решение

Рис. 5 Схема присоединение выводов к верхней обкладке конденсатор

3 Заключение

В работе проведен сравнительный анализ керамических конденсаторов типа К10-71 производства АО НИИ "Гириконд" и тонкопленочных МДП-конденсаторов для СВЧ применений. Анализ керамических конденсаторов типа К10-71 показал невозможность их применения для обеспечения стабильной работы устройств СВЧ в широком диапазоне температур, в то время как отечественные МДП-конденсаторы серии АК-20, производства ЗАО "НПП "Планета-Аргалл" показывают высокую температурную стабильность. Представлены основные результаты разработки и производства серии 12-ти типономиналов тонкоплёночных МДП-конденсаторов емкостью от 100 пФ, предназначенные для работы в электрических цепях постоянного, импульсного и переменного тока в составе герметизированной аппаратуры в диапазоне частот до 40 ГГц. Значение номиналов тонкопленочных конденсаторов отвечает требованиям ГОСТ 28884-90 для ряда значений Е12.

Список литературы

1. Конденсаторы К10-71 https://pcbdesigner.ru/downloads/condensators/K10-71.pdf
2. Конденсаторы фирмы US MICROWAVES", США
http://usmicrowaves.com/caps/25V_mis/c3000_25v_mis_capacitors.shtml

Новые способы изготовления градиентных СВЧ-поглотителей для спиральных ЛБВ

Зубков Н. П., Мельников Н. М., Савин А. Н.

АО «НПП»Исток» им.Шокина
г. Фрязино, Московской обл.,ул.Вокзальная 2а, 141191, Российская Федерация
npzubkov@istokmw.ru

Аннотация: *Разработан новый способ изготовления пленочных углеродных градиентных СВЧ-поглотителей с помощью плазменного разряда в потоке газовой смеси инертный газ-углеводороды, а также модернизирована установка классического пиролиза в кварцевом реакторе с целью повышения производительности и качества СВЧ-поглотителей. Подход основан на создании оптимальных параметров технологического процесса пиролиза углеводородов для коротких участков диэлектрических опорных стержней с последовательным перемещением этих участков и параметров осаждения. Представлены графические зависимости получаемых параметров градиентных поглотителей. Предложены пути автоматизации изготовления СВЧ-поглотителей с использованием среды графического программирования LabView.*

1. Введение

Разработка ЛБВ со спиральными замедляющими системами и полосой пропускания более октавы предъявляет повышенные требования к характеристикам СВЧ-поглотителей, которые определяют такие параметры лампы как усиление, отсутствие возбуждения, минимальный коэффициент стоячей волны [1]. В настоящее время в основном применяют пленочные углеродные поглотители энергии, характеризующиеся широким спектром поглощения, термостойкостью, доступностью разработанных техпроцессов таких как плазменные, лазерные, дуговые, пиролиза и др. [2, 3]. Этими способами могут быть изготовлены однородные пленки с заданным затуханием (толщиной) на диэлектрических опорных стержнях ЛБВ, однако, переход к минимальному затуханию (для обеспечения минимального КСВН) не получается. Поэтому требуется проведение трудоемкой ручной или лазерной подгонки затухания. В связи с этим, является актуальным разработка новых способов изготовления градиентных пленочных углеродных покрытий с градиентом более 20 кОм/мм.

2. Эксперимент

Разработан новый способ изготовления углеродных плёнок с заранее задаваемым градиентом сопротивления на диэлектрических стержнях с помощью плазменного разряда в потоке газовой смеси инертный газ-углеводороды [4], а также модернизирована установка классического пиролиза в кварцевом реакторе с целью повышения производительности и качества СВЧ-поглотителей.

Изготовлена установка и показана принципиальная возможность изготовления пиролитических пленок углерода с применением узкого, до 3 мм в диаметре плазменного разряда на основе ZVS генератора с получением требуемого градиента СВЧ-потерь на диэлектрических стержнях ЛБВ без использования вакуумного оборудования, что экономически выгодно. Применение разработанной методики позволяет изготавливать СВЧ-поглотители с заранее программируемым профилем градиента сопротивления с погрешностью не более 10%. Управление технологическим процессом обеспечивается разработанной в среде графического программирования LabView программой. Разработана также специальная оснастка для модернизированной установки классического пиролиза, которая обеспечивает практически полную автоматизацию процесса изготовления углеродных плёнок с заданным профилем градиента сопротивления. В результате ручная доводка СВЧ-поглотителей после нанесения пиролитических углеродных пленок была сведена к минимуму. На рис. 1 показаны графики распределения сопротивления СВЧ-поглотителей по длине опорного стержня спирали ЛБВ, изготовленные обоими способами.

Результаты, представленные на рис. 1, показывают достаточно высокий градиент и плавность изменения сопротивлений изготовленных углеродных поглотителей, близкие к заданным. Благодаря программному управлению поддерживается стабильность технологических параметров процесса пиролиза и соответственно воспроизводимость результатов.

3. Заключение

Предложены новый плазменный способ и модернизированный способ классического пиролиза для изготовления СВЧ-поглотителей ЛБВ со спиральными замедляющими системами с заданным, программируемым градиентом затухания. Представлены экспериментальные результаты характеристик затухания поглотителей, получаемых этими способами, которые показывают высокую производительность и повторяемость с градиентами затухания от линейного до экспоненциального.

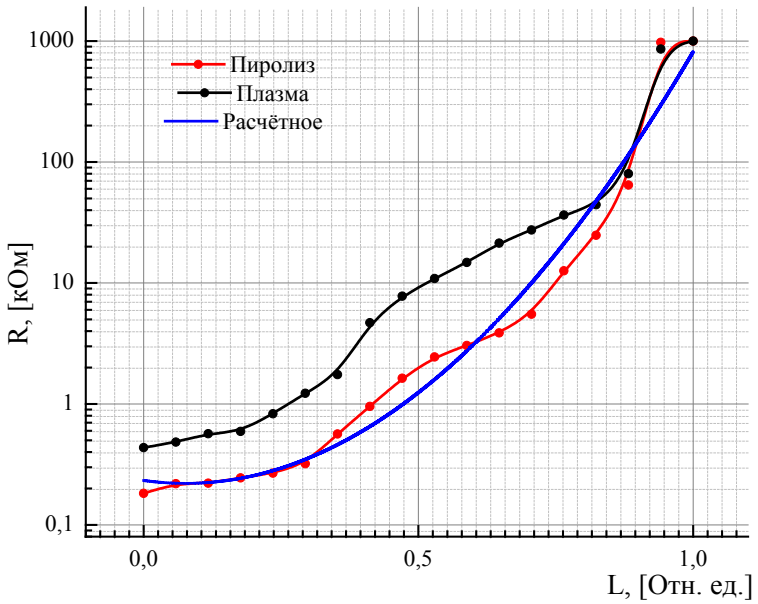


Рис. 1. Распределения сопротивления СВЧ-поглотителей по длине опорных стержней, изготовленных двумя способами на плазменной и пиролизной установках

Список литературы

1. Гилмор, А.С. -мл. Лампы с бегущей волной / А.С. Гилмор. – М.: Техносфера, 2013. – 616 с.
2. Robertson J. Mechanical properties and coordinations of amorphous carbons / J. Robertson // Phys. Rev. Lett. – 1992 – V. 68 – P. 220 – 223.
3. Теснер, П.А. Кинетика образования пироуглерода при термическом разложении метана / П.А. Теснер, М.М. Полякова, С.С. Михеева // Доклады АН СССР. – 1972. – т. 203. – № 2. – С. 402-405.
4. Зубков Н.П, Захаров С.М.., Савин А.Н., Мельников Н.М., Путилова Н.А. Пат. 2818694 (РФ). Способ изготовления СВЧ-поглотителей. Опубл. 03.05.2024 г. в Б. И. № 13.

Радиопоглощающий материал для применения в аддитивной технологии

[1,2] Трофимов Е.А., [1] Матыскин К.Е.

[1] *ООО «МК-Полимер»*
г. Северск, дорога Автодорога, 2/3, 636000, Российская Федерация
trof@mk-polymer.ru
[2] Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36, Российская Федерация

Аннотация: *В работе представлены результаты практического исследования в широком диапазоне частот коэффициента отражения от массива из радиопоглощающих пирамидальных поглотителей, полученных с использованием аддитивной технологии из материала собственного производства.*

1. Введение

Развитие и миниатюризация современной радиоэлектронной аппаратуры способствует переходу на все более высокие рабочие частоты и совершенствованию технологий [1,2]. Сегодня СВЧ-технологии окружают нас повсюду и уже невозможно представить мир без них. При их работе возникает ряд проблем, это, например, проблема негативного воздействия электромагнитного излучения на биологические объекты, проблема электромагнитной безопасности, проблема электромагнитной совместимости [2,3]. Одним из перспективных направлений обеспечения электромагнитной совместимости и устранения радиоэлектронных помех является применение композиционных широкополосных поглотителей электромагнитного излучения. Также в последние годы активно развивается сфера аддитивных технологий. Сегодня FDM-печать является распространенным и эффективным инструментом для создания элементов радиоэлектронного оборудования любой формы и сложности. В связи с чем задача разработки и исследования радиопоглощающих материалов и структур, созданных на их основе по аддитивной технологии является актуальной.

2. Материалы и результаты измерений

В работе использовался филамент производства ООО «МК-Полимер» на основе термопластичного полиуретана и наноуглеродных наполнителей, его электромагнитные характеристики были представлены в работе [4]. Из данной 3Д нити был напечатан массив пирамид 500х500 мм, состоящий из 100 пирамид с основанием 50 мм и высотой 150 мм каждая. Измерения (рис. 1) производились в безэховой камере в диапазоне частот от 0,1 до 18 ГГц на металлической подложке.

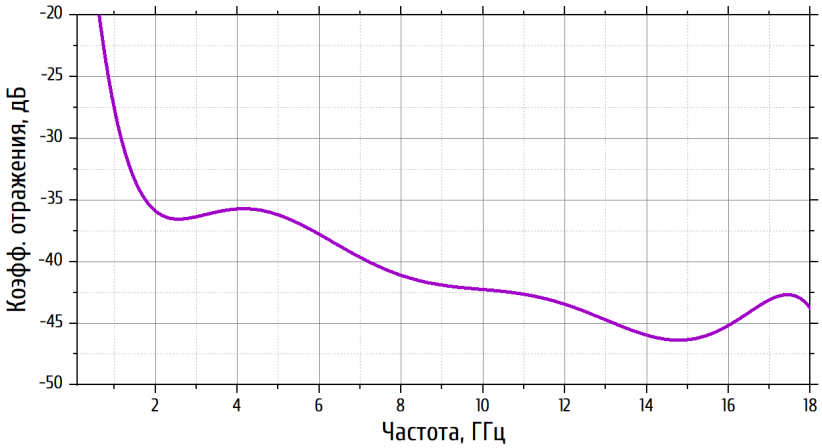


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента отражения электромагнитной волны от массива радиопоглощающих пирамид

График на рис. 1 показывает достаточно высокую поглощательную способность напечатанной структуры в рассматриваемом частотном диапазоне, коэффициент отражения составляет менее -30 дБ на частотах выше 1 ГГц и менее -40 дБ на частотах выше 7 ГГц. Следовательно, материал можно успешно использовать для создания пирамидальных поглотителей, например в разборных безэховых камерах.

3. Заключение

Представлены результаты исследования пирамидальных поглотителей в безэховой камере на частотах от 0,1 до 18 ГГц. Коэффициент отражения от структуры составляет менее -30 дБ на частотах выше 1 ГГц.

Список литературы

1. Redl R. Power Electronics and Electromagnetic Compatibility // PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PP. 15–21.
2. Shahzad F., Alhabeb M., Hatter C. B., Anasori B., Hong S. M., Koo K. M., Gogotsi Y. Electromagnetic interference shielding with 2D transition metalcarbides (MXenes) // Materials science, V. 353, PP. 1137–1140.
3. Орешина М. Н., Савенко Е. Ю. Исследования воздействия электромагнитных излучений на организм человека Известия ТулГУ. Технические науки, 2021, Вып. 3, С. 342–347.
4. Матыскин К.Е, Денисенко А. В.,.; Коровин Е. Ю. Трофимов Е. А. Материалы для экранировки СВЧ-техники. Часть // Электроника: Наука, технология, бизнес №9 (00230) 2023, С 110-116.

Синергетические подходы в проектировании AlGaN/GaN HEMT

[1]Торхов Н. А., [1]Шутов Д. Г., [1,2]Колковский Ю. В.
[1] *АО «НПП «Пульсар»*
105187, Россия, г. Москва, Окружной проезд, дом 27
administrator@pulsarnpp.ru
[2] *РТУ МИРЭА.*
119454, Россия, г. Москва, Пр-т Вернадского, д. 78
rector@mirea.ru

Аннотация: *Учёт геометрии пространственных неоднородностей гетероэпитаксиальной структуры позволяет более эффективно осуществлять проектирование и оптимизацию СВЧ AlGaN/GaN HEMT с заданными приборными характеристиками по уровню выходной мощности P_{in}, коэффициенту усиления по мощности $K_У$ и коэффициенту шума $K_ш$ в X-диапазоне.*

1. Введение

Пространственные 3D микро и нано-неоднородности (мозаичная структура, неровности рельефа, распределение различного рода структурных дефектов) гетероэпитаксиальных структур (ГЭС) AlGaN/GaN HEMT, а именно – связанные с ними так называемые размерные эффекты, оказывают комплексное синергетические влияние практически на весь спектр значений параметров эквивалентных элементов компактной модели внутреннего транзистора [1]. Как оказалось, подобные эффекты распространяют своё влияние и на внешние макроскопические аддитивные параметры таких интегральных приборных характеристик HEMT, как: значения насыщения токов стока I_{SDmax}, [2], крутизну g_{max} [3], малосигнальные S-параметры [1].

Продолжая работу в этом направлении, мы получили представленные в данной работе результаты показывающие, что аналогичные синергетические эффекты могут проявляться также в комплексном воздействии и на другие аддитивные приборные характеристики таких HEMT: уровень выходной мощности P_{in}, коэффициент усиления по мощности $K_У$ и коэффициент шума $K_ш$.

2. Моделирование

Исследовав основные геометрические свойства таких ГЭС, мы учли геометрию их неоднородностей при верификации топологии мощных и малошумящих AlGaN/GaN HEMT с заданными приборными характеристиками. Например, использовав полученный опыт и применив современные аналитические методы реверс-инжиниринга к импортным AlGaN/GaN структурам (например, Suzhou Nanowin Science and Technology Co., Ltd; Cree, Inc.) и промышленным AlGaN/GaN HEMT (таб.1) было получено, что заявленные параметры по P_{in}, $K_У$ и $K_ш$ данных транзисторов соответствуют ГЭС с Хаусдорфовой размерностью D_H≈1.85 и локальной однородностью в случае производителя “Cree Inc.” $L{\equiv}I_{SRC}$≈1.05 мм (SRC – smooth-rough crossover scale – масштаб, выше которого фрактальные размерности примерно равны евклидовым, ГОСТ Р ИСО 25178-2-2014 (заменён на DIN EN ISO 25178-71:2018-01)) и $L{\equiv}I_{SRC}$≥1.3 мм в случае других производителей (таб. 1).

Производитель	Наименование HEMT	d_g, мкм	n, шт	d_W, мм	$L{\equiv}I_{SRC}$, мм	P_{out}, Вт	P^*_{out}, Вт/мм	$P^{**}_{out}(L)$, Вт (модель)	$P^{**}_{out}(L+50\%)$, Вт (модель)	$P^{**}_{out}(L-50\%)$, Вт (модель)
Cree Inc.	CGHV1J006D	190	6	1.14	1.05	6	5.26	6.08	4.2	11.6
Cree Inc.	CGH60030D	350	20	7.00	1.05	30	4.29	30.1	20.1	58.4
METDA	NC11617C3337P6	60	8	0.48	1.3	1.6	3.33	1.62	1.1	3.1
TriQuint	TGF2023-20	125	160	20.00	1.38	100	5.00	100.7	71.76	179.5
TriQuint	TGF2023-05	125	40	5.00	1.35	25	5.00	24.92	16.9	45.6
UMS	CHK9013-99F	175	80	14.00	1.3	60	4.29	60.15	42.5	107.6

Таблица .1. Моделирование мощностных характеристик мощных AlGaN/GaN HEMT для D_H≈1.85, где d_g – ширина одной секции, n – количество секций, d_w – полная ширина канала (периферия), P_{out} – заявленная мощность, P^*_{out} – удельная мощность, $P^{**}_{out}(L)$ – модельное значение для $L{\equiv}I_{SRC}$, $P^{**}_{out}(L{\pm}50\%)$ – модельное значение с учётом ухудшения (L+50%) и улучшения (L-50%) однородности ГЭС.

Влияние топологии транзистора на значения параметров P_{out}, $K_У$ и $K_ш$ с учетом неоднородностей ГЭС можно проследить на примере промышленного транзистора CGH60030D с периферией

d_W=7 мм (таб. 2). Для этого будем варьировать d_g и n таким образом, чтобы $d_g \times n = d_W$=Const=7 мм, так, как показано в таб. 2. В первой строке приведены значения d_g=350 мкм, n=20 и d_W=7 мм этого транзистора (таб. 2, жирный шрифт). Можно заметить, что увеличение d_g до 875 мкм (сопровождающееся пропорциональным уменьшением n) приводит к уменьшению модельных значений P^{**}_{out}, увеличению $K^{**}_{Ш}$ и уменьшению $K^{**}_{У}$. И наоборот, уменьшение d_g до 194.4 мкм (сопровождающееся пропорциональным увеличением n) приводит к увеличению модельных значений P^{**}_{out}, уменьшению $K^{**}_{Ш}$ и увеличению $K^{**}_{У}$. При этом, ухудшение однородности ГЭС на 50% (L+50%) приводит во всех случаях к заметному ухудшению модельных значений $K^{**}_{Ш}$ и $K^{**}_{У}$, а улучшение однородности на 50% (L-50%) наоборот к значительному улучшению этих характеристик.

d_g, мкм	n	d_W, мм	P_{out}, Вт	P^{**}_{out}, Вт (модель)	$K_Ш$, дБ	$K^{**}_{Ш}$, дБ (модель)	$K^{**}_{Ш}$(L+50%), дБ (модель)	$K^{**}_{Ш}$(L-50%), дБ (модель)	$K_У$, дБ	$K^{**}_{У}$, дБ (модель)	$K^{**}_{У}$(L+50%), дБ (модель)	$K^{**}_{У}$(L-50%), дБ (модель)
350	**20**	**7.00**	**30.0**	**30.10**	**2.35**	**2.42**	**4.16**	**-0.46**	**12.00**	**12.01**	**10.26**	**14.89**
437.5	16	**7.00**		28.48		2.66	4.42	-0.34		11.78	10.01	14.76
875	8	**7.00**		25.02		3.22	4.99	-0.01		11.21	9.43	14.44
291.7	24	**7.00**		31.52		2.22	3.94	-0.57		12.21	10.49	15.00
250.0	28	**7.00**		32.73		2.05	3.74	-0.62		12.38	10.68	15.09
218.7	32	**7.00**		33.78		1.92	3.58	-0.74		12.51	10.85	15.17
194.4	36	**7.00**		34.68		1.80	3.43	-0.82		12.63	10.99	15.25

Таблица 2. Моделирование значений $K^{**}_{Ш}$ и $K^{**}_{У}$ транзистора CGH60030D при $D_H \approx 1.85$ в зависимости от d_g и n при выполнении условия $d_g \times n = d_W$=7 мм.

3. Заключение

Таким образом, исходя из вышеизложенного следует, что характеризующий латеральную (в плоскости (x;y)) однородность пластины параметр $L \equiv I_{SRC}$ является наиболее критичным по сравнению с D_H, который необходимо учитывать при разработке, или оптимизации AlGaN/GaN HEMT с заданными приборными характеристиками.

Кроме этого, полученные результаты указывают на возможные пути повышения качества транзисторов, связанные с дальнейшим улучшением латеральной однородности гетероэпитаксиальных AlGaN/GaN HEMT структур.

Список литературы

1. Torkhov N. A., Babak L. I., Kokolov A. A. The Influence of AlGaN/GaN Heteroepitaxial Structure Fractal Geometry on Size Effects in Microwave Characteristics of AlGaN/GaN HEMTs // Symmetry, 2019. Vol. 11. No. 12. P. 1495. Doi: 10.3390/sym11121495.
2. Торхов Н. А., Божков В. Г., Бабак Л.И., Добуш И.М., Коколов А.А., Сальников А.С. Влияние конструкции гетероэпитаксиальных структур GaN/AlGaN на характеристики мощных HEMT Ka-диапазона. 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 09-13 сентября 2013 г. Крым. Севастополь. С. 778-779. ISBN: 978-966-335-351-1. IEEE Catalog Number: CFP13788.
3. Торхов Н. А., Божков В. Г. Влияние линейных размеров AlGaN/GaN 2D-канала сток-исток GaN полевого транзистора на его приборные характеристики (латеральный размерный эффект). 21-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 12-16 сентября 2011 г. Крым. Севастополь. С. 157-158. ISBN: 978-966-335-351-7. IEEE Catalog Number: CFP11788.

Новые технологические подходы изготовления элементов рупорной антенны из газонаполненных диэлектриков ячеистой структуры

Федорова М.А., Филатова Т.Н.

Центральное конструкторское бюро автоматики

г. Омск, 644027, Космический пр., 24а, Российская Федерация

aockba@ckba.net

Аннотация: *Представлены варианты изготовления элементов рупорной антенны методом термоформования. В качестве диэлектрического материала предложен полистирол вспенивающийся. Установлено, что образцы антенны из полистирола вспенивающегося обладали лучшими значениями ряда радиотехнических характеристик, чем антенны, изготовленные по традиционной технологии.*

1. Введение

Полимерные материалы с низкой диэлектрической проницаемостью (ε) и малым тангенсом угла потерь (tgδ) нашли широкое применение при разработке и изготовлении конструкционных элементов рупорных антенн [1 - 3]. К числу таких материалов можно отнести фторопласты (ε = 1,9 - 2,1, tgδ = 0,0002-0,0003), полиэтилены (ε = 2,2-2,4, tgδ = 0,0002-0,0008), вспененные полимеры и пр. [4]. Вспененные диэлектрические материалы помимо низких значений ε и tgδ благодаря ячеистой структуре обладают повышенной прочностью и жесткостью, небольшим весом, малым водопоглощением [5, 6].

Так, антенна [7], работающая в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), представляет собой рупор с диапазонным волноводно-коаксиальным переходом. В раскрыве рупора для коррекции фазовых искажений установлена диэлектрическая линза с поляризационной решеткой. Линза изготавливается путем склеивания пластин плиточного пенопласта и последующей механической обработкой полученных объемных заготовок. К недостаткам данного метода изготовления линзы можно отнести низкую производительность технологического процесса, а также неоднородность ячеистой структуры применяемого материала [5], что приводит к разбросу физико-механических и диэлектрических показателей элементов антенны.

Для повышения технологичности процесса было предложено изготовление диэлектрических линз рупорной антенны из вспенивающегося полистирола (ε = 2,4 -2,6 и tgδ = 0,0002-0,0009).

2. Объекты и результаты исследования

Образцы диэлектрических элементов антенны были изготовлены из полистирола вспенивающегося (ПСВ) методом термоформования: детали формовались в специально разработанной оснастке, заполненной бисером или подвспененным бисером ПСВ, под действием горячей воды или пара [6]. Объем гранул при этом увеличивался в десятки раз, гранулы уплотнялись, деформировались и превращались в многогранники. В тех местах, где многогранники соприкасались, происходило сваривание, и образовывалось прочное изделие.

Преимуществом данного метода является возможность формования готового монолитного изделия, соответствующего требованиям конструкторской документации, без последующей механической обработки, что ведет к сокращению производственного цикла изготовления линзы и к снижению трудоемкости. Кроме того, изменяя массу навески бисера, можно варьировать плотность формуемого изделия, что дает возможность оценить влияние плотности диэлектрического элемента на радиотехнические характеристики (РТХ) антенны.

Были изготовлены монолитные линзы плотностью (205 ± 5), (220 ± 5) и (260 ± 5) кг/м^3, а также линзы, полученные путем механической обработки заготовок из склеенных пластин ПСВ с плотностью (205 ± 5) кг/м^3. Линзы были установлены в рупорную антенну, находящуюся на этапе настройки. Измерения коэффициента передачи, коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН), коэффициента усиления (КУ), уровня бокового излучения на 10 ГГц и уровня кросс-поляризации были проведены с помощью векторного анализатора Планар. Полученные значения были сопоставлены со значениями эталонного изделия с плотностью (205 ± 5) кг/м^3, изготовленного из пенопласта плиточного.

Установлено, что линзы, изготовленные из пластин ПСВ, обладали лучшими радиотехническими свойствами, чем эталонный образец из пенопласта [8]. Улучшение свойств антенны, вероятно, связано с более однородной структурой отформованных пластин: пластины ПСВ были изготовлены небольших размеров, что позволило более тщательно контролировать процесс формования деталей, поэтому готовые изделия отличались равномерным распределением вспененных частиц по объему. При изготовлении плит пенопласта контролировать процесс формования более проблематично ввиду многостадийности процесса и крупногабаритности изделия [9], что может приводить к неравномерному раскрытию и спеканию гранул.

Значения РТХ монолитной линзы с плотностью (205 ± 5) кг/м^3 соответствовали требованиям нормативной документации на изделие, но несколько уступали значениям эталонного образца. Монолитные линзы повышенной плотности показали хорошие результаты в нижнем диапазоне частот, но не соответствовали нормативам в более высоком диапазоне. В данном направлении требуется проведение дополнительных исследований.

3. Заключение

Представлены различные способы изготовления диэлектрической линзы рупорной антенны из полистирола вспенивающегося, не ухудшающие радиотехнические характеристики всего изделия. Наилучшими свойствами обладали образцы линз из склеенных пластин ПСВ.

Изготовление монолитной линзы в формовочной оснастке является более технологичным по сравнению с традиционной технологией. Полученные по данной технологии монолитные образцы с плотностью (205 ± 5) кг/м^3 несколько уступали по свойствам эталонной линзе из пенопласта, но соответствовали требованиям нормативной документации.

Авторы благодарят работников АО «ЦКБА» Дергачева М.П. и Коробейникова Н.В. за предоставленные результаты измерения радиотехнических свойств образцов.

Список литературы

1. Рогозин Р. Е. Многолучевые линзовые антенны для аппаратуры связи: специальность 2.2.14 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»: дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук / Рогозин Руслан Евгеньевич ; Воронежский государственный технический университет. - Воронеж, 2023.
2. Foam Based Luneburg Lens Antenna at 60 GHz / J. Bor, O. Lafond, H. Merlet, P. Le Bars, M. Himdi // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2014. Vol. 44. P. 1-7.
3. Бакина Л. И. и др. Разработка и исследование синтактных пенопластов для изготовления деталей антенных устройств // Антенны. 2023. №. 2. С. 59-64.
4. Крыжановский В.К., Бурлов В.В., Паниматченко А.Д., Крыжановская Ю.В. Технические свойства полмерных материалов. Справочник. – СПб.: Профессия, 2003.
5. Дементьев А. Г., Тараканов О. Г. Структура и свойства пенопластов. М. : Химия, 1983.
6. Полимерные пены и технологии вспенивания: Пер. с англ. / Под ред. к.т.н. А.М. Чеботаря. – СПб.: Профессия, 2009.
7. Коробейников Г.В., Кохнюк Д.Д., Григорьев А.Р. Пат. 2427060 (РФ) Сверхширокополосная рупорная антенна. Опубл. в Б.И. 20.08.2011.
8. Федорова М.А. Варианты изготовления элементов рупорной антенной системы из вспененных диэлектрических материалов / М.А. Федорова, Т.Н. Филатова // В сб.: 13-я Всероссийская научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ» (Санкт-Петербург, 27 -31 мая 2024 г.) / Санкт-Петербургский электрический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Санкт-Петербург, 2024. С. 575-577.
9. Технология производства пенопласта: официальный сайт. Воронеж. URL: https://penoceh.com (дата обращения 21.02.25).

Альтернативные диэлектрические материалы для СВЧ-индустрии

Кукушина К. Г., Лептюк А. О., Филатова Т. Н.

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»
г. Омск, 644027, Космический пр., 24а, Российская Федерация
KukushinaKG@ckba.net

Аннотация: *Рассмотрены альтернативные материалы для изготовления диэлектрической линзы. Представлены физико-механические и диэлектрические свойства материалов-заменителей.*

1. Введение

Одним из актуальных направлений научной деятельности предприятия является поиск и создание диэлектрических материалов с особыми свойствами. Диэлектрические материалы являются ключевыми материалами в СВЧ-индустрии и используются в качестве конструкционных материалов, сборочных единиц, матрицы для передачи СВЧ-сигналов и их преобразования и др. Примером могут являться антенные обтекатели, укрытия бортовых и наземных антенн, конденсаторы, волноводы, диэлектрические подложки для интегральных микросхем, резонаторы, фильтры и другие СВЧ-компоненты [1-4].

В последние годы широкое распространение получило изготовление диэлектрических линз, обладающих малыми потерями и позволяющими фокусировать амплитудное и фазовое распределение поля в зависимости от направленности антенны. Антенные системы на основе диэлектрических линз характеризуются высоким коэффициентом направленного действия, низкими потерями и широкой полосой рабочих частот [5].

Технические параметры различных изделий и конструкций из диэлектрических материалов определяются диэлектрической проницаемостью. В свою очередь, на параметры данных диэлектриков наибольшее влияние оказывают факторы, связанные с технологическим процессом изготовления материалов: погрешность дозировки рецептурных компонентов, нестабильность свойств компонентов, допуски на технологические параметры в процессе обработки материала и др. [6].

В связи с этим вопрос об оптимальном выборе материала при изготовлении диэлектрических линз является основополагающим для обеспечения качества выпускаемых изделий.

В настоящее время в производстве для изготовления диэлектрической линзы применяется материал собственного производства на основе натрий-бутадиенового синтетического каучука и двуокиси титана. Расчетное количество двуокиси титана позволяет получать детали в заданном диапазоне радиотехнических характеристик (РТХ) композиционного диэлектрического материала. Однако данная технология получения композиционного материала имеет ряд существенных недостатков: длительный процесс изготовления детали (около 70 часов), взрыво-, пожароопасность процесса термообработки (вследствие экзотермичности процесса), использование специфического оборудования. Для устранения указанных недостатков, а также с целью повышения технологичности процесса, был проведен поиск альтернативных материалов, которые удовлетворяют техническим требованиям изделия.

2. Объекты и методы исследования

Объектом исследования являлся композиционный диэлектрический материал на основе синтетического каучука марки СКБ 30-40 (ТУ 38.303-04-08-93). В качестве наполнителя была использована двуокись титана марки РК (ТУ 301-10-020-90).

Данный материал для изготовления диэлектрической линзы должен обладать диэлектрической проницаемостью равной 3±0,15, твердостью от 50 до 80 кг/см^2 (400-900 МПа), температурами эксплуатации от минус 60 до +160 °С (кратковременно +200 °С), устойчивостью к водопоглощению.

3. Результаты и обсуждение

Проведена исследовательская работа по поиску альтернативного диэлектрического материала для изготовления линзы, учитывающая требования по РТХ и условиям эксплуатации изделия.

В связи с вышеизложенным было предложено несколько вариантов решения поставленной задачи.

В качестве материала-заменителя возможно использование термостойкой эпоксидной смолы как основы композиционного материала со специальными свойствами, наполненной соединениями

титана. Для опробования в технологическом процессе выбраны смолы марки ХТ-728, ХТ-711 производства «Химэкс Лимитед» г. Санкт-Петербург.

Также в качестве заменителя материала рассмотрен вариант использования композита на основе смолы, отвержденной высокотемпературным отвердителем, наполненной диоксидом титана. Для тестирования в технологических процессах выбран отвердитель марки Т140 производства ООО «Эпоксид».

Третьим вариантом для устранения проблемы взрыво- и пожароопасности предложено использование высокотемпературных каучуков с последующим наполнением их соединениями титана по имеющейся технологии. Высокотемпературных каучуков, выпускаемых промышленностью, представлен широкий ассортимент. Однако поиск каучуков, удовлетворяющих требованиям по показателю пластичности, вызывает некоторые затруднения.

Одним из вариантов возможно применение высокотемпературных полимерных материалов. Данный вариант предполагает получение деталей различными методами: механической обработкой заготовок, методом послойного синтеза по FDM-технологии и др. Среди наиболее подходящих видов высокотемпературных полимерных материалов можно выделить следующие: полиимидные пресс-порошки, полифениленсульфид, высокотемпературное оргстекло, фторопласт, полиэфирэфиркетон (PEEK).

Изготовление деталей по FDM-технологии из PEEK имеет множество преимуществ: высокая производительность процесса, скорость и простота изготовления моделей, доступность, безопасность, точность построения, простота использования и обслуживания, прочность изготавливаемых деталей. Технология изготовления деталей с использованием 3D-принтеров требует высокой квалификации как конструктора, так и оператора. Прототипирование деталей и технологической оснастки повышает эффективность конструкторско-технологической подготовки производства и значительно сокращает затраты на производство деталей при проведении научно-исследовательских работ.

Таким образом, в настоящее время ведутся работы по поиску и выбору технологичного высокоэффективного диэлектрического материала для изготовления деталей СВЧ-диапазона. Решение о выборе оптимального материала будет принято после проверки технологичности данных материалов в составе изделия.

Список литературы

1. Трефилов Н.А., Солосин Д.П., Цуников А.Ю. и др. Исследование диэлектрических параметров материалов в условиях интенсивного нагрева на СВЧ // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2011. № 1. С. 67-72.
2. Каблов Е. Н. Материалы нового поколения - основа инноваций, технологического лидерства и национальной безопасности России // Интеллект и технологии. 2016. № 2 (14). С. 42–46.
3. Каблов Е. Н. Стратегические направления развития материалов и технологий их переработки на период до 2030 года // Авиационные материалы и технологии. 2012. № S. С. 7–17.
4. Егоров В.Н., Кащенко М.В., Масалов В.Л. и др. Работы восточно-сибирского филиала ФГУП «ВНИИФТРИ» в области диэлектрических измерений // Альманах современной метрологии. 2014. С.247-273.
5. Сосунов А.М., Платонов Р. А., Алтынников А.Г. и др. Диэлектрическая линза с градиентным изменением эффективной диэлектрической проницаемости на основе технологии трехмерной печати // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2018. № 1. С. 440-443.
6. Крутов М.М., Трефилов Н.А., Пикуль А.И. и др. Многослойные диэлектрические изделия // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2014. № 4. С. 218-221.

Технологические аспекты изготовления СВЧ термоаттенюаторов с применением терморезистивных паст, совместимых с отечественными материалами LTCC

[1]Волкова Д.А., [1]Полозов Д.Н., [1]Коломин В.М., [1]Горяйнов В.С.,
[1]Алексеенков В.И., [1]Курапова А.Л., [2]Кутузов М.К.

[1]АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
dariyaburlakova1@mail.ru
[2]ООО «Элма-Пасты»
г. Зеленоград, 124498, проезд 4922, строение 10, Российская Федерация

Аннотация: *Данная работа направлена на разработку и всесторонний анализ малогабаритных СВЧ термоаттенюаторов, изготавливаемых из отечественных материалов с применением современной технологии низкотемпературного совместного спекания керамики и металлизационных паст (LTCC). Исследованы технологические аспекты производства, рассмотрены варианты реализации СВЧ термоаттенюаторов (СВЧ ТА) с использованием российских терморезистивных паст, проведено тестирование готовых изделий в диапазоне частот до 18 ГГц при различных температурах.*

1. Введение

В современной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) работающей в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) одной из ключевых проблем является нестабильность электрических параметров в широком диапазоне температур, варьирующемся от -60 до +85 градусов Цельсия. Проблема стабильности электрических параметров обусловлена множеством факторов, включая изменения в материалах, используемых в конструкции устройств, а также влиянием внешних условий на их эксплуатационные характеристики. Нестабильность параметров может привести к снижению эффективности работы оборудования, ухудшению его надежности и долговечности, что особенно критично в условиях высоких требований к производительности и точности.

Одним из эффективных путей решения указанной проблемы является использование в РЭА СВЧ термоаттенюаторов (СВЧ ТА) — особых пассивных компонентов, использующих свойство адаптации своего коэффициента затухания к изменениям температуры. СВЧ ТА обеспечивают компенсацию температурных колебаний, сохраняют стабильность параметров сигнала и уменьшают массу и размер модульных сборок.

Существенная доля рынка СВЧ ТА принадлежит иностранным компаниям, что увеличивает зависимость российских предприятий от импортируемых компонентов и усиливает уязвимость национальных интересов в условиях санкционных ограничений. Именно поэтому разработка и налаживание производства СВЧ ТА на основе отечественных материалов и технологий приобретают особое значение, способствуя укреплению технологического суверенитета России и росту конкурентоспособности отечественной радиоэлектроники.

2. Теория

СВЧ термоаттенюатор с переменным коэффициентом затухания изготавливается с использованием по меньшей мере двух различных толстопленочных резисторов. Температурные коэффициенты резисторов разные и выбираются таким образом, чтобы характеристики СВЧ ТА изменялись с изменениями температуры, в то время, как импеданс СВЧ ТА оставался преимущественно постоянным. В значительной степени любой температурный коэффициент сопротивления можно создать для каждого резистора путем тщательного выбора терморезистивных паст при формировании толстопленочных резисторов [1].

Также ключевой характеристикой СВЧ ТА является температурный коэффициент ослабления, определяющий изменение величины ослабления сигнала в зависимости от температуры окружающей среды. Выбор подходящего СВЧ ТА для конкретных приложений основывается именно на этом параметре. Существуют два типа СВЧ термоаттенюаторов: NTC и PTC.

NTC-термоаттенюаторы представляют собой резисторы с отрицательным температурным коэффициентом, это означает, что сопротивление уменьшается с увеличением температуры, тогда как PTC-термоаттенюаторы с положительным температурным коэффициентом имеют большее сопро-

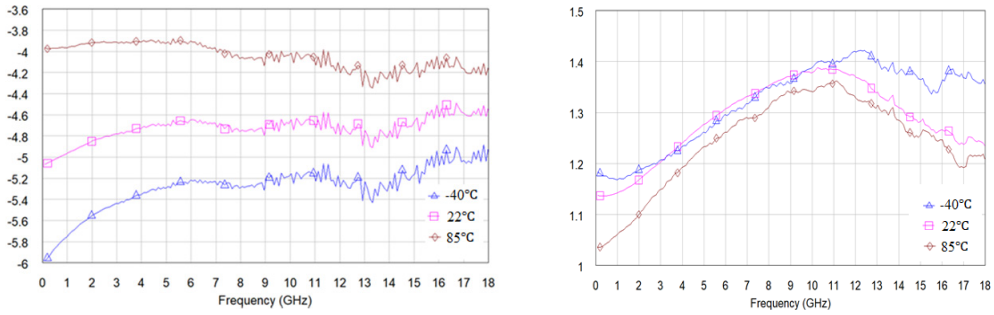
тивление при более высоких температурах. СВЧ ТА могут использоваться в любом устройстве, который требует известной величины изменения затухания при определенном температурном сдвиге [1].

3. Экспериментальная часть

Изготовление СВЧ ТА осуществлялось по технологии LTCC, данная методика предполагает нанесение топологических рисунков непосредственно на сырую керамическую карту. Одним из обязательных требований к конструкции СВЧ ТА являлось выполнение поверхностного монтажа, предполагающего либо припойное соединение, либо приклеивание к контактной площадке. Данное условие подразумевало необходимость введения дополнительной технологической операции — торцевой металлизации контактных площадок. Используемый подход предусматривал резку готовых СВЧ ТА на индивидуальные чипы с последующим нанесением металлизации вручную с помощью кисти, дальнейший обжиг и измерение характеристик.

В производстве многослойных керамических плат декапирование используется для удаления с поверхности металлизационных покрытий стекла, оно диффундирует на поверхность, что негативно сказывается на качество проведения операций контроля СВЧ параметров и термозвуковой микросварки. Были проведены работы по разработке защитных паст, их наносят поверх воженных терморезистивных паст и сушат при температуре 100ºС в течение 10 минут. Разработанная паста обеспечила защиту термисторов при декапировании. Изменение заданного значения сопротивления термисторов после декапирования не превышал 3%.

На основании проведенной работы была изготовлена партия СВЧ термоаттенюаторов с расчетным коэффициентом ослабления 6 дБ. Проведены измерения коэффициента ослабления и коэффициента стоячей волны (КСВ) созданных СВЧ Т в диапазоне частот от 0,01 ГГц до 18 ГГц. Измерения проводились при температурах – минус 40°С, плюс 22°С, плюс 85°С. На рис. 1 представлены зависимости коэффициента ослабления и КСВ от частоты для случайно выбранных из партии образцов СВЧ ТА.



(а) (б)

Рис. 1. Зависимость коэффициента ослабления от частоты для выбранных образцов (а); зависимость КСВ от частоты для выбранных образцов (б)

Проведенные измерения коэффициента ослабления и КСВ для СВЧ ТА имеют повторяемость параметров в диапазоне частот 0,01 ГГц до 18 ГГц, а также стабильность с учетом допусков. Корректировка состава терморезистивных паст обеспечит более плавные зависимости параметров СВЧ ТА от частоты.

4. Заключение

СВЧ ТА изготовлены из материалов с применением современной технологии низкотемпературного совместного спекания керамики и металлизационных паст. Проведены работы по оптимизации технологии изготовления СВЧ ТА и опробована защитная паста для устранения негативных эффектов декапирования. Проведено моделирование и проектирование топологии СВЧ ТА с учетом используемой технологии изготовления LTCC. Изготовлены образцы СВЧ ТА с коэффициентом ослабления 6 дБ по результатам моделирования и проектирования. Проведены измерения в широком диапазоне температур при минус 40°С, плюс 25°С и плюс 85°С в диапазоне частот от 0,01 ГГц до 18 ГГц. Результаты измерений свидетельствуют о стабильности номинала коэффициента ослабления во всем диапазоне частот.

Список литературы

1. Аттенюаторы с переменным коэффициентом затухания из отечественных материалов / В. С. Горяйнов, В. М. Коломин, С. С. Семенюк [и др.] // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2024. – Вып. 2 (562). – С. 29 – 37.

Природа латеральных неоднородностей процессов диффузии бора в кремнии из твердых планарных источников

[1]Торхов Н. А., [2]Макаров А. В., [2]Гарбер Н. Г., [2]Минин О. Н.
[1] *АО «НПП «Пульсар»*
105187, Россия, г. Москва, Окружной проезд, дом 27
administrator@pulsarnpp.ru
[2] *Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов (АО «НИИПП»)*
634034, Россия, г. Томск, ул. Красноармейская, 99а
niipp@niipp.ru

Аннотация: *В общем случае одностадийный процесс позволяет проводить диффузию бора в кремний из ТПИ в больших концентрационных интервалах, чем двухстадийный процесс, но при этом для получения хорошей воспроизводимости требует более прецизионных методов контроля и управления. Двухстадийный процесс более стабилен, но позволяет проводить диффузию в несколько меньших концентрационных интервалах.*

1. Введение

Одностадийный [1] и двухстадийный [2] процессы диффузии бора B методом открытой трубы в расположенные перпендикулярно потоку газа-носителя (например, N_2, Ar) пластины кремния n-n$^+$-Si{111} из параллельно расположенных и чередующихся твёрдых планарных источников (ТПИ) – пластин нитрида бора BN, являются одними из зарекомендовавших себя способов получения выпрямляющих p-n -переходов в диодных и транзисторных структурах. Однако, известное многообразие условий протекания данных процессов создают еще нереализованные предпосылки для их оптимизации. Возможно, что имеется определённая связь этих процессов и с состоянием поверхности образца. В частности, на это указывают и наблюдающиеся в процессах диффузии B на поверхности n-Si синергетические эффекты самоорганизации [3] исследованию которых и посвящена данная работа.

2. Эксперимент

Одностадийный и двухстадийный (вторую диффузионную стадию) процессы диффузии B в кремний n-Si{111} из ТПИ проводили в окна термического оксида кремния толщиной ~0.8 μm при температуре T=1070 °C в инертной атмосфере в течении t=20 min. Затем в сухом кислороде при T=850 °C в течении t=20 min осуществлялось раскисление образовавшегося на поверхности кремния боросиликатного стекла (БСС) и его химическое удаление. После этого зондовыми методами исследовались вольт-фарадные характеристики распределённых по пластине планарных p-n -переходов. Перед раскислением в окнах термического оксида методами атомно-силовой микроскопии (АСМ) проводились измерения морфологии и фазовых контрастов полученных поверхностей.

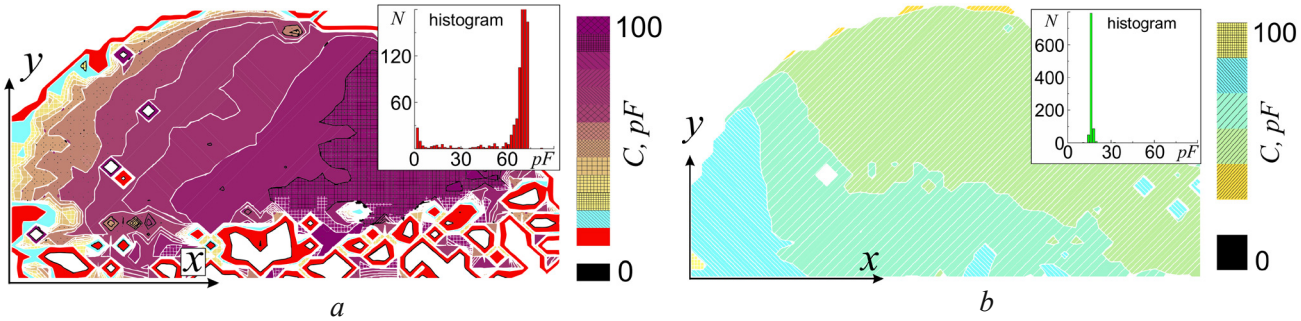
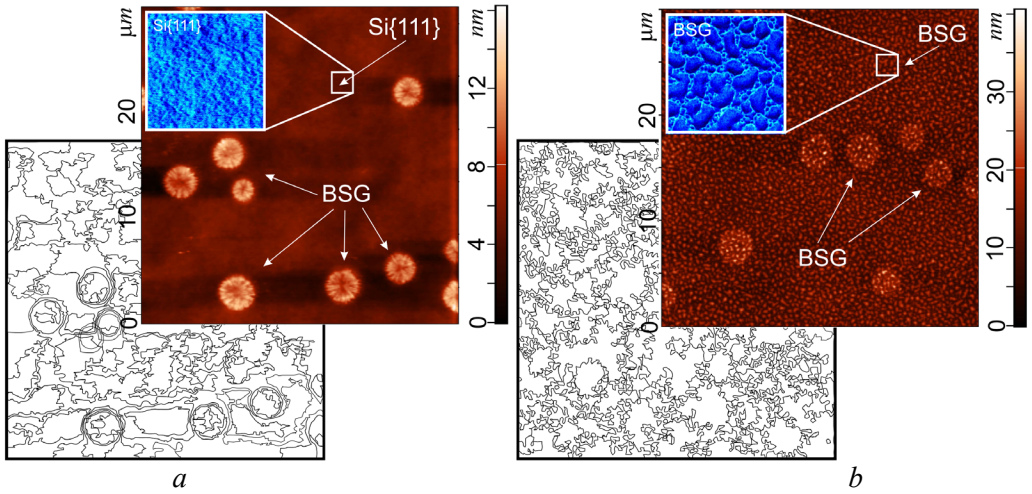


Рисунок 1. Полученная с использованием полуавтоматической зондовой станции карта емкостей $C(x;y)=C(U_r=-3\ V)$ планарных p-n -переходов сформированных на половинках кремниевой n-n$^+$-Si{111} эпитаксиальной структуры диаметром 76 mm путем одностадийного – *a*) и двухстадийного – *b*) процессов диффузии бора B из твердого планарного источника BN со своими гистограммами распределения $N=N(C(x;y))$.

Хорошо видно, что в случае одностадийного процесса гистограмма распределения ёмкостей p-n -переходов по пластине $N=N(C(x;y))$ с максимумом $C_{max}\approx$65 pF сильно асимметрична, имеет большую дисперсиею и по этой причине не может быть описана одиночной функцией Гаусса (рис. 1*a*, histogram). В совокупности с неоднородностями $C=C(x;y)$ это указывает на присутствие в технологическом процессе диффузии альтернативных случайных процессов самоорганизации на разных участках пластины, что значительно ухудшает его однородность и воспроизводимость результатов.

В двухстадийном процессе, несмотря на наличие процессов самоорганизации, гистограмма $N=N(C(x;y))$ может быть аппроксимирована только одной функцией Гаусса с $C_{max}\approx16$ pF и притом с малой дисперсией (рис. 1*b,* histogram). Это указывает на однородность распределения $C=C(x;y)$ сопровождающуюся достаточной стабильностью и хорошей воспроизводимостью данного процесса.



a *b*

Рисунок 2. Типичные АСМ-изображения участков поверхности n-n$^+$-Si{111} после проведения одностадийного – *a*) и двухстадийного – *b*) процессов диффузии со своими контурными изображениями неоднородностей (для *a*: η=70, ξ=258 и для *b*: η=70, ξ=718). Стрелками обозначены участки с боросиликатным стеклом (BSG - borosilicate glass). На вставках представлены АСМ-изображения фазового контраста выделенных участков поверхности: Si{111} – *a*) и BSG – *b*)

Анализ скейлинговых коэффициентов показал, что, например, для масштаба $l\approx0.3$ μm (η=97) в одностадийном диффузионном процессе количество неоднородностей рельефа (замкнутых контуров) на участке 30×30 μm составляет ξ=1291 шт. с Хаусдорфовой размерностью $D_{H1}=\ln(\xi)/\ln(\eta)\approx1.57$. В этом случае наблюдающиеся микрокристаллы БСС – дендриты, рассосредоточены по поверхности фрактальным образом (рис. 2*a*). Дробное значение $1<D_{H1}<2$ указывает на заметное влияние одномерных эффектов в одностадийном процессе диффузии бора на трёхмерной поверхности.

В двухстадийном процессе для $l\approx0.31$ μm (η=96) значение $D_{H2}\approx1.89$ обусловлено большим количеством мелких неоднородностей ξ=5453 шт. – зёренной субструктурой БСС (рис. 2*b,* вставка), равномерно покрывающей всю поверхность (рис. 2*b*). Близкие к двум значения $D_{H2}\rightarrow2>D_{H1}$ данного процесса могут указывать на его достаточную однородность так как в локальном пределе его размерность приближается к размерности двумерной поверхности. Присутствие в обоих случаях дендритов обусловлено, вероятно, наличием на поверхности эффективных центров зародышеобразования.

3. Заключение

Анализ статистических данных показал, что оба процесса диффузии имеют разные кинетические механизмы протекания реакций. В двухстадийном процессе распределение неоднородностей в зависимости от линейных размеров измерительно масштаба $N=N(l,t)$ хорошо описывается экспоненциальной зависимостью, что указывает на активационный характер его протекания. В одностадийном процессе аналогичное распределение хорошо описывается лоренцианом – функцией, не имеющей ни дисперсии, ни математического ожидания, что может указывать на вероятностный механизм протекания данного процесса, ограниченного концентрациями веществ в потоке газа-носителя.

В общем случае одностадийный процесс позволяет проводить диффузию в больших концентрационных интервалах, но при этом для получения хорошей воспроизводимости требует более прецизионных методов контроля и управления газовыми потоками. Двухстадийный процесс более стабилен, но позволяет проводить диффузию в несколько меньших концентрационных интервалах.

Список литературы

1. Богдановский Ю.Н., Гасько Л.З., Коледов Л.А., Пих В.С. Твердые планарные источники для диффузии в технологии полупроводниковых приборов и ИС // Зарубежная электронная техника. – 1982.-№ 8(254),-с.60 – 90.
2. Диковский В.И., Смирнова Н.В., Евстигнеев Д.А. Способ диффузии бора в кремниевые пластины. Патент RU 2183365 от 10.06.2002, заявка 2000132835/28 от 18.12.2000.
3. Торхов Н.А., Макаров А.В., Ромась Л.М., Гарбер Н.Г., Филимонова И.Д., Новиков В.А. Эффекты самоорганизации в процессах диффузии бора в кремний из твердых планарных источников. Мокеровские чтения. 9-я Международная научно-практическая конференция по физике и технологии наногетероструктурной СВЧ-электронике, 23 мая 2018 г.: сборник трудов. М.: НИЯУ МИФИ, С.108-109. ISBN 978-5-7262-2471-8.

Синтез и исследование диэлектрических свойств титаната кальция для применения в высокочастотных фильтрах нижних частот

[1]Смирнова А.А., [1,2,3]Карасёв Н.С., [1]Соколов Д.А., [1,2]Коломин В.М., [2]Смирнов А.В.
[1]АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
aasmirnova@istokmw.ru
[2]РТУ МИРЭА
г. Москва, 119454, пр. Вернадского, д. 78, Российская Федерация
[3]Филиал РТУ МИРЭА в г. Фрязино
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация

Аннотация: *Работа посвящена исследованию возможности синтеза титаната кальция для изготовления керамических конденсаторов, применяемых в фильтрах нижних частот СВЧ диапазона. Изучен твердофазный метод синтеза $CaTiO_3$ из исходных компонентов отечественного производства – карбоната кальция и диоксида титана. В ходе работы исследованы параметры синтеза и обжига титаната кальция для достижения диэлектрической проницаемости материала в пределах от 180 до 200. С помощью рентгенофазового анализа, сканирующей электронной микроскопии подтверждены высокая чистота и однородность микроструктуры полученного титаната кальция после синтеза. Проведены измерения диэлектрических свойств характеристик в широком температурном диапазоне и подтверждена стабильность диэлектрических характеристик при изменении температуры от минус 40 до плюс 60. Полученные результаты демонстрируют перспективность разработанной технологии для производства отечественных керамических конденсаторов с заданными свойствами, что способствует решению задач импортозамещения в области СВЧ электроники.*

1. Введение

Керамические конденсаторы широко используются в современной электронике благодаря высокой ёмкости, стабильности характеристик и компактности [1]. Их эффективность во многом определяется применением материалов с высокой диэлектрической проницаемостью (ε) и низкими диэлектрическими потерями ($\mathrm{tg}\delta$), особенно в СВЧ-устройствах, где важна миниатюризация и точность [2].

Перспективным материалом является титанат кальция ($CaTiO_3$) с $\varepsilon \sim 180$ и $\mathrm{tg}\delta < 0{,}03$, подходящим для высокоёмких конденсаторов и фильтров нижних частот (ФНЧ)использующихся в системах связи, радиолокации и спутниковой техники [3–4]. Однако в России производство материала $CaTiO_3$ развит слабо, отечественные поставщики не обеспечивают необходимого качества, а импорт данного материала усиливает зависимость от зарубежных производителей. Поэтому разработка локальной технологии производства $CaTiO_3$ имеет стратегическое значение для обеспечения технологического суверенитета.

Для создания керамических конденсаторов необходим замкнутый цикл - синтез материала, его спекание до высокой плотности и металлизация. Особое внимание уделяется однородности, термостабильности и минимизации дефектов [5–6]. В работе рассматривается синтез $CaTiO_3$ из исходных компонентов — $CaCO_3$ и TiO_2, что открывает возможности для отечественного производства эффективных СВЧ-компонентов.

2. Экспериментальная часть

Для синтеза CaTiO и изготовления керамических конденсаторов на его основе, использовалась стандартная керамическая технология, включающая подготовку исходных компонентов, их смешивание, высокотемпературный синтез, формование заготовок, обжиг для получения плотной керамики. Для контроля эффективности проводились исследования структурных и диэлектрических свойств.

В качестве исходных веществ применялись карбонат кальция ($CaCO_3$, чистота 99%) и диоксид титана (TiO_2, чистота 99%). Стехиометрическое соотношение компонентов варьировалось от 0,75 до 1,25 по $CaCO_3$ для компенсации возможных отклонений в составе реагентов и минимизации влияния примесей.

Смешивание проводилось в шаровой мельнице в течение 8–16 часов с использованием деионизованной воды и мелющих тел из ZrO_2 для предотвращения намола. После сушки при 120°C порошок подвергался термообработке при 900–1200°C в течение 1–2 часов для синтеза $CaTiO_3$. Варьи-

рование параметров позволило исследовать режимы при которых обеспечивается полнота реакции и отсутствие образования нежелательных фаз.

После измельчения синтезированного порошка его смешивали с поливиниловым спиртом и формовали диски диаметром 10 мм и толщиной 4 мм методом одноосного прессования. Обжиг заготовок осуществлялся при температурах 1300–1500°C в течение 1–4 часов для достижения минимальной пористости и максимальной плотности (4,01±0,2 г/см³).

На поверхность керамических дисков наносилась серебряная паста для формирования электродов, после чего проводилось вжигание при 800°C в течение 10 минут согласно рекомендациям производителя металлизационных паст.

Рентгенофазовый анализ подтвердил образование однофазной перовскитной структуры $CaTiO_3$ без дополнительных пиков, что указывает на высокую степень чистоты и эффективность выбранного режима синтеза (рис. 1).

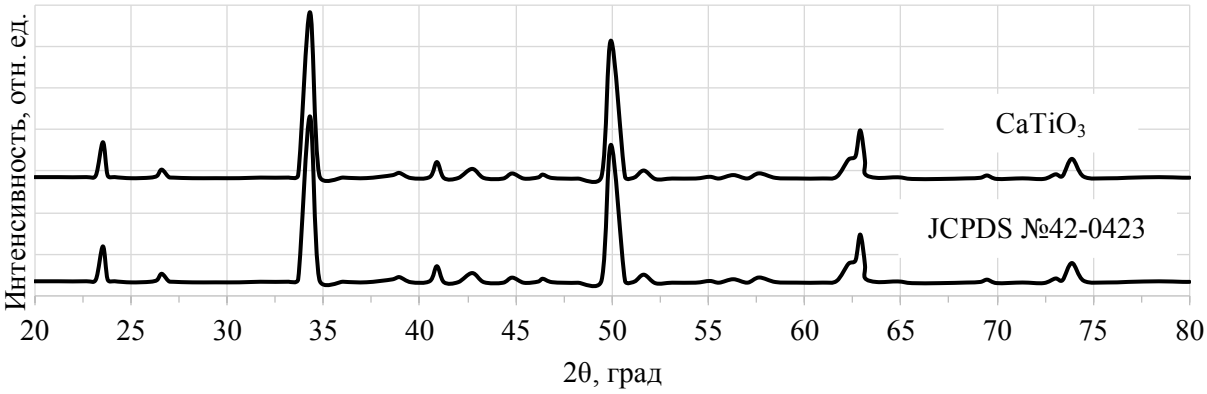


Рис 1. Дифрактограмма синтезированного $CaTiO_3$ при молярном соотношении $CaCO_3$:TiO_2 – 1:1, в сравнении с эталоном материала $CaTiO_3$ из базы данных JCPDS

Сканирующая электронная микроскопия продемонстрировала однородное распределение частиц с размером порядка 2–3 мкм, что указывает на высокую степень однородности материала. При этом микроструктура полученной керамики характеризуется минимальной пористостью, что является результатом оптимизации параметров обжига. Наблюдаемая плотная упаковка частиц способствует улучшению механических и электрических характеристик материала.

Измерения емкости металлизированных образцов проводились на частотах 1 кГц с использованием импедансного анализатора, после чего полученные значения пересчитывались в диэлектрическую проницаемость с учетом геометрических параметров образцов. Результаты показали, что диэлектрическая проницаемость составила $\varepsilon = 190 \pm 10$ (рис. 2), что соответствует требованиям, предъявляемым к материалам для керамических конденсаторов. Проведенные измерения также показали низкие значения tgδ, которые составили менее 0,003, это указывает на высокую эффективность материала в качестве диэлектрика. Полученные данные подтверждают пригодность синтезированного титаната кальция для применения в устройствах СВЧ-диапазона. Высокая воспроизводимость значений диэлектрической проницаемости свидетельствует о стабильности свойств материала и его однородности на макроскопическом уровне.

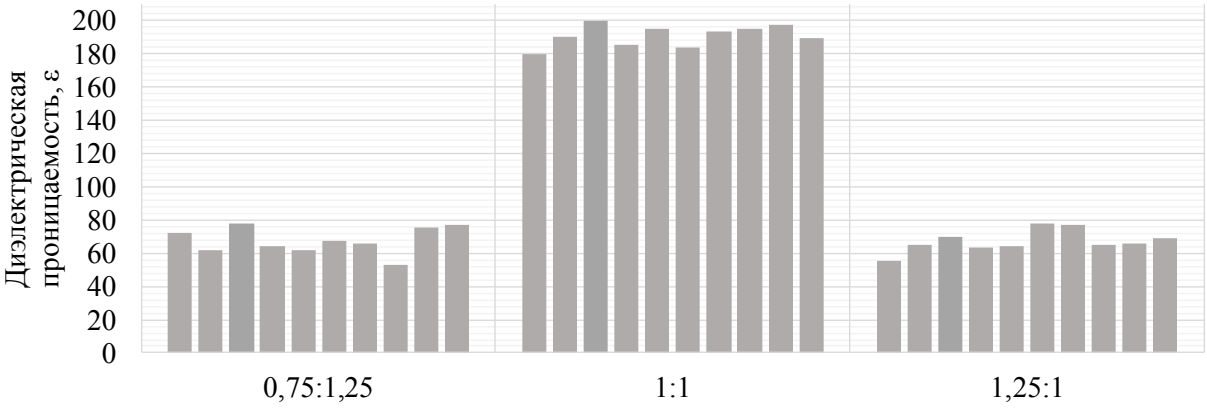


Рис 2. Диэлектрическая проницаемость $CaTiO_3$ (при комнатной температуре) синтезированного при разном соотношении исходных компонентов и режиме термической обработки 1400°C, 4 часа

Дополнительно были проведены исследования влияния изменения температуры в интервале от минус 40 °С до плюс 60 °С на диэлектрическую проницаемость синтезированного титаната кальция. Результаты показали, незначительное уменьшение ε с ростом температуры (рис. 3). Это связано с термической активацией дипольных моментов и уменьшением энергии связи между ионами в кристаллической решетке.

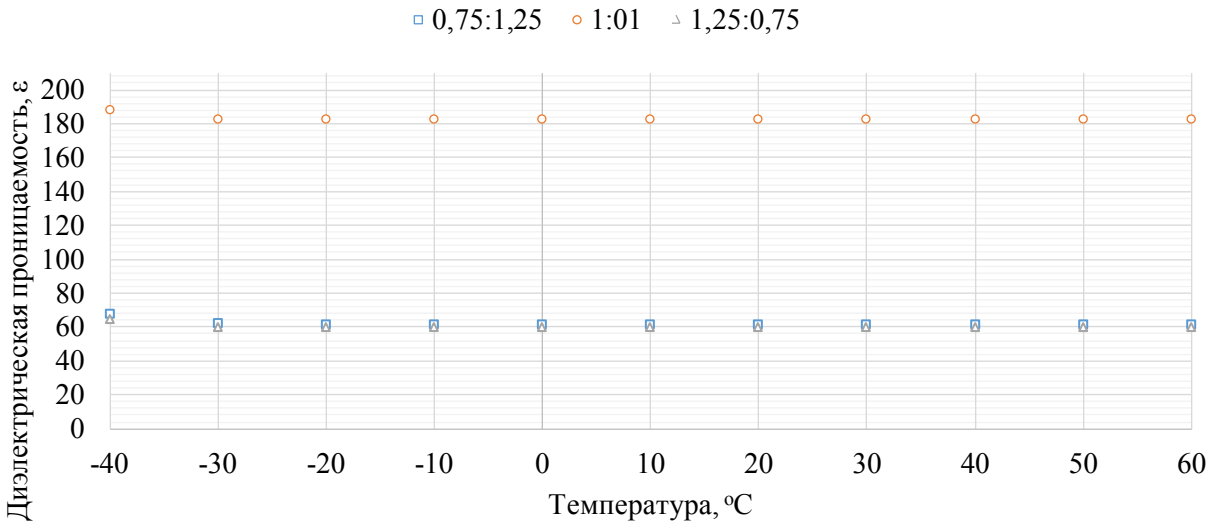


Рис 3. Зависимость диэлектрическая проницаемость $CaTiO_3$ от температуры

3. Заключение

В ходе исследования была разработана технология синтеза титаната кальция по керамической технологии. Подбор параметров синтеза и обжига позволил получить материал высокой чистоты, с однородной микроструктурой и минимальной пористостью, что подтверждено рентгенофазовым анализом.

Измерения показали высокую диэлектрическую проницаемость (ε~180) и низкие диэлектрические потери ($tg\delta$<0,003), соответствующие требованиям к конденсаторам. Материал также продемонстрировал стабильность свойств в широком диапазоне температур.

Полученные результаты подтверждают перспективность использования $CaTiO_3$ в современной электронике, в том числе в фильтрах нижних частот СВЧ-диапазона. Разработка отечественной технологии способствует импортозамещению и укреплению технологического суверенитета в области электронной промышленности, особенно в условиях растущего спроса на высококачественные материалы для систем связи, спутниковой и радиолокационной техники.

Список литературы

1. Pan, M.-J. A Brief Introduction to Ceramic Capacitors / M.-J. Pan, C.A. Randall // IEEE Electrical Insulation Magazine. - 2010. - V.26(3). - P. 44-50.
2. Laadjal, K. Multilayer Ceramic Capacitors: An Overview of Failure Mechanisms, Perspectives, and Challenges / K. Laadjal, A.J.M. Cardoso // Electronics. - 2023. - V.12(6). - P. 1-23.
3. Khan, M.U. Molarity Dependent Structural and Dielectric Behavior of Calcium Titanate Ceramics / M.U. Khan, N. Jabeen, S. Nawaz, Q. Shahzad, M.A. Anwar, S. Riaz, M. Imran, S. Naseem, A. Hussain // American Journal of Engineering Research (AJER). - 2021. - V.10(9). - P. 8-19.
4. Wong, Y.J. Dielectric properties, impedance analysis and modulus behaviour of $CaTiO_3$ ceramic prepared by solid-state reaction / Y.J. Wong, J. Hassan, M. Hashim // Journal of Alloys and Compounds. - 2013. - V.571. P. 138-144.
5. Dong, W. A simple solvothermal process to synthesize $CaTiO_3$ microspheres and its photocatalytic properties / W. Dong, B. Song, W. Meng, G. Zhao, G. Han // Applied Surface Science. - 2015. - V.349. P. 272-278.
6. Zhao, H. Synthesis and characterization of $CaTiO_3$ particles with controlled shape and size / H. Zhao, Y. Duan, X. Sun // New J. Chem. - 2013. - V.37. P. 986–991.

Резонатор для измерения комплексной диэлектрической проницаемости кольцевых диэлектриков

Богомолова Е.А., Коломин В.М., Карасев Н.С., Богомолов Д.В.,
Соколов А.Д., Смирнова А.А., Медянкова Е.В., Волкова Д.А.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная 2 а, Российская Федерация
yaea89@inbox.ru

Аннотация: *Предлагается новый подход к ближнепольному зондированию подповерхностных неоднородностей, обладающих нелинейным откликом на гармониках зондирующего сигнала. Подход основан на решении обратной задачи нелинейного рассеяния по данным многочастотных или импульсных измерений в бистатической конфигурации приемно-передающей системы с целью восстановления подповерхностной структуры нелинейной восприимчивости зондируемого объекта (томография) или формы его поверхности (голография).*

1. Введение

В современной микроволновой технике и материаловедении точное определение комплексной диэлектрической проницаемости материалов играет ключевую роль в разработке и оптимизации различных устройств и компонентов. Кольцевые диэлектрики, благодаря своим уникальным геометрическим свойствам и широкому спектру применения, взывают особый интерес: от микроволновых фильтров и антенн до резонаторов и сенсоров.

Однако измерение комплексной диэлектрической проницаемости кольцевых диэлектриков представляет собой сложную задачу. Традиционные методы, такие как использование волноводов или коаксиальных зондов, могут быть ограничены по точности или применимости в определенных частотных диапазонах или при работе с материалами малого размера [1-4].

Резонаторные методы, напротив, обладают рядом преимуществ при измерении диэлектрических свойств. Они позволяют проводить высокоточные измерения на определенных резонансных частотах, обеспечивая высокую чувствительность к изменениям диэлектрической проницаемости.

В данной работе представлена конструкция резонатора для измерения электродинамических свойств кольцевых диэлектриков. Особое внимание было уделено вопросам точности, чувствительности и применимости конструкции в зависимости от частотного диапазона и характеристик исследуемых материалов.

2. Теория

Конструкция резонатора (рис. 1) выполнена в виде отрезка круглого волновода, соосно с отрезком круглого волновода с противоположных торцов установлены усеченные конусы с элементами связи, в поперечной плоскости отрезка круглого волновода равноудаленно от его торцов расположена металлическая диафрагма с двумя диаметрально расположенными щелями связи «фасолевидной» формы, в центре диафрагмы симметрично установлены металлические цилиндры высотой *h*, на одном из которых устанавливают без зазора диэлектрическую втулку с значением относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon \leq 5$ и потерями $\tan\delta \leq 10^{-3}$ и равную по высоте металлическому цилиндру, причем высота металлического цилиндра *h* выбирается из условия:

$$0.23 \leq h\sqrt{\varepsilon}/Dp \leq 0.32$$

где *Dp* – диаметр отрезка круглого волновода.

Для возбуждения в круглом отрезке волновода основного типа волны H_{11}, электрическое поле которой имеет максимальную амплитуду в центре волновода, используются элементы связи в виде коаксиального кабеля, предназначенного для приема и распространения электромагнитных волн. Для согласования коаксиальной линии СВЧ тракта и отрезка круглого волновода используются усеченные конусы, продольный размер которых составляет не более $\lambda_в/4$, где $\lambda_в$ – длина волны в волноводе, что обеспечивает распространение только основного типа волны H_{11}. В торцевой стенке усечённого конуса, имеющей меньший диаметр основания, введен центральный проводник коаксиальной линии.

С помощью предлагаемой конструкции резонатора, подключенной к СВЧ тракту, на векторном анализаторе цепей фиксируется изменение положение резонанса с учетом изменения диэлектрических параметров кольцевого диэлектрика, например, относительной диэлектрической проницаемости от 22 до 20, что позволяет определять параметры исследуемых кольцевых диэлектрических образцов с погрешностью не более ±1% (рис. 2).

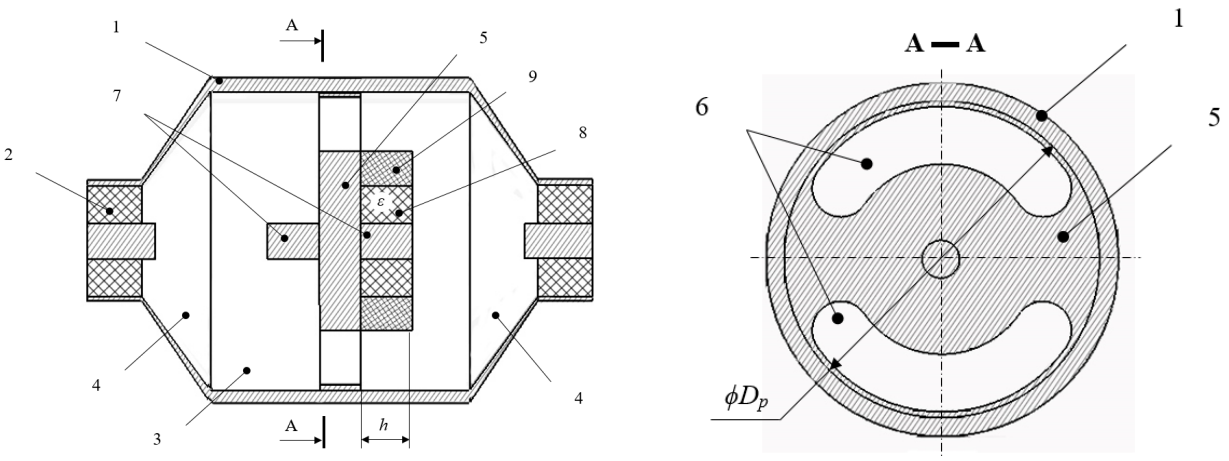


Рис. 1. Общий вид конструкции: резонатор 1, элемент связи 2, отрезок круглого волновода 3, усеченный конус 4, металлическая диафрагма 5, щель связи 6, металлические цилиндры 7, диэлектрическая втулка 8, исследуемый кольцевой диэлектрический материал 9.

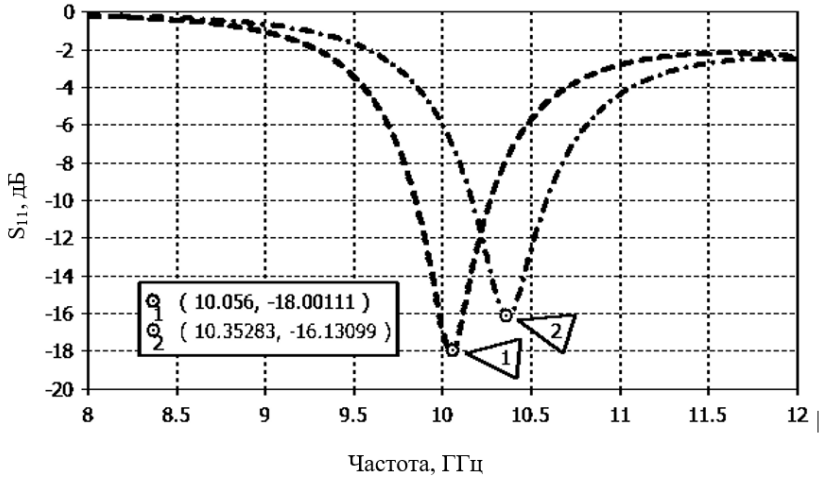


Рис. 2. Чувствительность резонатора на изменение относительной диэлектрической проницаемости исследуемого кольцевого диэлектрика в полосе пропускания: пунктирная линия – материал кольцевого диэлектрика с ε=22 и μ=1; штрихпунктирная линия – материал кольцевого диэлектрика с ε=20 и μ=1.

3. Заключение

Предлагаемая конструкция резонатора для измерения комплексной диэлектрической проницаемости кольцевых диэлектриков позволяет повысить точность измерения и обнаружить даже минимальные отклонения параметров кольцевых диэлектриков от номинальных значений в полосе работы изделия, что позволяет исключить бракованные изделия на ранних стадиях производства.

Список литературы

1. Chen L.F. Microwave electronics. Measurements and materials characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan — John Wiley & Sons, 2004. — 552 p.
2. Nicolson A.M., Ross G.F. Measurement of intrinsic properties of materials by time domain techniques / A.M. Nicolson, G.F. Ross // Trans. On Instrumentation and Measurements — 1970 — Vol. 19 (4). — P. 377-382
3. Weir W. B. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies / W. B. Weir // Proceedings of the IEEE — 1974 — Vol. 62 (1). — P. 33–36.
4. Musil, J. and Zacek, F. Microwave Measurements of Complex Permittivity by Free Space Methods and their Applications / J. Musil and F. Zacek — Elsevier, Amsterdam, 1986.

Особенности технологии 3D-печати СВЧ-устройств методом селективного лазерного плавления (SLM)

Кондратьева С.Г., Шкобара И.В.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)
г. Москва, 125993, Волоколамское ш., 4, Российская Федерация
kondratieff@live.ru

Аннотация: *В работе представлены результаты экспериментального исследования влияния аддитивного производства методом селективного лазерного сплавления (SLM) на электродинамические свойства СВЧ-устройств на примере волноводов.*

1. Введение

Современные технологии аддитивного производства, в частности селективное лазерное плавление (SLM), открывают новые возможности для создания сложнопрофильных компонентов СВЧ-устройств, включая волноводные тракты, резонаторы и антенные системы. Преимущества 3D-печати, такие как сокращение сроков изготовления, возможность создания интегрированных конструкций и минимизация механической сборки, делают её перспективной для применения в радиочастотной технике. Однако влияние технологических параметров SLM (шероховатость поверхности, остаточная пористость, термические деформации) на электродинамические характеристики устройств требует детального изучения.

2. Основная часть

Технология получения СВЧ-устройств с использованием SLM технологии предъявляет повышенные требования к точности воспроизведения геометрии и качеству поверхности изделий. Одним из ключевых параметров, определяющих работоспособность компонентов, является шероховатость внутренней поверхности, особенно в случае изготовления волноводных трактов, где электромагнитная энергия распространяется вдоль проводящих стенок, и малейшие отклонения от идеальной поверхности приводят к дополнительным потерям. При распространении СВЧ-сигналов в волноводах основную роль играют электропроводящие стенки. Повышенная шероховатость увеличивает путь поверхностных токов, снижает проводимость и вызывает рост потерь на единицу длины. Это, в свою очередь, влияет на параметры передачи и отражения, ухудшая общую эффективность тракта. Именно поэтому соблюдение минимально возможного значения параметра шероховатости (Ra) становится критически важным для устройств, работающих в диапазоне X и выше.

Для улучшения качества поверхности используется метод дополнительного проплавления контуров с отступами относительно номинальной геометрии в CAD-модели. Такой подход позволяет выровнять внешние границы структуры, снизить шероховатость и обеспечить соответствие заданным габаритам. Эта методика также повышает воспроизводимость результатов и улучшает точность размеров, что важно при стыковке элементов волноводного тракта и креплении коаксиальных интерфейсов.

Качество поверхности формируется не только настройками лазера и штриховкой слоёв, но и зависит от угла нависания поверхностей относительно горизонта. При превышении определённых критических значений наблюдается ухудшение сплавления, образование шероховатых гребней и провисов. Особенно это критично для горизонтальных поверхностей внутри волноводов, где ухудшение электропроводности может резко повлиять на эффективность передачи сигнала. Кроме того, ориентация моделей на платформе 3D-принтера влияет на анизотропию геометрических допусков. Так, один и тот же волновод, ориентированный вертикально или под углом, может демонстрировать разные отклонения от номинала, особенно в местах сопряжения элементов.

При SLM-печати моделей со сложной геометрией и наличием нависающих элементов требуется обязательное добавление поддержек. Они выполняют несколько функций:

- Геометрическая стабилизация: предотвращают деформации во время печати;
- Тепловое управление: действуют как тепловые мосты, обеспечивая отвод избыточного тепла и снижая вероятность локального перегрева и переплавления порошка;
- Упрощение постобработки: при грамотном проектировании и расположении поддержек можно существенно сократить трудозатраты на их удаление после печати, минимизировать риск повреждения изделия и сохранить микрогеометрию рабочих поверхностей.

В качестве тестовой задачи было изготовлено несколько опытных образца в виде прямолинейных участков волноводного тракта. Образцы различались параметрами ориентации, степенью проработки контуров и конфигурацией поддержек. На рис. 1 показан напечатанный образец волновода с неотделёнными поддержками.

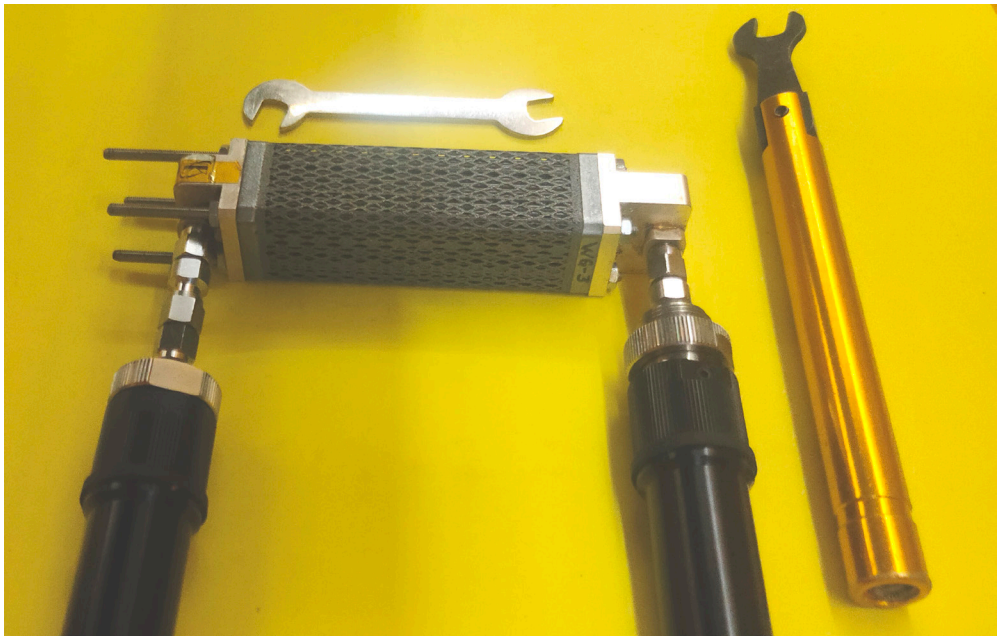


Рис. 1. Напечатанный образец волновода

Измерения S-параметров, проведённые в *Ka* диапазоне, показали, что именно параметры поверхности, обусловленные настройками печати и ориентацией модели, вносят наибольший вклад в отклонение характеристик от расчётных.

3. Заключение

Выполненное исследование показало, что технология селективного лазерного плавления (SLM) применима для изготовления СВЧ-устройств, однако требует учёта ряда критически важных факторов. Одним из основных параметров, влияющих на электродинамические характеристики волноводных трактов, является шероховатость поверхности, зависящая как от параметров печати, так и от ориентации модели и наличия нависающих элементов. Результаты измерений S-параметров изготовленных образцов демонстрируют потенциал SLM-печати в производстве СВЧ-компонентов при условии тщательной настройки технологического процесса.

Список литературы

1. Diegel, O., Nordin, A., & Motte, D. (2019). A Practical Guide to Design for Additive Manufacturing. Springer Series in Advanced Manufacturing. doi:10.1007/978-981-13-8281-9
2. Устройства СВЧ и антенны : учебник для вузов по направлению 654200 "Радиотехника" / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев; под ред. Д.И.Воскресенского. - изд.4-е, испр. и доп. - М. : Радиотехника, 2016.
3. Шаров Г. А. Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн / Шаров Г. А. - М. : Горячая линия - Телеком, 2016.
4. Almeshehe, M., et al. "Surface roughness impact on the performance of the 3D metal printed waveguide coupler at millimeter-wave band." Journal of Materials Research and Technology, vol. 18, 2022, pp. 1-10.
5. Verploegh, A., et al. "Properties of 50–110-GHz Waveguide Components Fabricated by Additive Manufacturing." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 65, no. 12, 2017, pp. 5151-5160.
6. "Selective Laser Melting Manufacturing of Microwave Waveguide Devices." ResearchGate, 2017.

Применение аддитивной технологии в производстве согласованной волноводной нагрузки[1]

Бадьин А.В., Кателина Д.С., Фролова Д.А., Дорофеев И.О.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36
thzlab@mail.ru

Аннотация: *в работе представлены результаты разработки, изготовления методом 3D-печати и оценки электромагнитного отклика согласованной СВЧ волноводной нагрузки 3-сантиметрового диапазона. В качестве материала для изготовления согласованной нагрузки применялся электропроводящий композиционный материал на основе полилактида от производителя «ProtoPasta». Проведено сравнение частотных зависимостей КСВ изготовленной и стандартной согласованных нагрузок.*

1. Введение

В настоящее время бытовая 3D-печать, основанная на методе наплавления материала, достаточно хорошо развита, создаются новые полимерные филаменты с заданными электрофизическими свойствами. Последние достижения технологии 3D-печати используются при изготовлении объектов из различных полимерных материалов [1], в том числе композиционных [2]. Это позволяет ускорить производство изделий в различных сферах применения, от транспортной отрасли [3] до медицины [4] и электротехники [5]. Появление на мировом рынке большого разнообразия композиционных материалов на основе полилактида для 3D печати открывает потенциальные возможности для производства элементов СВЧ техники. Одним из направлений применения композиционного полилактида в 3D-печати послойным наплавлением является создание согласованной волноводной нагрузки 3-сантиметрового диапазона (8-12 ГГц).

2. Теория

В данной работе использовался композиционный электропроводящий полилактид («Protopasta»). Комплексная диэлектрическая проницаемость композиционного полилактида (рис. 1) вычислялась из S-параметров по модернизированному методу Бейкера-Джарвиса [6]. Для измерения S-параметров коаксиальным волноводным методом на векторном анализаторе цепей «Микран» Р4М-18 были изготовлены образцы в форме шайб.

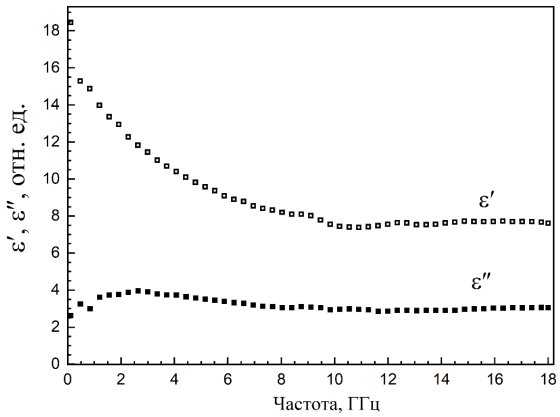


Рис. 1. Частотная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости композиционного филамента на основе полилактида (ProtoPasta)

В диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц действительная часть диэлектрической проницаемости композиционного полилактида значительно снижается (рис. 1) с 18 до 7,5 отн. ед., мнимая часть диэлектрической проницаемости уменьшается с 4 до 2 отн. ед. В диапазоне 10-18 ГГц значение диэлектрической проницаемости остается постоянным.

Методом 3D печати была изготовлена согласованная волноводная СН, состоящая из трех частей: волноводная секция (внутренние сечение 23х10 мм) с фланцем, заглушка торцевая и симметричный клин. 3D-печать производилась на принтере «Bambu Lab A1 mini» с системой AMS при следующих

[1] Результаты получены в рамках выполнения госзадания Минобрнауки России, проект № FSWM-2025-0014

условиях: температура стола 60 °С, температура сопла 230 °С, диаметр сопла 0,4 мм, разрешение печати по слою 80 мкм. Коэффициенты стоячей волны СН (рис. 2) были измерены с помощью анализатора цепей Agilent PNA E8363B.

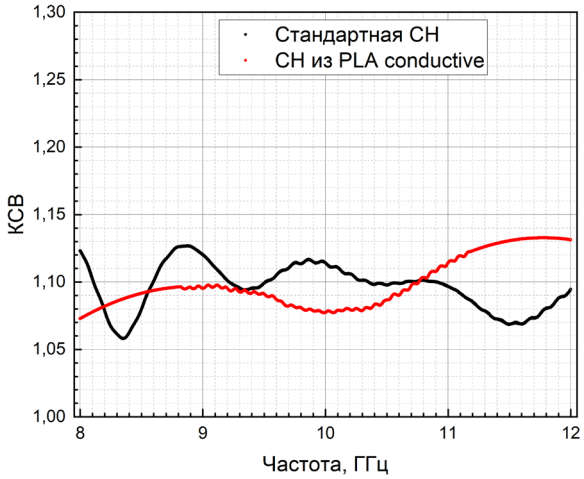


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны стандартной и изготовленной из композиционного полилактида СН

Как видно из графика (рис. 2) частотной зависимости коэффициент стоячей волны (КСВ), значение КСВ для СН, изготовленной из композиционного полилактида, менее 1,13 и не выходит за пределы характеристики стандартной СН.

3. Заключение

Таким образом, в данном исследовании были получены диэлектрические свойства электропроводящего композиционного PLA для FDM 3D-печати в 3-см диапазоне частот для оценки потенциала его применения в СВЧ технике. Электропроводящий полилактид «Protopasta» пригоден для конструирования согласованной нагрузки. В представленной конструкции СН удалось достичь значения КСВ менее 1,13 в диапазоне частот 8-12 ГГц. При этом масса СН, изготовленной методом 3D-печати, составляет 32 грамма. Полученный результат для изготовленной СН уступает промышленным образцам по механико-прочностным характеристикам, однако задачей данного исследования было оценить возможность создания изделий СВЧ техники методом бытовой 3D печати послойным наплавлением.

Список литературы

1. Коваленко Р. В. Современные полимерные материалы и технологии 3D печати // Вестник Казанского технологического университета. 2015. Т. 18. №. 1. С. 263–266.
2. Kuleshov G. E., Badin A. V., Gering M. O. Electromagnetic properties of composite materials based on ABS plastic with carbon nanotubes obtained by the additive technology in the SHF and EHF bands // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. IOP Publishing. 2020. Vol. 731. No. 1. – P. 012014.
3. Неустроев Д. В., Овчинников И. Г. Аддитивные технологии и их применение в промышленном и транспортном строительстве // Вестник евразийской науки. 2021. Т. 13. №. 2. С. 23.
4. Нагибович О. А. и др. Применение технологии 3D-печати в медицине // Клиническая патофизиология. 2017. Т. 23. №. 3. С. 14-22.
5. Фархутдинов М. М., Фетисов Л. В. Проектирование электротехнических устройств с применением технологии 3д печати // Современные инновации. 2024. №. 2 (45). С. 14–16.
6. Chalapat K. Wideband Reference-Plane Invariant Method for Measuring Electromagnetic Parameters of Materials / K. Chalapat, K. Sarvala, J. Li, G. Sorin // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. 57. Is. 9. P. 2257 – 2267.
7. Arbaoui Y. et al. 3D printing for microwave: Materials characterization and application in the field of absorbers // 2015 IEEE MTT-S international microwave symposium. IEEE, 2015. P. 1–3.

О синтезе и свойствах нанокристаллитов гексаферрита $BaFe_{12-x}Ni_xO_{19}$ – перспективного материала для планарных СВЧ-устройств[1]

[1] Миронович А. Ю., [1] Костишин В. Г., [2] Шипко М. Н., [1] Аль-Хафарджи Хусам Имад, [3] Степович М. А., [1] Савченко Е. С., [4] Риль Али, [5]Калманович В.В.

[1] *Национальный исследовательский технологический университет "МИСИС", г. Москва, 119991, Ленинский пр., 4, Российская Федерация*
mironovich.ai@misis.ru
[2] *Ивановский государственный энергетический университет им. В. И. Ленина, г. Иваново, 153003, ул. Рабфаковская, 37, Российская Федерация*
[3] *Ивановский государственный университет, г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация*
[4] *Институт общей и неорганической химии им. Н. С. Курнакова РАН, г. Москва, 119991, Ленинский пр., 31, Российская Федерация*
[5] *Калужский государственный университет им. К. Э. Циолковского г. Калуга, 248023, ул. Степана Разина, 26, Российская Федерация*

Комплекс физико-химических методов: рентгеноструктурный анализ, мёссбауэровская спектроскопия, растровая электронная микроскопия, ИК-спектроскопия, магнитные измерения – использован для изучения магнитных свойств, кристаллической структуры, морфологии наночастиц железозамещённых гексаферритов бария, представляющих перспективный материал для планарных СВЧ-устройств. Установлено, что с использованием комбинированных методов синтеза на основе гидротермального синтеза [1-5] удаётся получить нанокристаллиты гексаферрита $BaFe_{12-x}Ni_xO_{19}$, магнитные свойства которых могут быть адаптированы для конкретных применений в микроволновых устройствах. Показано, что замещение ионов Fe^{3+} двухвалентными ионами Ni^{2+} при термическом и гидротермальном синтезе ферритов позволяет варьировать намагниченность насыщения, коэрцитивную силу, анизотропию а также морфологию кристаллитов. Более того, заметные изменения параметров сверхтонкой структуры мёссбауэровских спектров для ионов железа, расположенных в искажённых координационных полиэдрах и относительно слабо связанных с анионами, указывают на возможность влияния электрического поля на электронное и структурное состояние ионов железа и, как следствие, на электрические и магнитные свойства ферритов.

Список литературы

1. Liu Xiangyuan, Wang John, Gan Leong-Ming, Ng Ser-Choon. Improving the magnetic properties of hydrothermally synthesized barium ferrite // Journal of magnetism and magnetic materials. 1999. Vol. 195. No. 2. P. 452-459.
2. Liu Y., Drew M., Wang J., Zhang M., Liu Y. Efficiency and purity control in the preparation of pure and/or aluminum-doped barium ferrites by hydrothermal methods using ferrous ions as reactants //J ournal of magnetism and magnetic materials. 2010. Vol. 322. No. 3. P. 366-374.
3. Kristl Matjaž, Lisjak Darja, Drofenik Miha. Hydrothermal synthesis of Ba-hexaferrite nanoparticles // Journal of the American Ceramic Society. 2007. Vol. 90. No. 7. P. 2057-2061.
4. Wang M. L., Shih Z. W., Lin C.H. Reaction mechanism of producing barium hexaferrites from γ-Fe2O3 and Ba(OH)2 by hydrothermal method // Journal of crystal growth. 1991. Vol. 114. Issue 4. No. 3. P. 435-445.
5. Gudkova S.A., Vinnik D.A., Zhivulin V.E., Chernukha A.S., Zherebtsov D.A., Trofimov E.A., Trukhanov A.V., Trukhanov S.V., Kalandija M., Semisalova A.S., Perov N.S., Senin A.V., Zabeivorota N.S., Mikhailov G.G. Synthesis, structure and properties of barium and barium lead hexaferrite // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. 2019. Vol. 470. No. 2. P. 101-104.

[1] Исследование выполнено в рамках поддержанного федеральным государственным бюджетным образовательным учреждением высшего образования «Ивановский государственный университет» гранта № 2025-1-1.

Ферритовые резонаторы для микроволновых устройств [1]

Кафаров Р.Г., Соколов О.В., Белышев А.А., Бичурин М.И.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация
mirza.bichurin@novsu.ru

Аннотация: *Показано, что для реализации устройств с эффективной электрической перестройкой необходимо минимизировать толщину ферритовой компоненты и использовать пьезоэлектрики, которым характерна максимальная разность пьезоэлектрических коэффициентов d_{31}и d_{32}. Полученные результаты открывают перспективы для оптимизации существующих и создания новых магнитоэлектрических СВЧ-устройств с электрической и магнитной перестройкой частотных и фазовых характеристик.*

1. Введение

Новым направлением в развитии СВЧ-техники является освоение микроволнового магнитоэлектрического (МЭ) эффекта, позволяющего реализовать СВЧ-устройства с двойной электрической и магнитной перестройкой на его основе [1—3]. Эффект является следствием сочетания пьезоэлектрических и магнитных свойств композитной структуры: во внешнем электрическом поле Е механическая деформация в пьезоэлектрике, появляющаяся вследствие пьезоэффекта, передается ферриту и за счет магнитоупругих свойств ферримагнитного слоя происходит сдвиг линии ферромагнитного резонанса (ФМР), что связано с изменением магнитной восприимчивости [4].

2. Анизотропия

Рассмотрим резонатор в форме квадратного образца на основе монокристаллического железоиттриевого граната (ЖИГ) (111), помещенного в переменное СВЧ-поле f и постоянное подмагничивающее поле H_0. При нахождении выражений для резонансных частот мы не будем учитывать одноосную ростовую анизотропию, примем размагничивающие факторы формы — $N_z = 1$, $N_x = N_y = 0$. Мтематическое моделирование проводилось в программе «Maple». Для нахождения резонансных полей использовалось известное соотношение [1]:

$$\frac{\omega^2}{\gamma^2} = \frac{\frac{\partial W}{\partial \theta^2}(\theta_0,\varphi_0)\frac{\partial W}{\partial \varphi^2}(\theta_0,\varphi_0) - \left[\frac{\partial W}{\partial \theta \partial \varphi}(\theta_0,\varphi_0)\right]^2}{\mu_0^2 M_S^2 \sin^2(\theta_0)}. \quad (1)$$

Важно также учитывать разность пьезоэлектрических коэффициентов в пьезоэлектрике. Разность величин d_{31}и d_{32} прямо пропорциональна величине анизотропии микроволнового МЭ эффекта [5] в феррит-сегнетоэлектрических композитах, что становится очевидно из выражения (2):

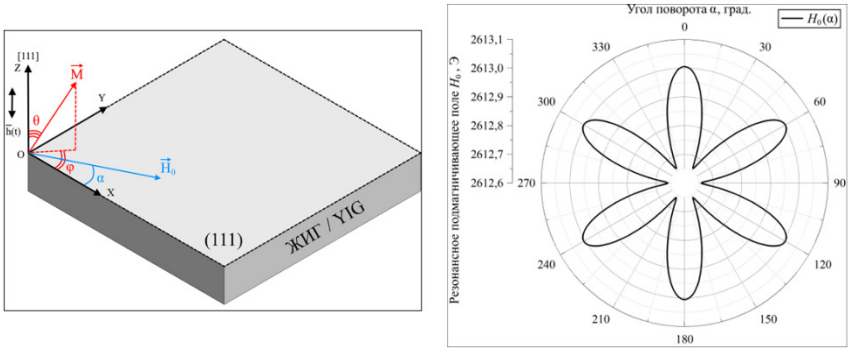
$$\frac{\Delta H_{eff} M_S}{3\lambda_S d_{eff} EY} = \frac{v d_{32} + d_{31}}{1 - v^2} - \frac{v d_{31} + d_{32}}{1 - v^2} = \frac{d_{31} - d_{32}}{1 + v}, \quad (2)$$

где Y — модуль Юнга, v — коэффициент Пуассона, d_{eff} — эффективный пьезоэлектрический коэффициент, λ_S — константа магнитострикции насыщения, ΔH_{eff} — изменение магнитной анизотропии в плоскости, вызванное электрическим полем.

На основе уравнения (1) была описана зависимость вида $H_0(\alpha)$ во втором приближении по малому параметру кубической магнитной анизотропии H_c. При моделировании использовались следующие параметры: $\omega = 2\pi f$; M_S = 139260,6 А/м; H_c = -3422,6 А/м; $\gamma = 2{,}21\times10^5$ рад/(с× А/м). Ввиду громоздкости конечного выражения приведем лишь теоретический график, демонстрирующий слабую анизотропию в плоскости (111) ЖИГ (рис. 1).

В тонких монокристаллических пленках ЖИГ (111) шестерка кристаллографических направлений [1;-1;0], [0;-1;1], [-1;0;1], [-1;1;0], [0;1;-1], [1;0;-1] является эквивалентной относительно кубической магнитной анизотропии, даже при наличии анизотропии формы и одноосной анизотропии по оси [111].

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 24-15-20044.

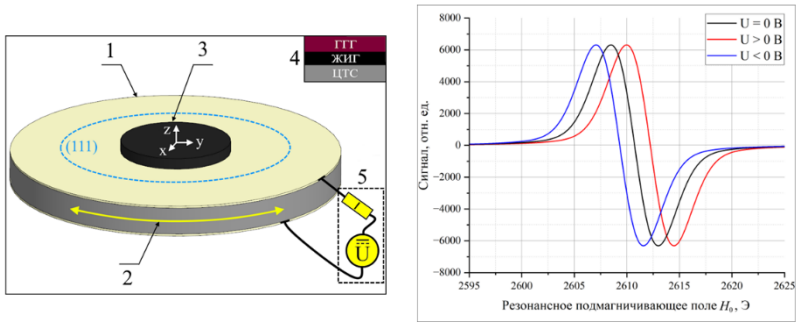


а) б)

Рис. 1. Математическое моделирование: а) схема направления полей в ЖИГ (111); б) зависимость $H_0(\alpha)$ при резонансной частоте $f = 9{,}48$ ГГц. Сдвиг величины резонансного подмагничивающего поля, обусловленный анизотропией $\Delta H_0 \approx 0{,}35$ Э

2. Экспериментальное исследование

Зависимость $H_0(\alpha)$ в плоскости (111), необходимо учитывать, если сдвиг линии ФМР δH_E при МЭ эффекте сопоставим с величиной ΔH_0. Например, в слоистой структуре с цирконат-титанатом свинца (ЦТС) и пленкой ЖИГ (111) на подложке из гадолиний-галлиевого граната (ГГГ) (рис. 2) типичное значение δH_E в электрическом поле E равном 10 кВ/см достигает 1—2 Э, но может достигать и гораздо больших значений ($\delta H_E >> \Delta H_0$).



а) б)

Рис. 2. Микроволновый МЭ эффект: а) МЭ резонатор, где 1 — металлизация, 2 — пьезокомпонента, 3 — ферритовая компонента, 4 — разрез, 5 — схема питания; б) микроволновый МЭ эффект, наблюдаемый в ЭПР спектрометре «BRUKER MS5000-X» на частоте СВЧ-поля $f = 9{,}48$ ГГц в подмагничивающем поле «нуля» равном 2611 Э. Сдвиг линии ФМР $\delta H_E \approx \pm 1{,}5$ Э при $E = 10$ кВ/см. Ширина линии ФМР $\Delta H_F \approx 3{,}5$ Э. Угол $\alpha = 30°$. Диаметр ЦТС $D_{PZT} = 5$ мм, толщина $H_{PZT} = 0{,}5$ мм. Диаметр ЖИГ-ГГГ $D_F = 2{,}2$ мм, толщина ЖИГ $H_{YC} = 5$ мкм, толщина ГГГ $H_{GC} = 2{,}05$ мм.

3. Заключение

Моделирование физических процессов ФМР в ЖИГ предсказало наличие в плоскости (111) слабой магнитной анизотропии $H_0(\alpha)$, которую необходимо учитывать при проектировании перестраиваемых прецизионных МЭ СВЧ-устройств. Экспериментальное исследование показало, что ЦТС слабо подходит для реализации таких устройств, так как в случае ЦТС $d_{31} \approx d_{32}$. Для реализации устройств с эффективной перестройкой необходимо, чтобы толщина ЖИГ составляла десятки микрон, а разность между пьезокоэффициентами d_{31} и d_{32} достигала максимальных значений как, например, у PMN-PT (011) или PZT-PT (011). В дальнейшем планируется исследовать тонкопленочные МЭ резонаторы в области электромеханического резонанса.

Список литературы

1. Гуревич А.Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. – М.: Наука, 1973. – 591 с.
2. Моделирование микрополоскового полосно-пропускающего СВЧ фильтра на магнитоэлектрических резонаторах / Р. Г. Кафаров, В. Н. Лобекин, А. А. Белышев [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2024. – № 6. – С. 58.
3. Моделирование магнитоэлектрического СВЧ фазовращателя / В. Н. Лобекин, Р. Г. Кафаров, А. А. Белышев [и др.] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2024. – № 6. – С. 55.
4. Tatarenko A.S., Bichurin M.I. Microwave Magnetoelectric Devices, Advances in Condensed Matter. Physics 2012, 286562 (2012).
5. Lou, J., Liu, M., Reed, D., Ren, Y. & Sun, N. X. Giant electric feld tuning of magnetism in novel multiferroic FeGaB/lead zincniobate–lead litanate (PZN-PT) heterostructures. Adv. Mater. 21, 4711 (2009).

Построение перестраиваемого СВЧ генератора на планарном элементе из феррита-граната с применением ПМСВ

[1] Кузьмичев А.Н.,[1, 2] Ветошко П. М., [1,4] Максимов Н.С., [2] Павлюк Е.И., [3] Спирин А. Л., [3] Ксендзов А.В.

[1] *Российский Квантовый Центр, г. Москва, 121205, Большой бульвар 30с1, Российская Федерация*
[2] *Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского*
г. Симферополь, 295007, просп. Академика Вернадского, 4, Российская Федерация
[3] *АО «НПП «ФАЗА»»*
г. Ростов-на-Дону, 344065, ул. Белорусская, 9/7Г, Российская Федерация
[4] *Национальный исследовательский университет "Московский энергетический институт"*
г. Москва,111250, ул Красноказарменная, д.14, стр.1

Аннотация: *Работа посвящена созданию перестраиваемого СВЧ генератора на базе элемента из эпитаксиальной феррит-гранатовой пленки. В основе предлагаемого метода генерации лежит использование поверхностных магнитостатических волн (ПМСВ). Построение генераторов на линии задержки сопряжено с проблемой больших потерь энергии в контуре, что требует использовать усилители большой мощности. Это негативно сказывается на шумовых характеристиках генератора. В работе показана потенциальная возможность построения генератора с использованием ПМСВ с малыми потерями в контуре.*

1. Введение

Перестраиваемые генераторы на основе железо-иттриевого граната (ЖИГ) известны за счет своих уникальных характеристик – широкой полосе перестройки и низким фазовым шумам. Такие устройства применяются в системах связи для формирования стабильных каналов передачи с большой плотностью используемых частот, а также в радарных системах. Наибольшее распространение получили устройства использующие сферы ЖИГ, однако такие устройства имеют существенные недостатки: громоздкие магнитные системы, температурный дрейф, высокая стоимость производства сфер и сложность юстировки [1]. Альтернативой являются планарные элементы, которые легко интегрируются в СВЧ-контуры и производятся методом жидкофазной эпитаксии (ЖФЭ) [2]. Эта технология позволяет получать десятки элементов за цикл длительностью менее часа, тогда как выращивание сфер методами спонтанной кристаллизации требует минимум 48 часов, а метод зонной плавки не позволяет точно контролировать состав, следовательно, и повторяемость свойств продукции.

Использование линии задержки на ПМСВ [3] является перспективным методом для построения генераторов. В предыдущей работе [4] была показана возможность снижения температурного дрейфа за счет оптимизации состава и анизотропии эпитаксиальных пленок ЖИГ в СВЧ-фильтрах на поверхностных магнитостатических волнах (ПМСВ). Планарная геометрия также позволяет уменьшить намагничивающее поле в 10 раз, упрощая магнитную систему и повышая быстродействие. Основные технологические проблемы, решенные в данной работе, включают создание однородных пленок с компенсированной анизотропией, разработку оптимальной геометрии планарных элементов и конфигурации генераторной обвязки.

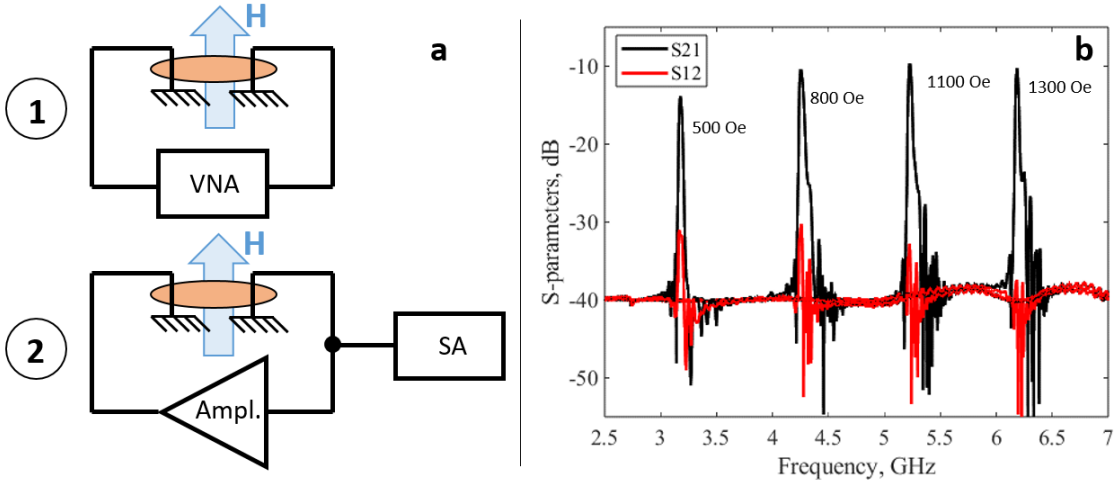


Рис 1. (a) Схемы подключения планарного ЖИГ элемента. (b) S-параметры при подключении ячейки по первой схеме для различных внешних магнитных полей

2. Результаты

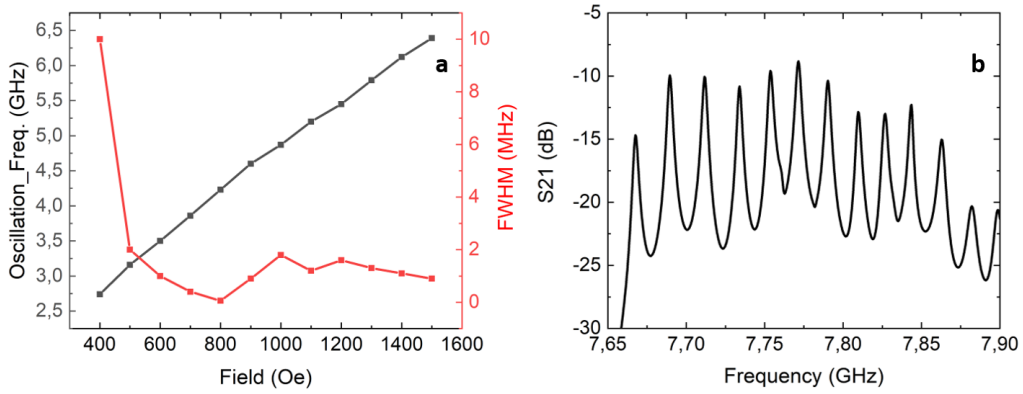


Рис 2. (a) Параметры генерации при подключении ячейки по второй схеме. Зависимость частоты генерации от магнитного поля (черный) и ширина линии (красный). (b) Моделирование спектра S21 при использовании антенн в виде решеток (ширина полосковых линий 5 мкм и период 10 мкм).

Для верификации работоспособности данной конфигурациями перестраиваемого генератора нами собрана схема, показанная на рис 1a(1). Элемент эллиптической формы из феррита-граната толщиной 10 мкм помещался на микрополосковые антенны. Ширина антенн 0.3 мм, расстояние между ними 4 мм. На рисунке 1b показаны характеристики S21 и S12 линии передачи на ПМСВ при различных магнитных полях. Ширина полосы пропускания по уровню -3 дБ около 30 МГц. На всем диапазоне перестройки можно наблюдать невзаимный эффект, а также стабильность формы и амплитуды сигнала.

На рисунке 2a показаны результаты генерации ячейки собранной по схеме на рис 1a(2). Половина мощности из контура выводилась на анализатор спектра. Черным цветом показана зависимость частоты генерации от внешнего поля, а красным соответствующая ширина линии. Из-за того, что в спектре пропускания имеется большое количество перекрывающихся мод, линия генерации не стабильна по частоте и, как следствие, имеет большую ширину. Для решения этой проблемы предложена модель антенн в виде решеток с шириной линии 5 мкм и периодом 10 мкм. Результат моделирования спектра ПМСВ таких антенн представлен на рисунке 2b. Получилось разрешить линии спектра, соответствующие разным модам и получить частотную гребенку, при этом обеспечить потери энергии на уровне -10 дБ. Ширина резонансной линии в такой гребенке 3.5 МГц, что на порядок лучше, чем в случае сплошной антенны, а период гребенки около 20 МГц.

3. Заключение

В работе продемонстрирован принцип работы перестраиваемого СВЧ генератора на эпитаксиальной планарной феррит-гранатовой структуре с использованием ПМСВ. Данный подход позволяет сохранить все преимущества традиционных генераторов на сферах ЖИГ, при этом значительно уменьшить их недостатки. Предложен способ повышения стабильности частоты при генерации с сохранением малых потерь мощности в ячейке. Дальнейшая оптимизация конфигурации ключевых элементов устройства позволит улучшить характеристики генератора и вывести его на уровень промышленного прототипа.

Список литературы

1. Ronald l. Carter, John M. Owens, and D. K. De, YIG Oscillators: Is a Planar Geometry Better? // IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. Mtt-32, no. 12, december 1984.
2. M. Shone, The technology of YIG film growth // Circuits, Systems, and Signal Processing, 4(1-2), 1985, 89–103.
3. Дроздовский А.В., Устинов А.Б., Калиникос Б.А. Спектр фазовых шумов генератора, управляемого спин-волновой линией задержки // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2015;(5):26-28.
4. Ветошко П. М., Полулях С. Н., Бержанский В. Н., Спирин А. Л., Ксендзов А.В., Особенности использования эпитаксиальных пленок железо-иттриевого феррита-граната в полосно-пропускающих фильтрах // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии, 2024. Вып. 6. ISSN 2619-1628

Эластичные композиты для 3D печати на основе термопластичного полиуретана и карбонильного железа на СВЧ[1]

Кулешов Г. Е., Бадьин А. В., Томилов И. М., Кателина Д. С.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36
kge@mail.tsu.ru

Аннотация: *В работе представлены результаты разработки и исследования электрофизических свойств эластичных композитов на основе термопластичного полиуретана с включением частиц карбонильного железа для применения в технологии 3D-печати. Методом горячего смешения и бесшнековой экструзии получен композиционный филамент, из которого на FDM 3D-принтере напечатаны экспериментальные образцы композиционных эластомеров. Измерения электромагнитных характеристик материалов проводилось волноводным методом на векторном анализаторе цепей в диапазоне от 0,1 ГГц до 18 ГГц. На основе полученных спектров комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости произведен расчёт электромагнитного отклика от композиционных эластомеров в свободном пространстве и на металлической поверхности.*

1. Введение

Сегодня критически важной задачей становится обеспечение надежной работы современной СВЧ электроники и радиотехники в условиях повышенного уровня электромагнитного фона и роста влияние взаимных помех между отдельными радиоэлектронными устройствами и их компонентами. Решение данной задачи обычно осуществляется использованием экранирующих или поглощающих излучение материалов [1]. При этом технологии аддитивного производства открывают новые возможности для создания материалов с заданными электромагнитными характеристиками.

В реальных задачах по обеспечению электромагнитной совместимости радиооборудования особый интерес представляют эластичные композиты для 3D печати [2]. Данные материалы сочетают гибкость, прочность и способность эффективно взаимодействовать с электромагнитным излучением, что необходимо в случаи обеспечения электромагнитной герметизации корпусов, разъёмов и отдельных элементов радиоэлектронных устройств.

Среди всех гибких пластиков для 3D печати особо выделяется термопластичный полиуретан (ТПУ) [2-3]. Он устойчив к истиранию, деформациям и растяжению, при этом обладает большей жёсткостью, что позволяет легче работать с ним, и лучшей адгезией, что способствует увеличению предельной концентрации наполнителей в данном связующем [4].

Среди наполнителей для СВЧ композитов наиболее хорошо себя зарекомендовали углеродные материалы, ферриты и карбонильное железо [5-6]. При этом карбонильное железо (КЖ) обладает как высокими магнитными, так и высокими диэлектрическими потерями. Это позволяет использовать его для разработки широкополосных покрытий для защиты от электромагнитных помех [7].

Поэтому в данной работе проведено исследования электромагнитные характеристик композитов на основе термопластичного полиуретана (ТПУ) с различным содержанием карбонильного железа полученных по аддитивной технологии 3D печати.

2. Методы и материалы

В качестве объекта исследования выступают композиционные материалы на основе термопластичного полиуретана с добавлением различных концентраций ультрадисперсного порошка карбонильного железа марки Р-10. Для получения композиционных смесей с различным массовым содержанием КЖ (от 20 до 40 мас.%) использовался метод горячего при температуре порядка 240°С. Формирование филамента осуществлялось по технологии ручного горячего бесшнекового экструдирования при температуре 170 ± 10 °С. Изготовление исследуемых образцов проводилось на 3D-принтере Prusa i3 со следующими параметрами: диаметр сопла 1 мм, температура стола 60 °С, температура экструзионной головки 190 °С, скорость подачи 10 мм/с.

Измерение электромагнитных параметров полученных экспериментальных образцов композитов проводилось волноводным методом в коаксиальной ячейке на векторном анализаторе цепей Р4М-18 («Микран») в диапазоне частот 0,1 – 18 ГГц. На основе измерений рассчитаны комплексная магнитная и диэлектрическая проницаемость.

[1] Научное исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 25-29-20174, https://rscf.ru/project/25-29-20174/ и средств Администрации Томской области

3. Результаты

Для композитов на основе ТПУ с содержанием 20, 30 и 40 мас.% карбонильного железа получены частотные зависимости комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости. Далее на основе полученных данных рассчитан электромагнитный отклик от материалов в свободном пространстве и на металле (рис. 1). Показано, что композит уже при концентрации КЖ 30 мас.% и толщине не боле 5 мм позволяет экранировать до 50% излучения в свободном пространстве и снизать уровень отраженного излучения более чем на 50% при нахождении на отражающей поверхности.

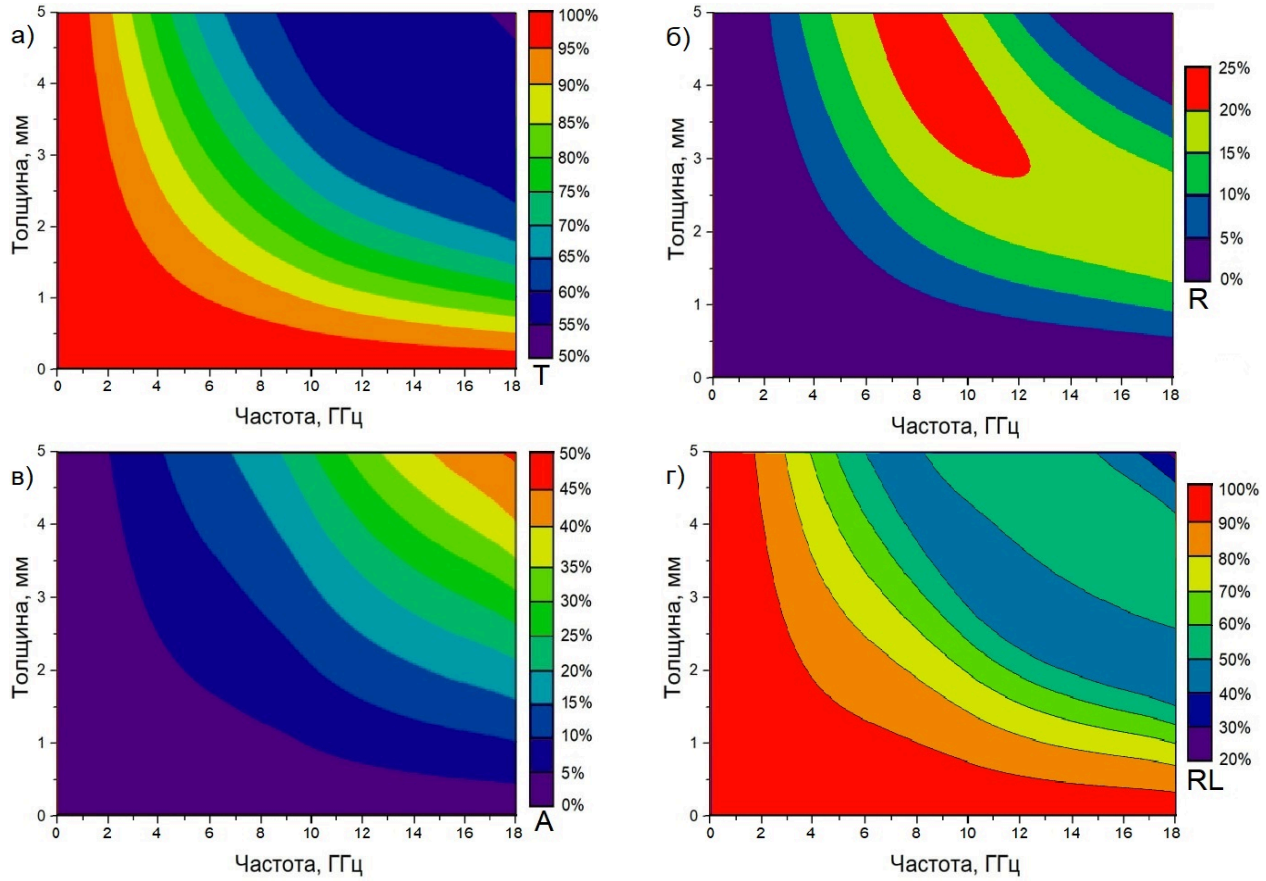


Рис 1. Электромагнитный отклик от композитов с 30 мас.% КЖ в свободном пространстве (а, б, в) и на металле (г).

4. Заключение

Полученные в ходе работы материалы могут быть использованы для создания изделий СВЧ техники, таких, как прокладки для обеспечения механической и электромагнитной герметизации мест прилегания крышек корпусов и разъемов в радиоэлектронной аппаратуре. Научное исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 25-29-20174, https://rscf.ru/project/25-29-20174/ и средств Администрации Томской области.

Список литературы

1. Xia Y., Gao W., Gao C. A review on graphene based electromagnetic functional materials: electromagnetic wave shielding and absorption // Advanced Functional Materials. 2022. V. 32. №. 42. P. 2204591.
2. Xiang D., et al. Highly sensitive flexible strain sensor based on a double-percolation structured elastic fiber of carbon nanotube (CNT)/styrene butadiene styrene (SBS)@ thermoplastic polyurethane (TPU) for human motion and tactile recognition // Applied Composite Materials. 2023. V. 30. P. 307-322.
3. Gao, Q., et al. 3D printing of carbon black/polylactic acid/polyurethane composites for efficient microwave absorption // J. Mater. Sci. Mater. Electron. 2023. V. 34. P. 1–14.
4. Hu X., et al. Microwave Radiation Assisted Construction of Fused Deposition Modeling 3D Printing Flexible Sensors // Macromol. Chem. Phys. 2024. V. 225.
5. Кулешов Г.Е., Сбродов А.В., Шематило Т.Н. Электромагнитный отклик от многослойных композиционных покрытий на основе карбонильного железа, сегнетоэлектриков и МУНТ на СВЧ // СВЧ-техника и телеком. тех. 2020. С. 302-303.
6. Chai X., et al. Flexible thin microwave absorbing patch: flake carbonyl iron and chopped carbon fibers oriented in resin matrix / /Journal of Materials Science: Materials in Electronics. 2020. V. 31. P. 1442-1450.
7. Щербаков А. Е., Леухин С. А., Черкашин А. В. Радиопоглощающее покрытие с использованием метода 3D прототипирования // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2018. Т. 1. С. 652-655.

Влияние материала диэлектрической подложки на характеристики щелевого перехода

Клюев С.Б.[1,2], Татаринов Д.И.[1,2]

1) АО НПП «Исток» им. Шокина

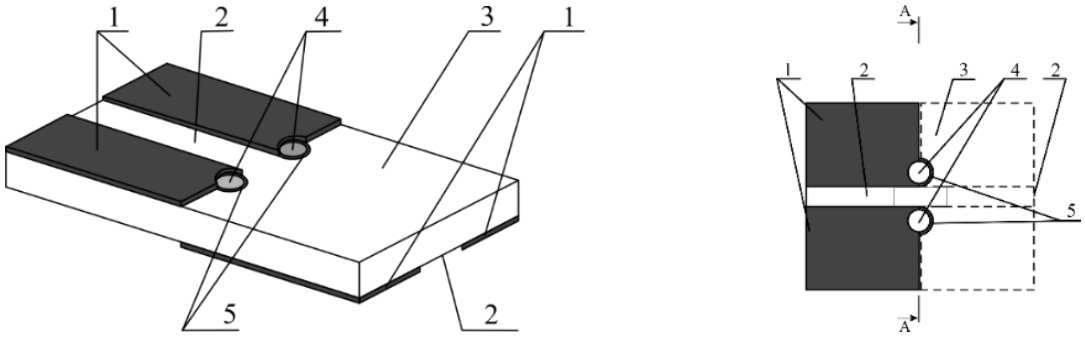
2) Филиал РТУ МИРЭА в г. Фрязино

Развитие современных интегральных технологий привело к тому, что отдельные элементы могут быть изготовлены как в виде функционально законченных узлов, так и в виде интегральных (ИС) или гибридно-интегральных (ГИС) схем в едином технологическом цикле. При этом дальнейшее совершенствование и развитие технологий в направлении изготовления многослойных печатных плат позволяет объединять различные типы линий передач (ЛП) и спроектированных на их основе схем, узлов, блоков для создания и использования 3*D* конструкций устройств СВЧ [1].

Использование конструктивного параметра «объем» позволяет повысить степень интеграции элементов за счет применения отрезков разных типов линий передач, входящих в состав устройства СВЧ, для реализации требований миниатюризации и многофункциональности разрабатываемой аппаратуры, за счет улучшения их электродинамических и массогабаритных характеристик [1].

Для решения актуальной проблемы – передачи электромагнитной волны (ЭМВ) в вертикальном направлении с минимальными вносимыми потерями - в [2] предложен межслойный широкополосный переход (МШП) на основе симметричной щелевой линии (СЩЛ), который представлен на рис. 1.

Конструктивно МШП представляет собой плоскопараллельную диэлектрическую подложку *3* (толщиной *h*) с диэлектрической проницаемостью ε_r, на разные стороны которой нанесены металлические экраны *1* (толщиной *t*), образующие щель *2* и попарно соединенные двумя металлизированными отверстиями *4*, *5*, не изменяющие ширину щели *w*. Введение в конструкцию СЩЛ узла связи в виде металлизированных отверстий нарушает регулярность линии.



а *б*

Рис. 1. Физическая модель ЩП на основе СЩЛ, *а* – физическая модель, *б* – вид сверху модели, *1* - металлические экраны толщиной *t*, *2* - щель, образованная металлическими экранами, шириной *w*, *3* - плоскопараллельная диэлектрическая подложка толщиной *h* и диэлектрической проницаемостью ε_r, *4* - сквозные отверстия диаметром *D*, *5* - металлизация отверстий

В работе исследуется влияние материала на характеристики МШП. Для получения численных результатов исследования выбран МШП с геометрическими параметрами w/h=1,0 и D=1,25w (рис. 1) и материалами с ε_r=9,8 и tgδ=1×10^{-4} (Al_2O_3 (поликор)), с ε_r=6,15 и tgδ=27×10-^{4} (Rogers RT/duroid 6006 (tm)), ε_r=2,2 и tgδ=9×10-4 (Rogers RT/duroid 5880 (tm)). В модели ЩП металлические экраны, нанесенные на диэлектрическую подложку с обеих сторон, и металлизация отверстий имеют толщину t=10 мкм.

В результате расчетов получены зависимости коэффициента прохождения (S_{21}) матрицы рассеяния от частоты для разных применяемых материалов, которые представлены на рис. 2.

Установлено, что на уровне S_{21}=-0,5 дБ диапазон частот для ε_r=9,8 составляет f=7,4-28,3 ГГц (кривая *1*) или Δf=20,9 ГГц, для ε_r=6,15 - f=8,9-33,3 ГГц (кривая *2*) или Δf=24,4 ГГц, для ε_r=2,2 - f=12,2-45,1 ГГц (кривая *3*) или Δf=32,9 ГГц.

Анализ полученных результатов показывает, что диапазон частот МПШ по уровню -0,5 дБ шире при применении материала с ε_r=2,2 на 26%, чем у МПШ с материалом ε_r=6,15, и на 37%, чем у МПШ с материалом ε_r=9,8.

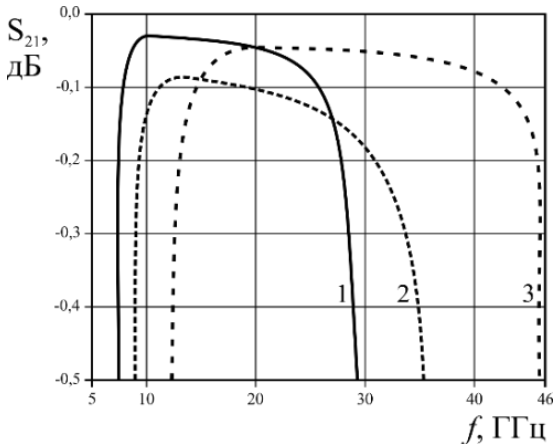


Рис. 2. Зависимости коэффициента прохождения от частоты, кривая 1- ε_r=9,8, кривая 2 - ε_r =6,15, кривая 3 - ε_r =2,2

Предложенная в работе модель межслойного широкополосного перехода на основе СЩЛ показывает возможность передачи ЭМВ в широком диапазоне частот в вертикальном направлении.

Литература

1. Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. – 256 с.
2. Патент на изобретение № 2836624, МПК H 01 P 3/08. Симметричная щелевая линия передачи сигнала СВЧ-диапазона с межслойным переходом приоритет 12.09.2024г., опубликовано 18.03.2025, бюл. № 8-2025 / Клюев С.Б., Иовдальский В.А., Демшевский В.В.

Система оптического контроля положения объекта [1]

Полетаев Д. А., Соколенко Б. В., Таран Е. П., Бугасов И. А.

Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295007, пр. Академика Вернадского, 2, Российская Федерация
poletaevda@cfuv.ru

Аннотация: *В работе описывается разработанное устройство для детектирования сдвига объекта при проведении микроскопического исследования. Экспериментальная установка включает вихревой блок формирования луча и интерферометр. При работе устройства производится анализ эволюции интерференционной картины двух наложенных вихрей с одиночными топологическими зарядами и противоположными знаками в реальном времени. Сделан вывод о применимости разработки совместно со сканирующими микроскопами: атомно-силовыми, туннельными и др.*

1. Введение

Микроскопические исследования на сегодняшний день – наиболее информативные методы диагностики объектов разного рода. Так при исследованиях возможно получение одновременно как качественной, так и количественной информации об исследуемой структуре. Наиболее точными и востребованными методами являются сканирующие методы микроскопии: ближнеполевая оптическая, микроволновая, атомно-силовая, туннельная [1]. В данных методах, кроме датчика измеряемых величин, важную роль играют устройства позиционирования объекта. От них во многом зависит точность проведения сканирующих микроскопических исследований. Однако даже прецизионные устройства позиционирования объектов подвержены износу и влиянию внешних мешающих факторов, таких как тряска лабораторного оборудования, неконтролируемые колебания. Целесообразно предложить и разработать систему, предназначенную для контроля перемещения объекта, способную отслеживать его несанкционированные сдвиги.

Целью работы является конструирование и исследование параметров устройства для отслеживания перемещения объекта с использованием методики вихревой интерферометрии.

2. Теория

Фазовые изображения пучков Лагерра-Гаусса можно рассматривать как двумерное фазовое распределение или как разность оптических путей лучей. Требуется проводить анализ динамики зарегистрированной интенсивности при изменении разности фаз взаимодействующих пучков.

Ввиду высокой чувствительности интерференционных методов к неоднородностям волнового фронта, обусловленных геометрией объекта, оптические вихри и их суперпозиция были адаптированы для анализа перемещения объектов [2]. С этой точки зрения такие объекты (координату которых требуется отслеживать) являются амплитудно-фазовыми объектами. В случае, когда единичный пучок направляется на пластину с градиентным профилем геометрии поверхности, мы можем выбрать произвольное положение и установить его в качестве начальной точки, так, все последующие перемещения будут записаны относительно значения сдвига фазы относительно данной точки, наблюдаемых посредством углового поворота картины интенсивности. Этот эффект применяется в микроскопическом устройстве с высоким разрешением, где вращательный процесс может быть легко зафиксирован экспериментально и автоматически обработан в реальном времени.

Экспериментальная установка (рис. 1) включает вихревой блок формирования луча (He-Ne, Dx, Tx) и интерферометр (MO_{1x} и MO_{2x} , BS_{1x} и BS_{2x}) с практически равными расстояниями в объектном и опорном плечах, что позволяет избежать рассогласование величины радиуса перетяжки пучков, камеру (CCDx).

Функционально, данное устройство работает так (рассмотрим для случая отслеживания координаты по оси x, модуль для координат y и z функционируют аналогично). Излучение лазера попадает на встроенный в выходную апертуру светоделительного поляризационного кубика фазовый транспарант, формирующий оптический вихрь с топологическим зарядом. Оптический вихрь фокусируется на поверхность исследуемого объекта. Поляризационные светоделительные кубы позволяют избежать нежелательной интерференции на светоделительной плоскости и наблюдать наложение опорного и предметного пучков непосредственно на матрице камеры. Данная схема обеспечивает стабилизацию интерференционной картины и исключение паразитных шумов, связанных с тепловым расши-

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-12-20013

рением оптических элементов, несоосностью объекта и его малым наклоном в произвольной плоскости. При этом величина фазового сдвига оптического вихря оказывается пропорциональным перемещению объекта. В рабочем режиме данное устройство отслеживает перемещение объекта по всем трем координатам, сопоставляя значение перемещения с параметрами, задаваемыми предметным столиком того или иного сканирующего микроскопа. В дежурном режиме (когда перемещение штатным устройством позиционирования уже совершено) разработка продолжает отслеживать перемещение объекта под действием каких-либо внешних случайных возмущений (тряска, вибрация). При обнаружении сдвига объекта, устройство подает сигнал, который анализируется оператором для проведения повторного измерения.

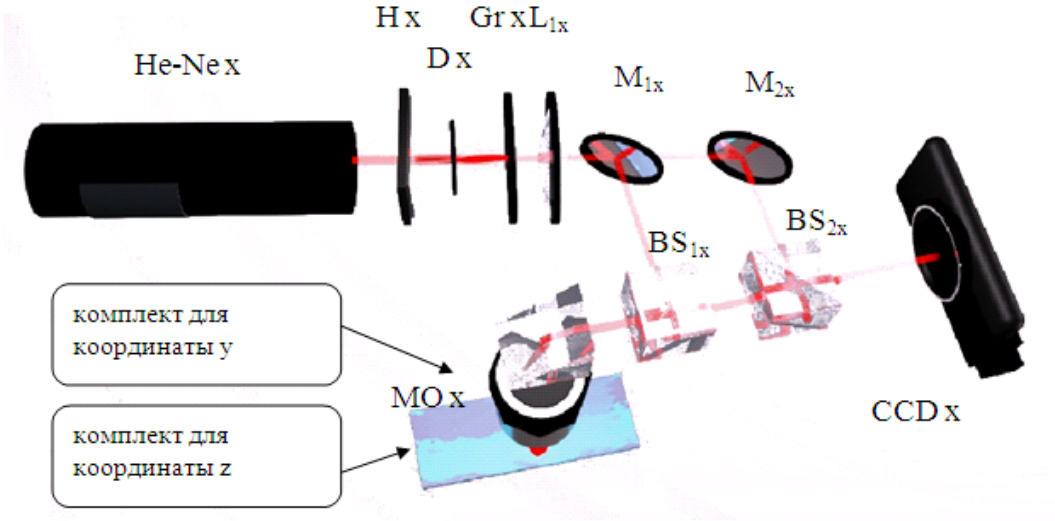


Рис. 1. Оптическая схема экспериментальной установки

3. Заключение

В ходе экспериментальной проверки точности разработанного устройства использовался лазер с длиной волны 632,8 нм. Элементы вихревого массива в области перетяжки располагались на расстоянии 500 нм. На рисунке 2 показано распределение интенсивности поля в плоскости CCDx-матрицы суперпозиции пучков с противоположными топологическими зарядами после отражения объектного пучка от поверхности исследуемого объекта, полученные экспериментально.

На разработанное устройство получены патенты на полезную модель Российской Федерации [3, 4]. На программный продукт анализа фазового портрета получено государственное авторское свидетельство [5].

Ввиду высокой точности, разработка может применяться совместно со сканирующими (атомно-силовыми, туннельными и другими) микроскопами.

Список литературы

1. Wickramasinghe H. K. Progress in scanning probe microscopy // Acta materialia. 2000. No 48. P. 347–358.
2. Vijayakumar A., Rosen J. Interferenceless coded aperture correlation holography – a new technique for recording incoherent digital holograms without two-wave interference //Opt. Express. 2017. No 25. P. 13883–13896.
3. Полетаев Д. А. Пат. 201310 (РФ). Устройство позиционирования. Опубл. в Б. И., 2020. № 34.
4. Соколенко Б. В. Пат. 208126 (РФ). Устройство контроля позиционирования. Опубл. в Б. И., 2021. № 34.
5. Присяжнюк А. В. Свид. 2020660030 (РФ). Программа анализа. Опубл. 2020.

Численное моделирование распределения напряж енности электрического поля на метаповерхностях для задач проектирования[1]

А.А. Марендич[1], Н.А. Болдырев[1], М.А. Петакчян[1], А.С. Мазинов[1]
[1]*Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского, г. Симферополь, проспект Вернадского 4*
mazinovas@cfuv.ru

Аннотация: *Предлагается численный подход к моделированию распределения напряж енности электрического поля в двумерных периодических структурах — метаповерхностях, предназначенных для снижения эффективной площади рассеяния (ЭПР) в радиодиапазоне. Метод основан на решении прямой задачи волнового распространения с уч етом комплексной диэлектрической проницаемости. Провед ен численный анализ пространственного распределения поля и энергетических потоков в различных конфигурациях метаповерхностей, что позволяет оценивать их эффективность в задачах радиолокационного подавления.*

1. Введение

Общепринятые способы ослабления электромагнитных волн, в основном, несут потребность в применении сложнокомпонентных систем [1,2]. Исключая вопрос создания специальной геометрии самого объекта для эффективного рассеивания электромагнитных волн в пространстве существует два основных физических принципа, на которых основано построение ослабляющих покрытий: 1) рассеяние, 2) поглощение [3,4]. В последние годы в качестве эффективных рассеивающих поверхностей предлагается использование метаструктурных покрытий [5-6], разработка и исследование свойств которых требует точного моделирования электромагнитного отклика от набора геометрически сложных структур, включая влияние границ раздела сред, интерференционных эффектов и дисперсионных свойств материалов. В данной работе реализован численный алгоритм на основе волнового уравнения Гельмгольца с комплексными коэффициентами. Использованы граничные условия типа PML для имитации открытого пространства и исключения паразитных отражений. Проведена визуализация распределения поля и векторных линий потока Пойнтинга, позволяющая проводить качественный и количественный анализ работы структуры и оптимизировать е е геометрию с целью минимизации ее ЭПР

2. Численная модель

Математическая модель основана на решении волнового уравнения Гельмгольца для скалярного электромагнитного потенциала в неоднородной среде с комплексной диэлектрической проницаемостью:

$$\nabla^2\varphi + k^2\,\varepsilon_r\,\varphi = 0$$

Представленная в работе численная модель позволяет оценить значение потерь энергии в структуре за сч ет интерференционных процессов. Численное решение уравнения осуществляется методом конечных разностей на квадратной сетке с дальнейшей обработкой граничных условий и особенностей геометрии [7,8].

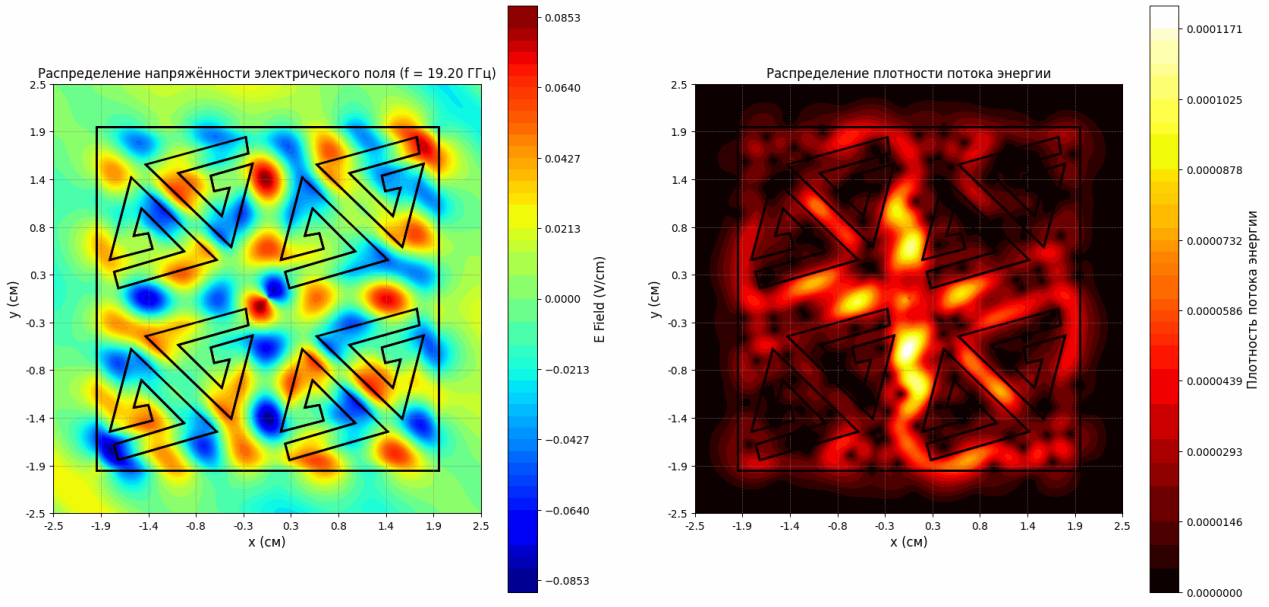
Разработанная численная модель, реализованная на языке Python, позволяет рассматривать распространения расходящейся электромагнитной волны в неоднородных средах. Модель учитывает краевые эффекты за сч ет применения слоя Perfectly Matched Layer (PML) для минимизации искусственных отражений на границах вычислительной области. Переходы между различными материалами описываются с использованием коэффициентов отражения и прохождения, получаемых из теории Френеля. Электрическое поле реконструируется через градиент скалярного потенциала, что позволяет проводить детальный анализ пространственного распределения напряж енности. Для оценки направленности и энергетических характеристик волнового процесса применяется вектор Пойнтинга. Архитектура кода поддерживает задание произвольной геометрии.

На рис. 1,а представлено результат численного расчета распределения напряж енности электрического поля и модуля вектора Пойнтинга (рис.1,б) для спиралевидной треугольной метаповерхности на частоте f = 19,2 ГГц.

Результаты, представленные на рис. 1, показывают, что полученные численные данные воспроизводят ключевые физические эффекты, ожидаемые для заданной конфигурации метаструктуры,

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 25-22-00261).

что подтверждает работоспособность данной модели. В области металлических включений наблюдается практически полное подавление электрического поля (E < 1% от E_{max}), что подтверждает наличие выраженного экранирующего эффекта, обусловленного скин-слоем. На границе металл–диэлектрик фиксируется высокий коэффициент отражения (R ≈ 0.91), согласующийся с расч етами на основе формул Френеля, а на границе диэлектрик–подложка определяется коэффициент прохождения порядка T ≈ 0.78.



а) б)

Рис. 1. Результат численного расчета: а) распределения напряж енности электрического поля на поверхности, б) модуля вектора Пойнтинга

3. Заключение

Реализованная численная модель является гибким инструментом для анализа распределения напряж енности электрического поля в сложных метаструктурах. Она может использоваться при проектировании элементов радиолокационной малозаметности, оптимизации направленности рассеяния и разработке материалов с заданными электромагнитными свойствами. Поддержка произвольной геометрии, реалистичных граничных условий и расширяемость позволяют адаптировать е е под широкий спектр инженерных задач.

Список литературы

1. Леухин, С. А. Многослойные композиционные поглотители электромагнитных волн с распределенной неоднородностью / С. А. Леухин, А. Е. Щербаков, А. В. Черкашин // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2018. – Т. 1. – С. 656-660. – EDN XUGJWX.
2. Казанцева Н. Е., Рывкина Н. Г., Чмутин И. А. Перспективные материалы для поглотителей электромагнитных волн сверхвысокочастотного диапазона. Радиотехника и электроника- 2003.- Т. 48. №2. С.196-209.
3. Zuev S.A., Starostenko V.V., Taran E.P., Shcherbakov S.V., Arsenichev S.P., Grigoriev E.V., Fitaev I.Sh. Microwave Range Diffraction Properties of Structures with Nanometer Conductive Films on Amorphous Dielectric Substrates // 26th Telecommunications Forum. 2018. P. 1–4. DOI 10.1109/TELFOR.2018.8611867.
4. Nimtz G., Panten U. Broad band electromagnetic wave absorbers designed with nano-metal films // Annalen der Physik. 2010. V. 19. № 1-2. P. 53–59. DOI 10.1002/andp.200910389.
5. Wang, Junlin & Guan, Jing & Wang, Xin & Saer, A & Tong, Xinyu & Guo, Yunsheng & Ma, Shuaixin. (2024). Design of composite stealth cloak based on anomalous reflections and vortex singularities. Results in Physics. 64. 107909. 10.1016/j.rinp.2024.107909.
6. Семенихин А.И., Семенихина Д.В., Юханов Ю.В., Благовисный П.В., Ильин И.В. Экспериментальные и численные исследования диаграмм обратного рассеяния блоков маскирующих цифровых двухбитных метапокрытий // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*. — 2021, Т. 24, № 4, С. 57-67, DOI 10/gn3b5f
7. Брезгунова А.А. Конечно-разностные методы решения уравнения Пуассона в произвольных двумерных областях // 80-я науч. конф. студентов и аспирантов Белорусского государственного университета. Минск: Белорусский государственный университет. 2023. С. 317–321. 9.
8. Zaman M.A. Numerical Solution of the Poisson Equation Using Finite Difference Matrix Operators // Electronics. 2022. V. 11. № 15. P. 2365. DOI 10.3390/electronics11152365

Исследование S-параметров и фазового сдвига PLA-пластика в диапазоне частот 2—4 ГГц

Горанина А, Лян Д., Дарзиян Р., Фитаев И. Ш.

Крымский Федеральный университет, Физико-технический институт
кафедра радиофизики и электроники, Симферополь, Россия
E–mail: goranin94@gmail.com

Аннотация: *Проводится измерение дифракционных характеристик образцов из PLA пластика, изготовленных методом 3d-печати .Полученные данные предполагается использовать для расчёта изготовленных методами аддитивного производства компонентов СВЧ-устройств.*

1. Введение

PLA-пластик (полилактид), широко применяемый в 3D-печати, в основном рассматривается как конструкционный материал. Однако его электромагнитные свойства в диапазоне СВЧ интересны с точки зрения возможности использования его в радиотехнических устройствах — особенно учитывая простоту изготовления, дешевизну, а так же биосовместимость и происхождение из возобновляемого сырья [1, с. 87].

Целью работы является изучение зависимости дифракционных характеристик и фазового сдвига от толщины PLA-пластика и ориентации поверхности при воздействии СВЧ-излучения.

Объект — образцы из PLA-пластика цвета «медь», изготовленные методом FDM 3D-печати, сопло 0,4мм, слой 0,15мм, заполнение 100%. Предмет —дифракционные характеристики и фазовый сдвиг для образцов различной толщины.

Результаты исследования могут быть использованы при проектировании и изготовлении методом 3D-печати корпусов, антенн и фильтров радиочастотных устройств.

2. Основная часть

Измерения проводились с использованием векторного анализатора цепей «Микран Панорама Р4226» [3, с. 5], волноводным методом. Частотный диапазон: 2–4 ГГц. Образцы PLA толщиной 3, 6, 9 и 18 мм, а также их комбинации, установленные в волновод 72*34 мм. Ориентация образцов (гладкая или шероховатая сторона) фиксировалась для каждого случая. Фазовый сдвиг использован для расчёта диэлектрической проницаемости методом разности фаз между пустым и загруженным волноводом [2, с. 1142].

Измерены значения коэффициентов отражения, поглощения, прохождения, а так же смещение фазы для различных толщин и ориентации образцов. Ниже приведены графические представления зависимости параметров от толщины:

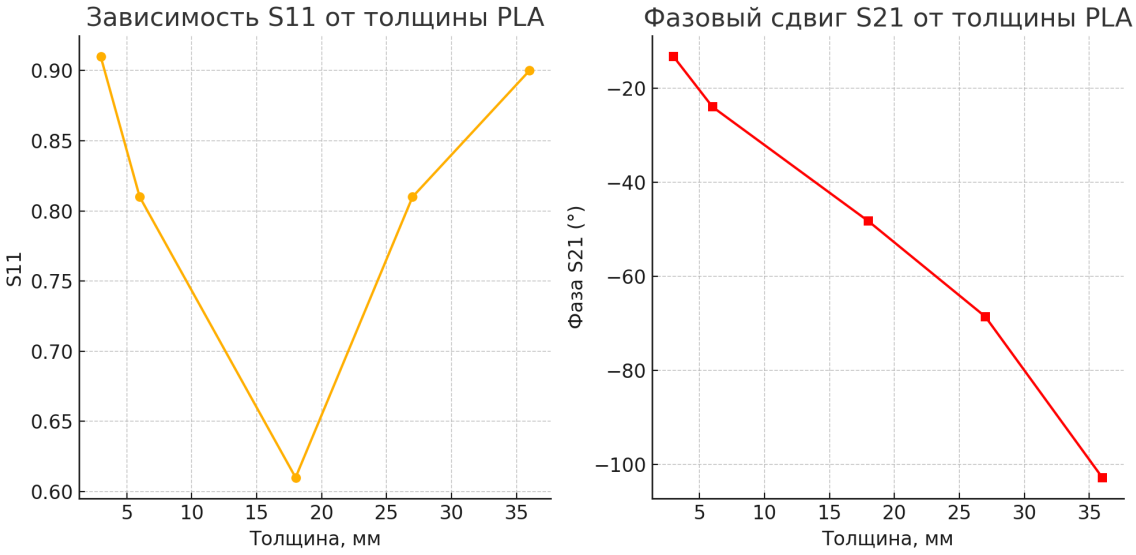


Рис. 1. Зависимость S11 и фазового сдвига от толщины PLA-пластика

Также при увеличении толщины образца замечено изменение поведения графиков из линейного в сторону выделенного увеличения коэффициента прохождения для определённых частот.

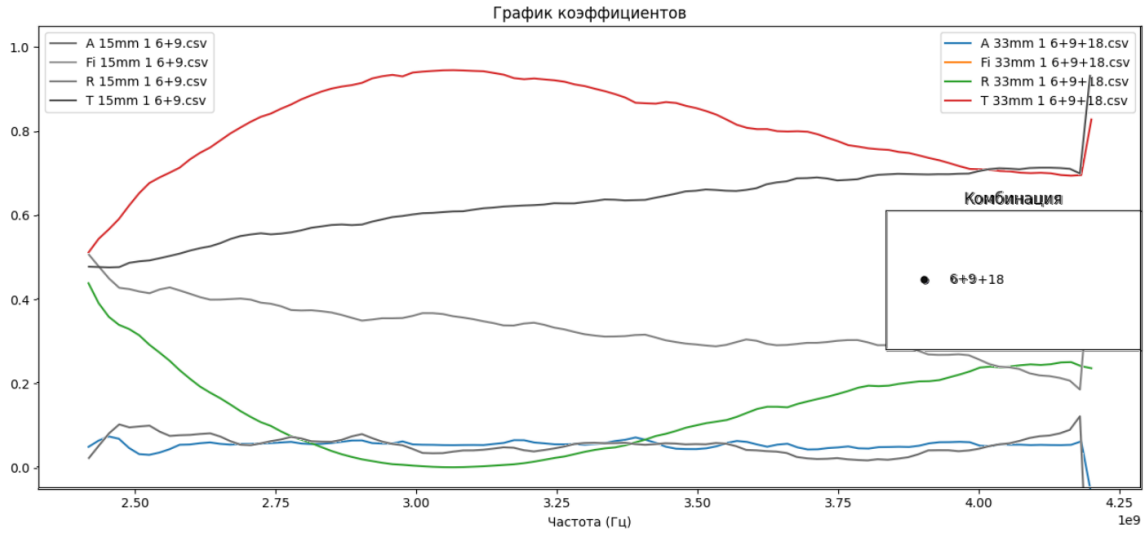


Рис. 2. Графики коэффициентов для толщины 15 мм и 33 мм

3. Заключение

Полученные данные позволяют рассчитывать параметры 3d-печати PLA для использования в СВЧ-устройствах. Обнаружена зависимость параметров от толщины и ориентации поверхности образца. Результаты позволяют предположить возможность использования материала в частотных фильтрах, антеннах и корпусах СВЧ-устройств.

Список литературы

1. Pozar D.M. Microwave Engineering. 4th ed. — Wiley, 2012. — 772 p.
2. Guo Y. et al. Measurement of dielectric properties of polymer materials. // IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation. — 2019. — Vol. 26, No. 4. — P. 1137–1145.
3. Руководство пользователя ВАЦ «Микран Панорама Р4226». — Томск: НПП «Микран», 2020. — 48 с.

Изготовление высокоплотных композитных материалов W-Cu и Mo-Cu с применением горячего изостатического прессования (ГИП)

Аржанов С.А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
Вокзальная ул., д. 2а, корпус 1, г. Фрязино, Московская область, Российская Федерация, 141190
argserg87@mail.ru

Аннотация: *Предлагается способ изготовления композитных материалов на основе порошковых тугоплавких металлов вольфрама, молибдена и меди с применением горячего изостатического прессования (ГИП). Сочетание одновременного нагрева до 0,9 Тпл материала с более низкой температурой плавления и всестороннего давления 100-150 МПа позволяет достигает почти полной теоретической плотности псевдосплава за счет пластического течения легкоплавкого материала.*

1. Введение

Композитные материалы на основе W-Cu и Mo-Cu благодаря сочетанию физико-механических свойств составляющих компонентов обладают рядом комплексно-улучшенных характеристик – высокими электропроводностью и теплопроводностью, заданной плотностью, термическим коэффициентом линейного расширения (ТКЛР), хорошо согласующимся с ТКЛР других материалов и прежде всего с керамическими и полупроводниковыми материалами [1].

Это обеспечивает псевдосплавам широкое применение в различных областях техники и прежде всего в электронной технике и энергетике. Материал MoCu используется для теплопроводящих оснований корпусов приборов, СВЧ-транзисторов и усилителей мощности. WCu является идеальным материалом для дуговых контактов в распределительных устройствах с элегазовой и воздушной изоляцией, а также для использования в генераторных выключателях высокого и среднего напряжения.

Наиболее характерной отличительной чертой порошковых изделий является наличие в них остаточной пористости. Поры, содержащиеся в структуре псевдосплавов, снижают его свойства, поэтому повышение плотности порошковых конструкционных деталей весьма актуальна [2].

Материалы на основе W-Cu и Mo-Cu получают преимущественно путем спекания смеси компонентов в жидкой фазе и путем инфильтрации, имеющие ряд недостатков [3].

В настоящее время горячее изостатическое прессование (ГИП) наиболее распространенный промышленный способ производства беспористых порошковых заготовок.

Основные этапы: смешивание исходных компонентов, прессование, изготовление капсулы, заполнение капсул прессованными заготовками, герметизация заполненных капсул путём откачки воздуха из её полости через специальные трубки и их заварка; спекание композитов в условиях ГИП, удаление капсулы, финишная обработка полученного изделия. Благодаря приложению при высоких температурах всестороннего давления материалы обладают высокой плотностью (более 98%) и приобретают требуемые электрические и механические свойства.

2. Основная часть

Используемые материалы – молибденовый порошок марки МПЧ, вольфрамовый порошок марки ВЧДК, медный порошок марки ПМС-1. Изменяя соотношение между содержанием молибдена или вольфрама и меди можно получить композиты с различными значениями ТКЛР, плотности, электропроводности и электроэрозионной стойкости. Опытные работы проводились с различным содержанием тугоплавкого компонента (от 50% до 85 %) и меди (от 15% до 50%).

Смешивание подготовленных навесок производили в Y-образном смесителе в течение 3 ч. Заготовки плотностью 50-60% получали с помощью одноосного прессования порошков в специальной пресс-форме при помощи гидравлического пресса. Капсула, изготовленная из нержавеющей стали 12Х18Н10, состояла из следующих основных сварных частей: трубная заготовка, верхняя и нижняя крышки, откачивающая трубка [4]. Герметизацию заполненной порошковыми заготовками капсулы проводили сваркой электронным лучом в вакууме. Горячее изостатическое прессование осуществлялось в промышленном газостате в условиях разработанных оптимальных режимов: время выдержи 1-2 ч, приложенное давление 100-150 МПа, температура от 0,5 °С до 100 °С ниже точки плавления легкоплавкого компонента псевдосплава. В качестве рабочей среды использовался аргон

высокой степени чистоты. Сочетание одновременного нагрева и давления приводит к тому, что прессовка достигает плотности близкой к теоретической за счет пластического течения материала.

После отделения механическим путем заготовки от контейнера были исследованы образцы псевдосплавов W-Cu и Mo-Cu. Плотность контролировалась методом гидростатического взвешивания и составляла для всех заготовок более 98% от теоретической. Металлографический анализ показал достаточно плотную структуру с отсутствием пор в полученных материалах. Измерение ТКЛР образцов, вырезанных в разных направлениях, показало отсутствие анизотропии свойств по данному показателю.

3. Заключение

1. Предложен новых способ получения высокоплотных порошковых материалов, в том числе крупногабаритных, на основе W-Cu и Mo-Cu с применением ГИП.

2. Разработана оснастка: пресс-форма, для получения прессовок плотностью 50-60%, и капсула для проведения ГИП.

3. Подобраны оптимальные режимы ГИП для получения беспористых псевдосплавов: время выдержи 1-2 ч, приложенное давление – 100-150 Мпа, температура от 0,5 °С до 100 °С ниже точки плавления легкоплавкого компонента.

4. Исследованы основные параметры композитных материалов W-Cu и Mo-Cu: относительная плотность более 98%, отсутствие анизотропии свойств за счет всестороннего сжатия в условиях ГИП.

Литература

1. Андреева А. В. Основы физикохимии и технологии композитов: Учеб. пособие для вузов. - М.: ИПРЖР, 2001. - 192 с.
2. Гиршов В.Л.,Котов С.А., Цеменко В.Н. Современные технологии в порошковой металлургии: учеб. пособие/ В.Л. Гиршов, С.А. Котов, В.Н. Цеменко.- СПб.: Изд-во Политехн. Ун-та, 2010.- 385 с.
3. Патент RU 2556154 C1 Способ получения композиционного материала псевдосплава.
4. Леушин, И.О. Конструктивные элементы капсул горячего изостатического прессования металлических порошков: современные тренды / И.О. Леушин, А.С. Романов, Л.И. Леушина, П.М. Явтушенко // Теория и технология металлургического производства. - 2020. - №3(34). - С. 26-30.

Микрополосковые сенсоры на основе СВЧ фотонных кристаллов[1]

[1]Скрипаль А.В., [1]Пономарев Д.В., [2]Кузнецова А.Н.

[1] *Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского г. Саратов, 410012, Российская Федерация*
skripala_v@info.sgu.ru
[2] *АО «НПП «Алмаз», г. Саратов, 410033, Российская Федерация*

Аннотация: *Исследована возможность использования СВЧ микрополосковых фотонных структур для контроля диэлектрической проницаемости материалов. С использованием программы трёхмерного электромагнитного моделирования Ansys HFSS был выполнен расчет АЧХ 7-слойного микрополоскового фотонного кристалла из ФЛАНа с периодически изменяющейся шириной полосковой линии. Нарушение в периодической структуре создавалось с помощью увеличения длины центрального отрезка микрополоска. Установлена зависимость частоты дефектной моды коэффициента пропускания в первой запрещённой зоне фотонного кристалла от величины диэлектрической проницаемости материала пластин при их расположении непосредственно на фотонном кристалле в области нарушения периодичности.*

1. Введение

Использование открытых СВЧ-линий передачи позволяет сочетать достаточно высокую чувствительность СВЧ-методов измерений с технологичностью изготовления структур и оправок для измерения и отсутствием жестких требований на размеры образцов [1]. Среди различных типов планарных схем микрополосковые являются наиболее часто используемыми в СВЧ-электронике. Микрополосковые схемы достаточно широко используются при реализации СВЧ-методов измерения параметров материалов. Микроволновые датчики для измерения диэлектрической проницаемости являются перспективными для различных применений в промышленных областях [2, 3].

Микрополосковые структуры, с периодически изменяющейся шириной полоска, представляют собой одну из разновидностей СВЧ фотонных кристаллов на плоских линиях передачи. Отличительной особенностью таких структур является высокая технологичность их производства. Нарушение периодичности, например с помощью изменения длины одного из отрезков микрополосковой линии, приводит к возникновению дефектной моды в запрещённой зоне. При этом нарушение выступает в качестве микрорезонатора, резонансная частота которого определяется параметрами нарушения.

В настоящей работе приведены результаты использования СВЧ микрополосковых фотонных структур для контроля параметров диэлектриков.

2. Компьютерное моделирование

В рамках моделирования была рассмотрена 7-слойная микрополосковая структура из ФЛАНа с диэлектрической проницаемостью ε=8.8. Ширина нечетных отрезков микрополосковой линии составляла 3 мм, ширина четных отрезков 0.5 мм. Нарушение периодичности фотонного кристалла создавалось с помощью изменения длины 4-го отрезка и составляла 18 мм.

С использованием программы трёхмерного электромагнитного моделирования Ansys HFSS был выполнен расчет АЧХ 7-слойной микрополосковой структуры из ФЛАНа с нарушенным центральным слоем в виде увеличенной длины центрального полоска.

В рамках рассматриваемой модели исследовалось влияние на частоту дефектной моды фотонного кристалла диэлектрических пластин с различной диэлектрической проницаемостью при их расположении непосредственно на фотонной структуре в области нарушения.

Топология микрополоскового СВЧ фотонного кристалла с диэлектрической пластиной, расположенной в области нарушения периодичности используемая при расчёте, представлена на рис. 1.

Расчёты показали, что влияние диэлектрических пластин, расположенных в области нарушения, на амплитудно-частотные характеристики фотонного кристалла проявляется в виде смещения частоты дефектной моды с увеличением диэлектрической проницаемости ε пластин в область низких частот. Зависимость частоты дефектной моды коэффициента пропускания в первой запрещённой зоне фотонного кристалла от величины диэлектрической проницаемости пластин представлена на рис. 2.

[1]Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РНФ № 25-22-00199.

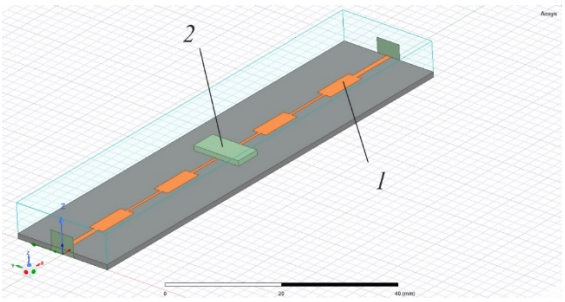


Рис. 1 Топология микрополоскового СВЧ фотонного кристалла с диэлектрической пластиной, расположенной в области нарушения периодичности. 1 – микрополосок, 2 – диэлектрическая пластина

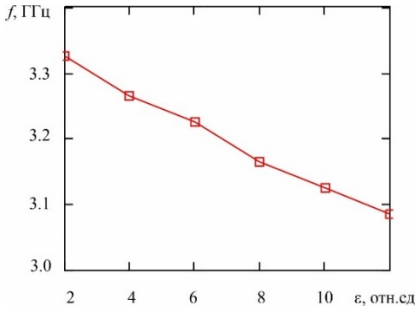


Рис. 2 Зависимость частоты дефектной моды коэффициента пропускания в первой запрещённой зоне от величины диэлектрической проницаемости

3. Экспериментальные данные

Экспериментально исследовался фотонный кристалл, созданный в соответствии с описанной выше моделью. Измерения были выполнены с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-X Network Analyzer N5242A в диапазоне частот 1–10 ГГц.

Экспериментальные АЧХ коэффициентов отражения S_{11} фотонного кристалла с описанной выше топологией в окрестности частоты дефектной моды с образцами из материалов с различными значениями диэлектрической проницаемости, расположенными в области нарушения периодичности, представлены на рис. 3

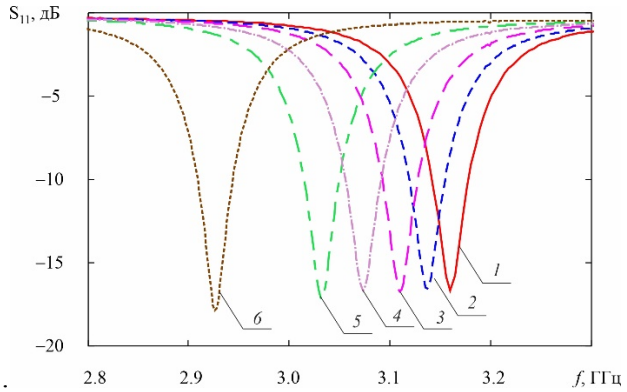


Рис. 3 АЧХ коэффициентов отражения S_{11} микрополоскового фотонного кристалла с образцами из материалов, с различными значениями диэлектрической проницаемости представлены расположенной в области нарушения периодичности кривая *1* – без образца, *2* – тефлон, *3* – капролон, *4* –ABS-пластик, *5* – нитрид бора, *6* – ФЛАН

Как следует из результатов эксперимента, при увеличении диэлектрической проницаемости образцов в диапазоне значений от 2 (тефлон) до 8.8 (ФЛАН), расположенных непосредственно на фотонной структуре в области нарушения периодичности, наблюдается сдвиг частоты дефектной моды от 23 МГц до 234 МГц.

4. Заключение

Таким образом, показана возможность использования СВЧ микрополосковых фотонных структур с нарушением периодичности для контроля диэлектрической проницаемости диэлектриков. Метод контроля основан на установлении зависимости частоты дефектной моды от величины диэлектрической проницаемости диэлектрических пластин при расположении образцов непосредственно на фотонной структуре в области нарушения периодичности.

Список литературы

1. Chen L.F., Ong C.K., Neo C.P., Varadan V.V., Varadan V.K. Microwave Electronics. Measurement and Materials Caracterization. The Atrium, Sousethern Gate, Chichester, West Sussex, England, John Wiley & Sons Ltd. 2004. 538 p. DOI:10.1002/0470020466.
2. Liu C., Liao C., Peng Y., Zhang W., Wu B., & Yang P. Microwave sensors and their applications in permittivity measurement // Sensors. 2024. Vol. 24. no. 23. Pp. 7696(1-23). DOI: 10.3390/s24237696.
3. Усанов Д.А., Никитов С.А., Скрипаль Ал.В., Пономарев Д.В. Одномерные СВЧ фотонные кристаллы. Новые области применения / 2-е изд., доп. и перераб. – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2020. 236 с.

Исследование фазового перехода первого рода водных растворов электролитов акустическим методом[1]

Шамсутдинова Е.С., Смирнов А. В., Анисимкин В.И., Колесов В.В.

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, д.11, стр.7, Российская Федерация
shes1996@bk.ru

Аннотация *Исследование фазовых переходов водных растворов показало чувствительность акустической волны в пластине YX $LiNbO_3$ с частотой 52.6 МГц и длиной волны 320 мкм к замерзанию жидкости. Показано, что на температурных зависимостях вносимых потерь S_{12} акустической волны температуры таяния не соответствуют температурам замерзания. Это объясняется спецификой взаимодействия акустической волны с объектом. В качестве объектов исследования одномолярные водные растворы хлоридов KCl, NaCl, NH_4Cl, $CaCl_2$, $FeCl_3$ и $NiCl_2$.*

1. Введение

Свойства жидкостей активно исследуются с помощью различных датчиков, включая акустоэлектронные, которые отличаются низкой стоимостью, компактностью и устойчивостью к агрессивным средам. Акустоэлектронные сенсоры позволяют определять такие параметры жидкостей, как вязкость, плотность, электропроводность и диэлектрическую проницаемость. Как известно, вода при понижении температуры может переходить в твердое состояние. В современных условиях исследование этого процесса имеет большое значение при освоении Арктики, очистки сточных вод, контроля обледенения кораблей и т.д. Особый интерес вызывают электропроводящие жидкости, содержащие ионы различных солей.

В данной работе были исследованы фазовые переходы одномолярных водных растворов хлоридов при помощи акустических волн в пьезоэлектрических пластинах.

2. Метод

В качестве объектов исследования использовались приготовленные одномолярные водные растворы хлоридов аммония, натрия, калия, кальция, никеля и железа. Данные растворы обладали различным химическим составом и электропроводностью, а их плотности были близки.

Измерительное устройство состояло из пластины YX $LiNbO_3$ толщиной 350 мкм с нанесенными на нее встречно-штыревыми преобразователями (ВШП), жидкостной ячейки из фотополимера и держателя образца. Конструкция подключалась к векторному анализатору цепей Agilent E5061B, с помощью которого проводились измерения. Для исследования фазового перехода растворов использовалась наиболее чувствительная к превращению дистиллированной воды в лед акустическая волна с частотой f = 52.6 МГц и длиной волны λ = 320 мкм.

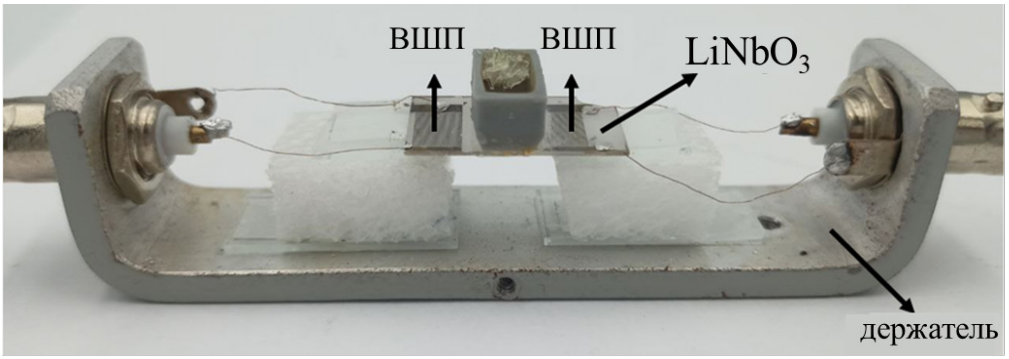


Рис. 1. Фотография измерительного устройства

При фазовом переходе жидкости в лед наблюдается скачкообразное изменение ее параметров (объем, плотность, упругие модули). Это приводит к изменению вносимых потерь S_{12}, соответствующих акустической волне. Измерения проводили следующим образом: Измерительное устройство с раствором помещалось в климатическую камеру UC-20CE. При температуре 5℃ фиксировались вносимые потери S_{12}

[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках Государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (FFWZ-2025-0001).

при f= 52.6 МГц. Далее температура понижалась на 1°С, выдерживалась 7 минут, и показания S_{12} фиксировались. Диапазон изменения температуры составлял +5°С- -30°С с шагом 1°С. При этом максимум вносимых потерь акустической волны смещался по частоте. После достижения -30°С образец снова нагревался до +5°С с шагом в 1°С и соответствующие показания S_{12} также фиксировались.

3. Полученные результаты и их обсуждение

Полученные результаты представлены на рис.2. Видно, что вносимые потери S_{12} акустической волны в пластине уменьшаются при замораживании раствора и увеличиваются при его таянии. Из графиков также видно, что температуры замерзания и таяния, полученные акустическим методом не равны друг другу. Это происходит из-за специфики замерзания раствора в открытом резервуаре и взаимодействия акустической волны с веществом.

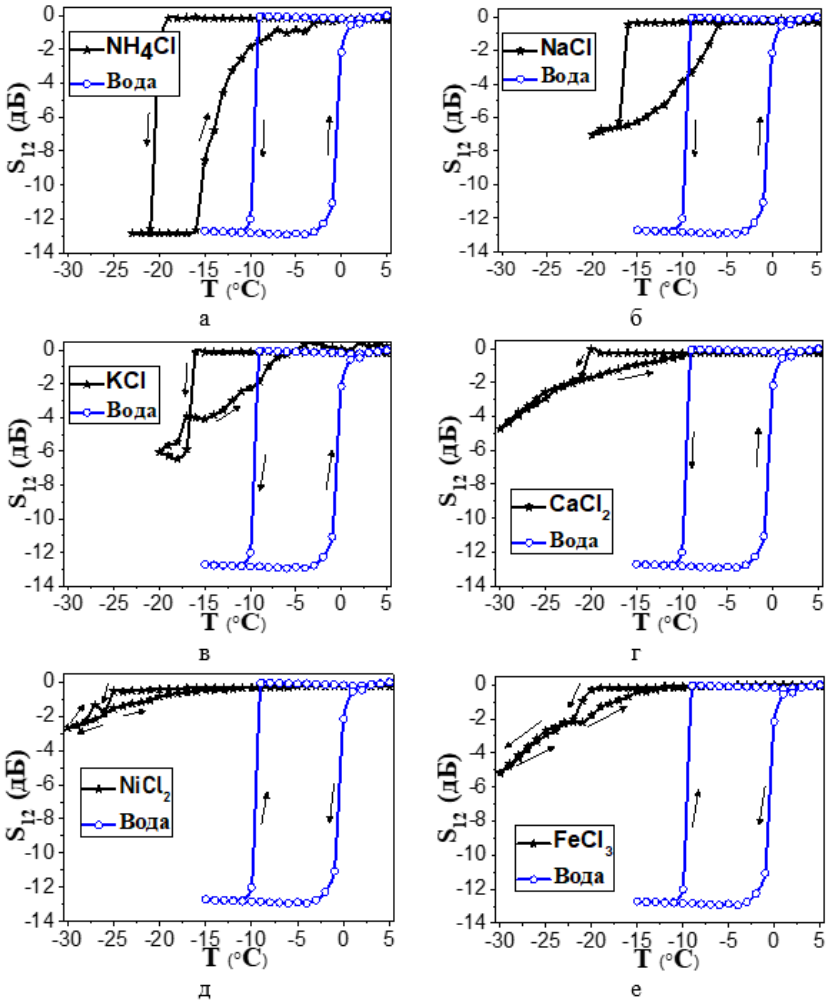


Рис. 2. Зависимость вносимых потерь S_{12} от температуры при охлаждении дистиллированной воды (синяя кривая) и одномолярных водных растворов хлоридов (черная кривая) аммония (а), натрия (б), калия (в), кальция (г), никеля (д) и железа (е)

4. Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали чувствительность акустических волн к фазовому переходу первого рода одномолярных водных растворов хлоридов. Из-за специфики взаимодействия акустической волны с исследуемым веществом на зависимости вносимых потерь S_{12} от температуры возникает гистерезис из-за несоответствия различия температур замерзания и таяния.

Выращивание функциональных многокомпонентных слоев на основе AlGaN и InGaN

Марончук И.И.[1*], Меженный М.В.[1], Чельный А.А.[1], Саникович Д.Д.[1],
Рыбин П.С.[1], Тарасов А.С.[1], Широков И.Б.[2]

[1]*АО «Оптрон», Москва, Щербаковская, 53, 105187, Россия*
** e-mail: igimar@mail.ru*

[2]*ФГАОУ ВО Севастопольский государственный университет, Севастополь, Университетская, 33, 299053 Россия*

Аннотация: *Представлены результаты отработки технологии получения функциональных многокомпонентных слоев на основе твердых растворов $Al_xGa_{1-x}N$ и $In_yGa_{1-y}N$ различных составов методом МОС-гидридной эпитаксии, пригодных для изготовления гетероструктур на основе AlGaN/GaN, выполнен комплекс исследований их характеристик с применением электронной микроскопии, метода Холла, рентгеноструктурного анализа и изучения спектральных зависимостей фотолюминесценции.*

1. Введение

Транзисторы на основе гетероструктур AlGaN/GaN используются в качестве основного компонента интегральных схем СВЧ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов, применяемых в системах связи, радиолокации, радиоастрономии, радиометрии и др. [1]. Одним из ключевых параметров, определяющих конечную производительность СВЧ транзисторов, является подвижность электронов в двумерном электронном газе (2-DEG), которая ограничивается: рассеянием электронов на оптических фононах; рассеянием на шероховатостях гетерограницы; сплавном рассеянии, вызванном изменениями состава AlGaN; кулоновским рассеянием на остаточных донорах и рассеянием электронов в деформационных полях вокруг дислокаций [2]. При формировании многокомпонентного функционального слоя на основе InGaN, между буферным слоем и каналом создается дополнительный потенциальный барьер, обусловленный противоположностью направления поля пьезоэлектрической поляризации. Этот дополнительный барьер приводит к лучшему ограничению носителей и лучшей изоляции буфера, что, в свою очередь, обеспечивает улучшение характеристик устройства, то есть более высокую подвижность 2-DEG и меньший ток утечки [3]. Поэтому, отработка технологии получения гладкой морфологии активного слоя GaN с формирование четкой гетерограницы с функциональным слоем AlGaN, при снижении плотности дислокаций в слое GaN, с использованием функционального слоя на основе InGaN являются необходимым условием при получении приборов с оптимальными электрофизическими параметрами.

2. Технология выращивания

Отработку технологии выращивания функциональных слоев осуществляли методом МОС-гидридной эпитаксии на комплексе оборудования на базе установки эпитаксии полупроводниковых соединений AIXTRON CCS 6X2, при непосредственном контроле за ростом структур in situ с использованием измерительных комплексов Laytec EpiCurveTT и ARGUS.

В качестве исходных компонентов особой чистоты при выращивании функциональных слоев применяли триметилгаллия (ТМГ), триэтилгаллий (ТЭГ), триметилалюминия (ТМА), триметилиндия (ТМИ) и аммиак отечественного производства, азот и водород собственной генерации.

На предварительно выращенных темплейтах GaN, на сапфировой подложке, используя технологические режимы для их получения [4], отработаны параметры изготовления функциональных слоев на основе $Al_xGa_{1-x}N$ при x = 0,06÷0,20, путем добавления в процессе роста слоя GaN при 1050 °С в реактор потоков водорода с ТМА от $1{,}07 \times 10^{-5}$ до $2{,}97 \times 10^{-5}$ моля в минуту, соответственно. Поток ТМГ при этом оставался постоянным — $2{,}97 \times 10^{-4}$ моль в минуту, а соотношение V/III менялось от 470 до 440 при скорости роста функционального слоя 3,1 и 3,4 мкм в час.

Изучены свойства выращенных структур с использованием растровой электронной микроскопии, рентгеноструктурного анализа и метода Холла. Толщина слоев $Al_xGa_{1-x}N$ варьировались от 0,8 до 1,5 мкм., полуширина кривых качания дифракционного отражения (0006) при этом составил 610 угловых секунды, электрофизические параметры функциональных легированных кремнием слоев на основе $Al_xGa_{1-x}N$ составили: $8x10^{17}$-$1x10^{18}$ $см^{-3}$, μ=100 см/В с, ρ=0,27 Ом см.

С целью получения функциональных слоев $In_yGa_{1-y}N$ при y = 0.03÷0.25, отработана технология их изготовления на темплейтах при низких температурах с использованием ТМГ, ТЭГ и ТМИ. Выращивание осуществляли в токе азота, потоки ТМИ в реактор меняли от концентраций в $5,0x10^{-5}$ до $7,5x10^{-5}$ моль в минуту, при потоках ТМГ от $6,0x10^{-5}$ до $8,0x10^{-5}$ моль в минуту при температуре проведения процесса от 740 до 830 ^oC и соотношении V/III от 2700 до 3200, скорость роста слоев составляла от 0,2 до 0,7 мкм в час.

Например, функциональный слой состава $In_{0,05}Ga_{0,95}N$ был получен при следующих технологических параметрах: поток азота в реактор 16 литров в минуту, поток ТМИ в реактор $6,98x10^{-5}$ моль в минуту, поток ТМГ в реактор $4,82x10^{-5}$ моль в минуту, температура проведения процесса 800 ^oC и соотношении V/III равным 2870, толщина выращенного слоя составила 0,35 мкм при скорости роста 0,68 мкм в час. Необходимо отметить, что соотношение потоков ТМИ/ТМГ в молях при оптимальном выращивании составило ~1,5 раза, что соответствует работе авторов [5].

Дополнительно были изучены спектры фотолюминесценции легированных кремнием темплейтов на основе слоев GaN и функциональных слоев $Al_xGa_{1-x}N$ различных составов. В спектре нелегированного GaN обнаружен пик с длиной волны 364 нм, что соответствует энергии межзонного перехода GaN (3,39 эВ). При сильном легировании слоя GaN кремнием ($n=5x10^{18}$ $см^{-3}$) в спектре фотолюминесценции наблюдается сдвиг с уменьшением энергии испускаемого фотона, объясняемый формированием примесной зоны ниже потолка зоны проводимости. Для тройных соединений $Al_xGa_{1-x}N$ по мере роста содержания Al (по данным рентгеновской дифракции x = 0,081, 0,086 и 0,104) наблюдается сдвиг пика фотолюминесценции, который соответствует составам x = 0,073, 0,067 и 0,088, соответственно. Рассогласование данных о доли Al в эпитаксиальных плёнках можно объяснить неоднородностью его распределения по площади пластины и погрешностью измерительных методик.

3. Заключение

В результате осуществления цикла экспериментальных работ разработаны оптимальные технологические параметры получения функциональных слоев $Al_xGa_{1-x}N$ при x = 0,06÷0,20 и $In_yGa_{1-y}N$ при y = 0.03÷0.25 различных составов, пригодных для изготовления гетероструктур для СВЧ транзисторов, выполнен комплекс исследований их характеристик. Показано, что данные полученные с помощью изучения спектральных зависимостей фотолюминесценции с определением состава и энергетических характеристик слоев твердых растворов на основе GaN и $Al_xGa_{1-x}N$ хорошо коррелируют с исследованиями, проведенными с использованием рентгеновской дифрактометрией высокого разрешения.

Список литературы

1. D. Streit, A. Oki, R. Lai, A. Gutierrez-Aitken, et. al. How Cost-Efficient Phosphide Changes the Telecommunication Industry's Competitive Landscape // Compound Semiconductor Magazine, 2000, I. 6, №3, pp. 234–235.
2. D.Yu. Protasov, T.V. Malin, A.V. Tikhonov, A.F. Tsatsulnikov, K.S. Zhuravlev Electron scattering in AlGaN/GaN heterostructures with a two-dimensional electron gas // Semiconductors, 2013, I.47, №1, pp.33-44.
3. J. Liu, Y. Zhou, J. Zhu, K. M. Lau, et.al. AlGaN/GaN/InGaN/GaN DH-HEMTs with an InGaN notch for enhanced carrier confinement // IEEE Electron Device Letters, 2006, T. 27, №1, pp. 10–12.
4. И.И. Марончук, М.В.Меженный, А.А.Чельный,и. др., Разработка технологии получения буферных слоев нитрида галлия на установке МОС-гидридной эпитаксии AIXTRON CCS 6X2 // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии, 2024, Т.7, №3, с.437—458.
5. Galtrey M. J. Three-dimensional atom probe studies of an InxGa1− xN⁄GaN multiple quantum well structure: Assessment of possible indium clustering //Applied physics letters, 2007, T. 90, №. 6, p. 061903.

Определение плотности дислокаций в гетероструктурах на основе GaN

Марончук И.И.[1*], Меженный М.В.[1], Чельный А.А.[1], Саникович Д.Д.[1],
Ламбрианиди К.В.[1], Тарасов А.С.[1], Широков И.Б.[2]

[1]*АО «Оптрон», Москва, Щербаковская, 53, 105187, Россия*
** e-mail: igimar@mail.ru*

[2]*ФГАОУ ВО Севастопольский государственный университет, Севастополь, Университетская, 33, 299053 Россия*

Аннотация: *Авторами разработана и изготовлена установка для выявления дислокационных ямок методом избирательного травления гетероструктур на основе GaN в расплавах KOH и KOH – NaOH. На образцах гетероструктур выращенных на подложках SiC и α-Al_2O_3 подобраны оптимальные технологические режимы травления, отработаны и подготовлены методики выявления и подсчета дислокационных ямок с использованием настольного РЭМ. Полученный результат хорошо коррелирует с литературными данными.*

1. Введение

Характеристики и эксплуатационные свойства СВЧ-транзисторов на основе AlGaN существенно зависят от структурных особенностей буферных слоев нитридных гетероструктур (ГС) [1]. Материалом основных подложек для роста таких структур является SiC, что определяется сложностью в изготовлении подложек GaN и, как следствие, их ограниченной доступностью. Большое рассогласование решёток подложек и эпитаксиальных слоёв, даже при двухстадийном росте, приводит к высокой плотности дислокаций, типичные значения для подложек SiC и α-Al_2O_3 составляют в пределе от 10^7 до 10^{10} $см^{-2}$ [2-4].

Для выявления плотности дислокаций в структурах на основе GaN традиционно используются жидкостные методы травления, однако, в связи с высокой химической стойкостью, спектр материалов для травления весьма ограничен и в большинстве работ используются расплавы или растворы-расплавы щелочей KOH и NaOH или кислоты: H_3PO_4, H_2SO_4 [3]. В литературе показано множество режимов выявления дислокационных ямок травлением, большая часть из которых находится в интервале температур от 90 до 460 ^oC [3]. При этом, в большинстве своем, информация по режимам травления носит противоречивый характер.

Фигуры травления в ГС на основе GaN классифицируют по размеру: маленькие остроконечные ограненные ямки — 30-50 нм, возникающие в местах выхода краевых дислокаций; ямки среднего размера — 50-150 нм, обусловленные дислокациями смешанного характера; большого размера — 150-200 нм в местах выхода скопления винтовых дислокаций [4].

Для выявления фигур травления, целесообразно применение растровой электронной микроскопии (РЭМ), имеющей высокую разрешающую способность, позволяющую анализировать ямки травления различного размера [5].

2. Технология определения плотности дислокаций

Отработку технологии определения плотности дислокаций в ГС на основе GaN по выявленным избирательным травлением дислокационным ямкам осуществляли в несколько этапов. На первом проводили выращивание ГС на основе GaN, методом МОС-гидридной эпитаксии на комплексе оборудования на базе установки эпитаксии полупроводниковых соединений AIXTRON CCS 6X2 по технологическим параметрам описанной в [2], осуществляя процесс выращивания на подложках SiC и используемых нами в качестве модельного материала подложках α-Al_2O_3.

Далее осуществляли цикл мероприятий по разработке и изготовлению устройства для избирательного травления в расплаве KOH и эвтектическом расплаве KOH - NaOH, в результате которых нами была собрана из стандартных комплектующих оригинальная установка по выявлению ямок на поверхности нитридных ГС. Установка включает нагревательный элемент с размещенной в нем утепленной каолиновой ватой емкостью и крышкой, изготовленных из стеклоуглерода. Силовая часть установки обеспечивает возможность нагрева послед-

них до температуры 600°С, а система управления нагрева на основе ПИД регулятора обеспечивает поддержание температуры с точностью ±0,5°.

На следующем этапе осуществлялась отработка оптимальных технологических режимов выявления ямок травления на изготовленном устройстве. Травление экспериментальных образцов проводили в расплаве KOH и в эвтектическом растворе-расплаве KOH – NaOH после предварительного нагрева и поддержания расплава при температуре процесса. В ходе исследования температура в расплаве KOH при отработке технологического режима меняли с 440 до 480°С, а в расплаве KOH-NaOH с 370 до 460°С. Оптимальный временной режим травления образцов в обоих расплавах выбирали в диапазоне от 2 до 15 минут. Известно, что концентрация носителей заряда в приповерхностной области влияет на химическое травление [3], поэтому на отдельных образцах были проведены дополнительные эксперименты по фотостимулированному травлению с использованием ультрафиолетовой лампы в качестве источника излучения.

Проведение подсчета, выявленных в результате избирательного травления, дислокационных ямок осуществляли с использованием настольного РЭМ модели Emcrafts Cube-II. Были установлены преимущества использования РЭМ для подсчета выявленных дислокационных ямок травления в исследуемых экспериментальных образцах, результаты согласуются с литературными данными. Оптимальными технологическими режимами травления, согласно исследованиям, проведенным с использованием РЭМ, являются: для расплава KOH - температура 465°С и время 2 минуты; для раствора-расплава KOH-NaOH - температура 420°С и время 6 минут.

Был выявлен ряд негативных факторов при использовании разработанной технологии, связанных в частности с ограничением разрешения настольного РЭМ, слиянием ямок при растравливании образца, окислении расплава щелочей с замедлением скорости травления. Выявленные проблемы допустимы и будут устранены нами в дальнейшей работе.

В результате проведенных исследований подготовлена методика по измерению плотности дислокаций по выявленным ямкам травления с использованием настольного РЭМ модели Emcrafts Cube-II. Плотность дислокационных ямок, выявленных травлением, на поверхности исследуемых экспериментальных образцов с ГС GaN выращенных на подложках SiC и α-Al_2O_3 менялась от $3{,}1\cdot10^6$ до $8{,}8\cdot10^7$ см$^{-2}$ и от $5{,}2\cdot10^6$ до $3{,}1\cdot10^8$ см$^{-2}$, соответственно.

3. Заключение

В работе разработана и изготовлена опытная установка для избирательного травления с воспроизводимым выявлением дислокационных ямок на поверхности ГС на основе GaN в расплаве KOH и растворе-расплаве KOH – NaOH. На экспериментальных образцах ГС выращенных на подложках SiC и α-Al_2O_3 подобраны оптимальные технологические режимы травления, отработаны методологические подходы подсчета выявленных дислокационных ямок с использованием настольного РЭМ, разработана соответствующая измерительная методика. Полученный результат определения плотности дислокаций на экспериментальных ГС хорошо коррелирует с литературными данными.

Список литературы

1. Z. Liliental-Weber, R. Reis, J.L. Weyher, G. Staszczak, The importance of structural in homogeneity in GaN thin films // J. Cryst. Growth, 2016, vol. 456, pp. 160—167.
2. И.И. Марончук, М.В. Меженный, А.А. Чельный,и. др., Разработка технологии получения буферных слоев нитрида галлия на установке МОС-гидридной эпитаксии AIXTRON CCS 6X2 // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии, 2024, Т.7, №3, с.437—458.
3. D. Zhuang, J.H. Edgar Wet etching of GaN, AlN, and SiC: a review //Materials Science and Engineering: R: Reports, 2005, Т. 48, №. 1, pp. 1—46.
4. Кравчук К.С., Меженный М.В., Югова Т.Г. Определение типов дислокаций и их плотности в эпитаксиальных слоях GaN различной толщины с помощью методов оптической и атомно-силовой микроскопии // Кристаллография, 2012, Т57, №2, с.325-330.
5. Быков Ю.А., Карпухин С.Д. Растровая электронная микроскопия и рентгеноспектральный анализ. Аппаратура, принцип работы, применение; под ред. Ю.А. Быкова. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана; 2002. 30 с.

Кремниевые технологии интерпозеров для 3D интеграции кристаллов ИС различного функционального назначения [1]

Руденко К.В., Мяконьких А.В., Кузьменко В.О.

НИЦ «Курчатовский Институт» - ФТИАН им. К.А. Валиева
г. Москва, 117218, Российская Федерация
rudenko@ftian.ru

Аннотация: *Проведен обзор существующих и перспективных технологий глубокого травления кремния для формирования микроструктур коммутационных устройств – интерпозеров, объединяющих кристаллы интегральных схем (ИС) различного назначения. Рассмотрены сравнительные характеристики технологических процессов, как используемых промышленностью, так и разрабатываемых в данной работе для повышения надежности межсоединений в экстремальных условиях термоциклирования. Продемонстрированы перспективы криогенной плазмохимической технологии (крио-DSE) изготовления интерпозеров для создания элементной базы с высокой степенью надежности. Проведено систематическое исследование криогенного процесса DSE тестовых структур с различными аспектными отношениями. Показана возможность создания каналов (TSV) в пластинах интерпозеров глубиной до 120 мкм, ∅ 4-12 мкм с управляемым углом наклона стенок и их амплитудной шероховатостью менее 10 нм.*

1. Введение

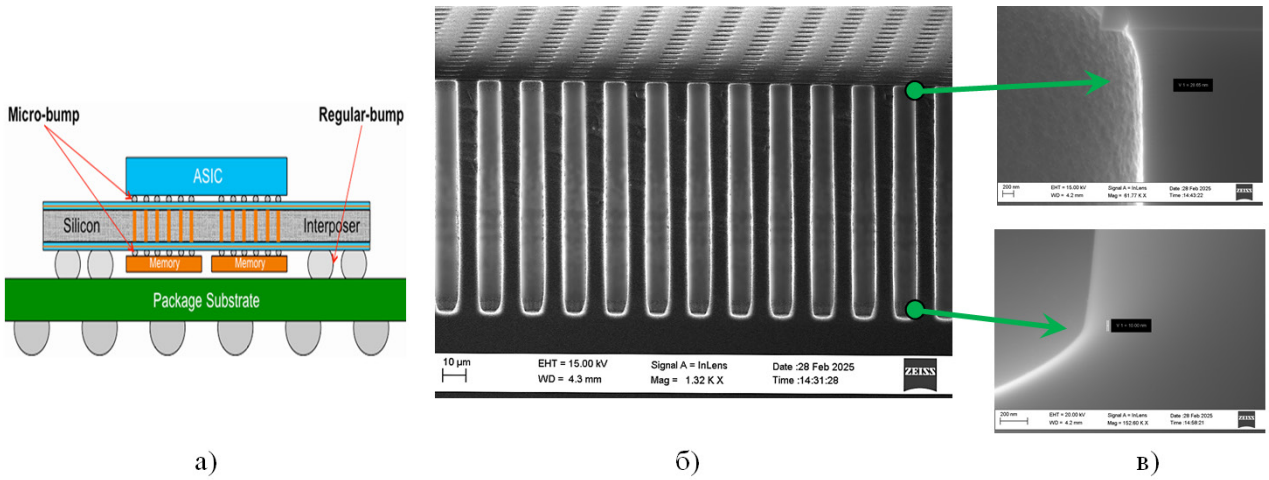
Высокоскоростная и малошумящая связь между компонентами электронной схемы принципиально ограничена характеристиками импеданса и длиной соединений. Трехмерная вертикальная (3D) интеграция ИС [1] является эффективным решением для устранения проблем длинных горизонтальных межсоединений. Горизонтальные межсоединения (миллиметры) могут быть заменены на 2 порядка более короткими вертикальными микронными каналами (TSV) в структуре коммутационной пластины - интерпозера. Интегрированные системы могут включать чипы, построенные на различных технологиях: кремниевые КМОП, радиочастотные ИС на КНИ, кристаллы МИС на GaAs, InP, GaN, энергонезависимая память и др. Эта черта значительно увеличивает интерес к методам 3D-интеграции. Высокоомный кремний, как материал коммутационной пластины толщиной 60 – 100 мкм [2,3], является лидирующим по параметрам термостойкости, совместимости по ТКР, развитым микротехнологиям обработки. Ключевым вопросом при изготовлении интерпозера является метод изготовления сквозных вертикальных отверстий диаметром 3 – 20 мкм, базирующийся на процессах анизотропного плазменного травления, традиционно на т.н. Bosch-процессе [4].

Существуют альтернативные технологии глубокого травления (DSE), в частности, непрерывный плазмохимический крио-процесс [6], альтернативные циклические плазмохимические технологии с дискретными шагами пассивация-травление [6-8]. Однако скэллопинг (гребенчатый профиль) стенок, неизбежно возникающий в пошаговых циклических вариантах DSE при формировании отверстий TSV приводит, при термоциклировании 3D-системы, к снижению надёжности заполненного медью проводящего канала в интерпозере из-за концентраторов механических напряжений в виде гребней границы металл – кремний (линейный КТР Cu в 3.2 раза больше, чем у Si). В отличие от решений [4, 6-8], крио-DSE технология имеет значительное преимущество в управлении углом наклона стенок канала травления и их шероховатости, что важно для последующего заполнения канала металлом-проводником. Поэтому она потенциально более привлекательна для высоконадежных 3D интегрированных модулей ИС ЭКБ. Платой за преимущества является снижение производительности технологии в связи с введением криогенных режимов в маршрут изготовления интерпозера.

2. Результаты

Настоящее исследование основано на данных, полученных ранее при разработке технологии крио-DSE для структур кремниевых интегральных тренчевых конденсаторов и суперконденсаторов [9, 10]. При помощи математической модели, калиброванной экспериментальными данными, и адаптированной для топологии отверстий, установлены закономерности аспектно-зависимого плазменного процесса крио-DSE для каналов TSV и предельно достигаемая глубина структур отверстий в кремнии в зависимости от их аспектного отношения. Экспериментально сформированы структуры TSV глубиной до 100-120 мкм (Рис. 1б) с управляемым углом наклона стенок в диапазоне 80-90° и их шероховатостью менее 3 нм RMS; 10 – 28 нм - амплитудные значения (Рис. 1в).

[1] Исследование выполнено за счет средств гранта Российского научного фонда № 24-69-00039, https://rscf.ru/project/24-69-00039/.



а) б) в)

Рис. 1. Микроструктуры кремниевых пластин-интерпозеров для 3D интеграции кристаллов ИС: а) схема 3D интеграции ИС при помощи кремниевого интерпозера [3]; б) отверстия TSVглубиной 100 мкм и ∅10 мкм, изготовленные по технологии крио-DSE; в) достигаемая шероховатость стенки (амплитуда): в воротниковой зоне TSV - < 30 нм (верх) и у дна канала TSV - < 10 нм (низ)

Качество поверхности стенок структур TSV, изготовленных предложенной технологией, значительно превосходит результаты существующих традиционных методов, использующихся при изготовлении кремниевых интерпозеров.

3. Заключение

Предложены технологии криогенного анизотропного глубокого травления для создания системы отверстий с управляемым наклоном стенок в пластинах кремниевых интерпозеров. Продемонстрирована возможность создания каналов TSV в кремниевых пластинах интерпозеров глубиной 50 – 120 мкм, диаметром от 4 до12 мкм с достигаемой шероховатостью стенок менее 3 нм RMS, что важно для создания 3D-интегрированных функциональных модулей ЭКБ высокой степени надежности. Разработанные технологии DSE могут быть применены и в других приложениях, например, для изготовления структур ответственных микро- и наноэлектромеханических устройств с глубоко субмикронными критическими размерами, устройств микрофлюидики, преломляющей оптики рентгеновского диапазона длин волн [11].

Список литературы

1. V.F. Pavlidis, I. Savidis and E. G. Friedman. Three-Dimensional Integrated Circuit Design. / 2017, Elsevier Inc, 2th Edition, 743 pp., ISBN: 978-0-12-410501-0
2. S. Ma, Y. Jin. TSV 3D RF Integration. Introduction to HR-Si interposer technology. / 2022, Elsevier Inc., 292 pp., ISBN: 9780323996037
3. J. Lau, P.-J. Tzeng, C.-J. Zhan, et al. Large Size Silicon Interposer and 3D IC Integration for System-in-Packaging (SiP). // Proc. 45th International Symposium on Microelectronics (September 9-13, 2012, San Diego, California USA), pp. 1209-1214.
4. Laermer F., and Schilp A., U.S. Patent 5501893. Method of anisotropically etching silicon, Published 1994.
5. Tillocher T., Dussart R., Mellhaoui X., et al. Silicon cryo-etching of deep holes, Microelectronic Engineering. 2004. N. 84. PP. 1120-1123.
6. Tillocher T., Dussart R., Overzet L. J., et al. Two Cryogenic Processes Involving SF_6, O_2, and SiF_4 for Silicon Deep Etching. J. Electrochem. Soc. 2008. N. 155. P. D187.
7. Averkin S.N., Antipov A.P., Lukichev V.F., Myakonkikh A.V., Rudenko K.V., Rylov A.A., Semin Yu.F. Pat. RU 2691758 C1. Method of anisotropic plasma etching of silicon microstructures in a cyclic two-step oxidation-etching process, Published 18.06.2019
8. Averkin S.N., Kuzmenko V.O., Lukichev V.F., Myakonkikh A.V., Rudenko K.V., Semin Yu.F. Pat. RU 2 796 239 C1. Method for anisotropic plasma etching of silicon microstructures in nitridization and etching cyclic process, Published 18.05.2023.
9. Rudenko M. K., Miakonkikh A. V., Lukichev V. F. Numerical Study of Aperture Shape Effects in Deep Cryogenic Etching of Silicon. In Nano- i Mikrosistemnaya Tehnika. 2023. V. 25., N. 1, pp. 3–9). https://doi.org/10.17587/nmst.25.3-9
10. M.K. Rudenko, A.V. Miakonkikh, K.V. Rudenko. Deep cryogenic silicon etching for 3D integrated capacitors: A numerical perspective. // J. Vac. Sci. Technol. B (2024) 42, 063201. DOI: https://doi.org/10.1116/6.0003966.
11. А.В. Мяконьких, М.К. Руденко, В.А. Юнкин, К.В. Руденко, В.Ф. Лукичев. Технологии глубоко плазменного травления для формирования элементов рентгеновской оптики. // В кн.: Труды ФТИАН «Квантовые компьютеры, микро- и наноэлектроника» / отв. ред. К.В. Руденко. – М. : Наука, 2024, т. 32, с. 222 - 230. ISBN: 978-5-02-040925-5, DOI: 10.7868/9785020409255

Структурно-фазовые переходы при отжиге однослойных пленок на основе оксидов металлов[1]

[1]Паращук Н.С., [1]Курилов А.Д., [1]Бонюшкин Ю.Е., [1]Чаусов Д.Н.
[1] *Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук*
г. Москва, ГСП-1, 119991, Российская Федерация
parashchuk.ns@mail.ru

Аннотация: *Методом динамического отжига исследованы фазово-структурные переходы при температурном отжиге однослойных плёнок ITO. Установлено изменение проводимости от металлической ($dR_{sheet}/dT > 0$) к полупроводниковой ($dR_{sheet}/dT < 0$) и обнаружены релаксационные процессы, связанные с перераспределением дефектов и активацией кислородных вакансий. Показано изменение стехиометрии плёнок и унификация оптических свойств при высоких температурах отжига, что может свидетельствовать о наличие критического фазово-структурного перехода в тонкоплёночной полупроводниковой структуре независимо от условий осаждения плёнок.*

1. Введение

Оксид индия-олова (ITO) является ключевым материалом для прозрачных электродов в гибкой электронике и оптоэлектронике благодаря сочетанию высокой прозрачности и проводимости [1, 2]. Однако свойства ITO сильно зависят от методов осаждения и последующей термической обработки [3-6]. В данной работе исследован структурно-фазовый переход в однослойных плёнках ITO при отжиге, его влияние на электрические, оптические и микроструктурные характеристики.

2. Материалы и методы

Напыление плёнок ITO осуществлялось методом магнетронного DC напыления из мишени In_2O_3:SnO_2 = 90:10 масс.% диаметром 150 мм. В качестве подложек были использованы стёкла размером 25x25 мм, расстояние от мишени до подложек составляло 200 мм, а мощность магнетронного напыления 400 Вт, что, в результате, позволило достичь скорости напыления ITO ~ 0.4 нм/с. Напыление производилось в искусственной атмосфере, состоящей из несущего Ar с фиксированной скоростью подачи 50 $см^3мин^{-1}$ и, опционально, реактивного O_2 с варьируемой скоростью подачи (рис. 1).

Поверхностное сопротивление плёнок R_{sheet} измерялось с применением четырёхконтактного зонда JG ST2258C, погрешность измерений составляет ~ 0.5% в диапазонах сопротивлений 50 мкОм/□ – 1 МОм/□.

3. Экспериментальные результаты

Исследование показало, что термический отжиг (200-600°C) существенно улучшает свойства ITO-плёнок. В образцах, полученных в инертной атмосфере (Ar), сопротивление снизилось с 658 до 33 Ом/□, а прозрачность выросла с 58% до 83%. В плёнках, напылённых в Ar+O, обнаружен переход от металлической к полупроводниковой проводимости при 160-230°C (рис. 1a).

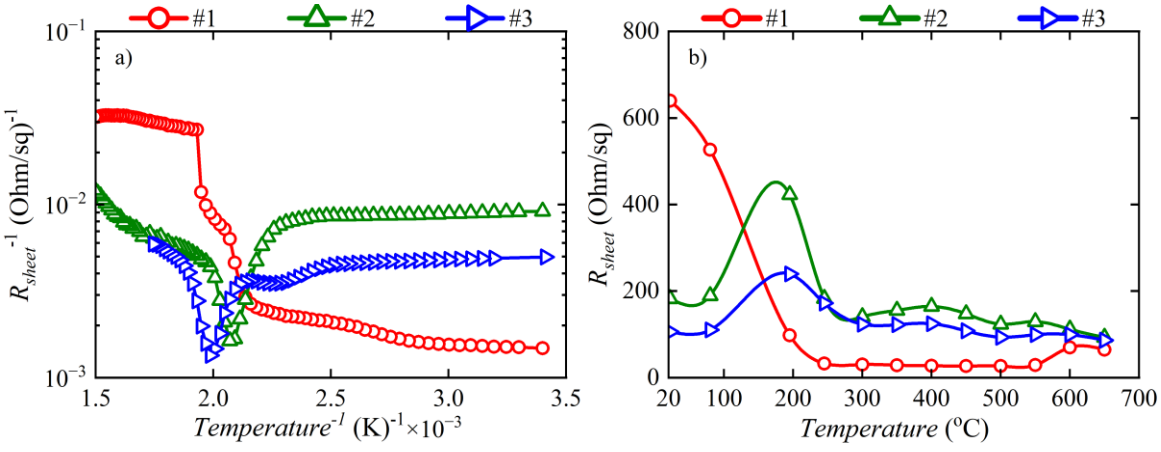


Рис. 1. Сравнение зависимостей а) R_{sheet}^{-1}(*temperature*)$^{-1}$ и б) R_{sheet}(*temperature*) образцов ITO толщиной 150 нм, изготовленных при #1 давлении 2,5 мТорр и инертной атмосфере, #2 давлении 1 мТорр и потоке кислорода 1 $см^3мин^{-1}$, #3 давлении 2,5 мТорр и потоке кислорода 1 $см^3мин^{-1}$.

[1] Работа выполнена в рамках государственного контракта № 13.2023.001.01.194 Шифр «Поверхность РФ».

Основные изменения свойств плёнок ITO связаны с структурными преобразованиями при нагреве, активацией кислородных вакансий и уменьшением количества дефектов в кристаллических решётках структур. Экспериментальные данные показывают, что оптимальные свойства достигаются после отжига при 300-400°C. Полученные результаты важны для разработки прозрачных электродов с улучшенными характеристиками.

4. Заключение

В результате выполнения работы исследован фазово-структурный переход в однослойных плёнках ITO. Результаты исследований показали, что в процессе отжига происходит фазово-структурный переход, сопровождающийся ростом кристаллитов, активацией донорных примесей и диффузией атомов кислорода. Данные процессы приводят к заметному снижению электрического сопротивления плёнок, что связано как с увеличением подвижности носителей заряда, так и уменьшением плотности дефектов решётки. Особенно ярко данный переход выражен в образцах, осаждённых в инертной атмосфере.

Список литературы

1. Edwards P.P. et al. Basic materials physics of transparent conducting oxides // Dalton Transactions. 2004. № 19. P. 2995. DOI: 10.1039/b408864f.
2. Zhidik Yu.S. et al. Investigation of Electrophysical Properties of ITO Films // Russian Physics Journal. 2020. Vol. 63, № 7. P. 1139–1143. DOI: 10.1007/s11182-020-02167-4.
3. Современные тренды развития прозрачных электродов для дисплейных технологий / Н. С. Паращук [и др.] // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025.Т. 8,№1.С. 16—44.
4. Yang S. et al. Influence of base pressure on property of sputtering deposited ITO film // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. Springer New York LLC, 2019. Vol. 30, № 14. P. 13005–13012. DOI: 10.1007/s10854-019-01662-w.
5. Raoufi D. et al. Surface characterization and microstructure of ITO thin films at different annealing temperatures // Appl Surf Sci. 2007. Vol. 253, № 23. P. 9085–9090. DOI: 10.1016/j.apsusc.2007.05.032.
6. Boonyopakorn N. et al. Effects of Substrate Temperature and Vacuum Annealing on Properties of ITO Films Prepared by Radio-Frquency Magnetron Sputtering // Chinese Physics Letters. 2010. Vol. 27, № 10. P. 108103. DOI: 10.1088/0256-307X/27/10/108103.

Теоретическое исследование выходных характеристик полевых транзисторов на основе двухслойного графена

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А.

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

Аннотация: *В работе с использованием предложенной квантовой диффузионно-дрейфовой модели полевого транзистора (ПТ) на двухслойном графене (ДГ) проведено моделирование выходных вольт-амперных характеристик исследуемого прибора. Показано влияние различных параметров на характеристики приборов.*

1. Введение

Важным этапом при разработке наноэлектронных устройств, например, ПТ на основе графена, является теоретическое исследование (моделирование) их характеристик [1]. Исследование проводится с помощью физико-математических моделей, реализованных в виде программного обеспечения, с целью анализа электрических характеристик моделируемых приборов, полученных на основании исходных данных, а именно: параметров структуры, электрических параметров и параметров окружающей среды.

В данной работе исследованы выходные характеристики ПТ на ДГ при различных напряжениях на верхнем затворе, а также показано влияние толщин верхнего и нижнего диэлектриков на плотность тока стока в зависимости от напряжения сток-исток.

2. Модель. Результаты моделирования

Моделирование проведено с помощью разработанной квантовой диффузионно-дрейфовой модели ПТ на ДГ. Ее описание приведено в [2,3].

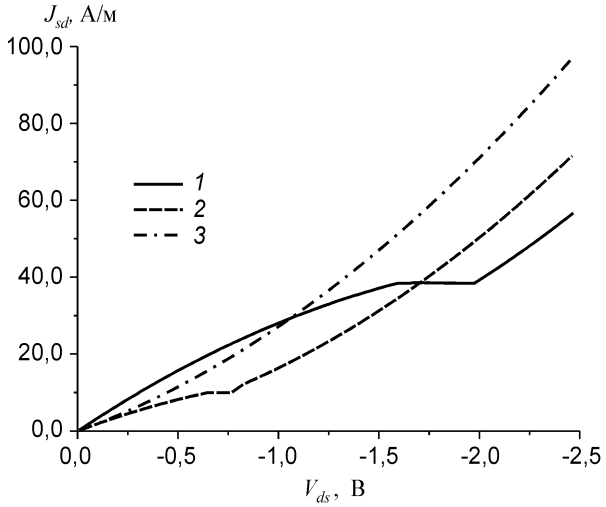
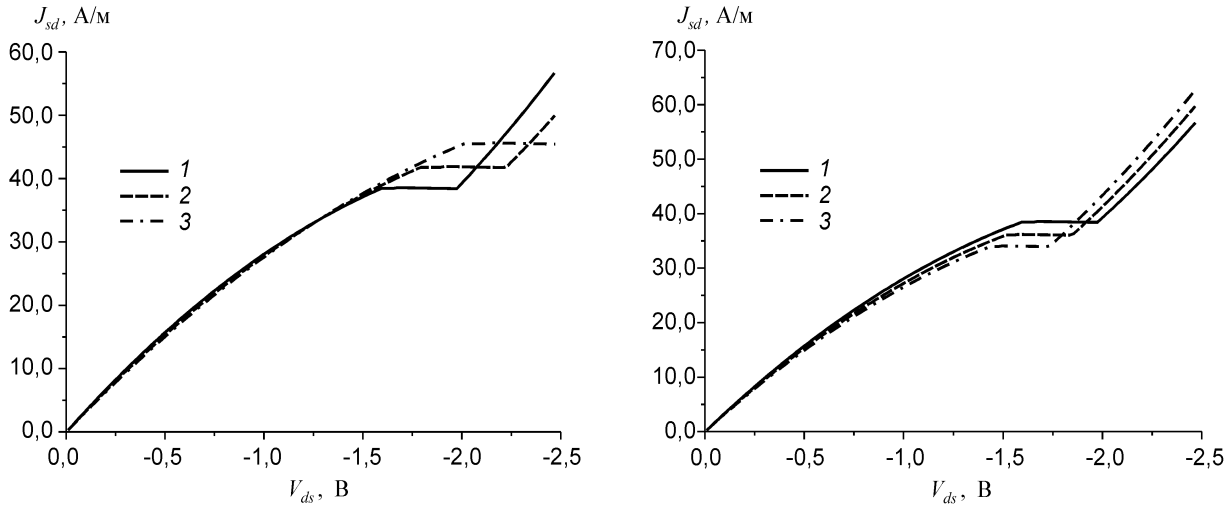


Рис. 1. Выходные характеристики полевого транзистора на двухслойном графене при различных напряжениях на верхнем затворе: 1 — V_{gt} = – 3 В; 2 — V_{gt} = – 2В; V_{gt} = – 1 В

Рассчитаны зависимости тока стока от напряжения сток-исток двухзатворного ПТ на ДГ с длиной канала 12 мкм. Материалом верхнего и нижнего подзатворных диэлектриков являлся диоксид кремния. На рис.1 показано влияние напряжения на верхнем затворе на выходные характеристики исследуемого прибора. Расчеты проведены при комнатной температуре при фиксированном напряжении на нижнем затворе равном –10 В. Кривая 1 соответствует напряжению на верхнем затворе V_{gt} = –3 В, кривая 2 – V_{gt} = –2 В, кривая 3 – V_{gt} = –1 В. Установлено, что при V_{gt} = –3 В ток стока достигает насыщения при напряжении на стоке –1,59 В. Канал обладает проводимостью p-типа до указанного значения. Vd в диапазоне от –1,59 В до –1,97 В указывает на амбиполярность характеристики. При Vd, превышающей –1,97 В, наблюдается резкое возрастание тока стока, а канал обладает n-типом проводимости. На кривой 2 амбиполярный участок мало заметен, а при V_{gt} = – 1 В (кривая 3) ПТ на ДГ обладает n-типом проводимости. Наилучший вид характеристики из рассчитанных соответствует кривой 1.

Также проведены расчеты ПТ на ДГ при различных толщинах верхнего диэлектрика (рис.2а). Показано, что с увеличением толщины SiO_2 от 8 до 12 нм с шагом 2 нм, ток стока возрастает на амбиполярном участке. Аналогичные исследования показаны на рис.2б. Они иллюстрируют влияние толщины нижнего диэлектрика d_{back} на выходные вольт-амперные характеристики ПТ на ДГ. Кривая 1 соответствует d_{back} равной 90 нм, кривая 2 – d_{back} = 100 нм, кривая 3 – d_{back} = 110 нм. Показано, что изменение толщины верхнего диэлектрика оказывает более сильное влияние на выходные характеристики ПТ на ДГ, чем изменение толщины нижнего диэлектрика. В первом случае важно подбирать d_{top} с точностью до единиц нанометров, во втором случае d_{back} допустимо подбирать с точностью до десятка нанометров.



а) б)

Рис. 2. Выходные характеристики полевого транзистора на двухслойном графене:
а) при различных толщинах верхнего диэлектрика:
1 — d_{top} = 8 нм; 2 — d_{top} = 10 нм; 3 — d_{top} = 12 нм;
б) при различных толщинах нижнего диэлектрика:
1 — d_{back} = 90 нм; 2 — d_{back} = 100 нм; 3 — d_{back} = 110 нм

3. Заключение

Теоретические исследования ПТ на ДГ показывают перспективность разработки ПТ на данной системе материалов. Показано влияние различных параметров, а именно: напряжения на верхнем затворе, толщин диэлектриков верхнего и нижнего затворов на характеристики прибора. Квантовая диффузионно-дрейфовая модель, с помощью которой проводились данные исследования, включена в систему моделирования наноэлектронных приборов и устройств NANODEV [4].

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Конвергенция" Республики Беларусь.

Список литературы

1. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники, LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrűcken, Germany, 2016. 444 с.
2. Abramov I. I., Labunov V. A., Kolomejtseva N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I. Y. Influence of gate dielectrics of field-effect graphene transistors on current-voltage characteristics // Russian Microelecronics. 2021. V. 50. N 2. P. 118-125.
3. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур наноэлектроники на основе 2D материалов // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2023. Т. 15. № 1. С.54-68.
4. 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.

Прогнозирование электрофизических характеристик GaAs HEMT на основе двухканальных гетероструктур

Карпов С.Н.

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А. И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
e-mail: serge95a@mail.ru

Аннотация: *В работе представлены результаты моделирования GaAs HEMT на основе двухканальных гетероструктур DC-DpHEMT. Показано, что максимальный ток стока транзисторов на основе DC-DpHEMT составляет порядка 1,8 А/мм, что соответствует росту в 1,9 раза относительно тока стока одноканального транзистора на основе DpHEMT.*

1. Введение

В настоящее время идет активное технологическое развитие твердотельной сверхвысокочастотной электроники. Одной из целей улучшения характеристик СВЧ транзисторов является повышение максимального тока стока и выходной мощности. Наиболее привлекательными в этом плане являются транзисторы на основе GaN гетероструктур, демонстрирующие ток стока вплоть до 3 А/мм [1], однако существует ряд проблем, ограничивающих повсеместное применение нитридных приборов. Одной из таких проблем является эффект «саморазогрева», обусловленного интенсивным рассеянием носителей заряда на стоковом конце электрода затвора, что приводит к повышению температуры и ускоренной деградации прибора. Ввиду этого в работе будет рассмотрен другой способ повышения мощностных характеристик СВЧ транзисторов, а именно использование двухканальных GaAs-гетероструктур (DC-DpHEMT). Конструкции DC-DpHEMT, представленные в работах [2], имеют сравнительно невысокие выходные характеристики, поэтому имеет интерес разработать DC-DpHEMT, приближающийся по мощностным характеристикам к GaN HEMT.

2. Теория

Проводилось исследование транзистора на основе двухканальной гетероструктуры (DC-DpHEMT) с $In_{0.17}Ga_{0.83}As$ каналами толщиной 14 нм на основе модели Монте-Карло, подробно описанной в [3]. Слои, легированные донорной примесью, расположены со стороны поверхности, между узкозонными слоями канала и со стороны подложки и имеют поверхностную концентрацию электронов $3{,}3 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$,$4 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$, $2{,}4 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$, соответственно. Расстояние затвор-исток L_{gs}=0,45 мкм, затвор-сток L_{gd}=0,8 мкм, длина затвора L_g=0,25 мкм. Движение частиц рассматривалось в течение первых 30 пс, шаг дискретизации по времени *dt*=0,5 пс, поверхностная плотность заряда Q=0, начальное количество частиц Z=80000.

На рис.1. представлено семейство ВАХ исследуемого транзистора.

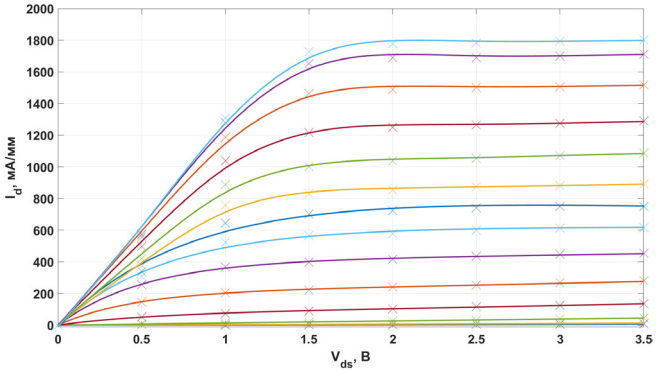
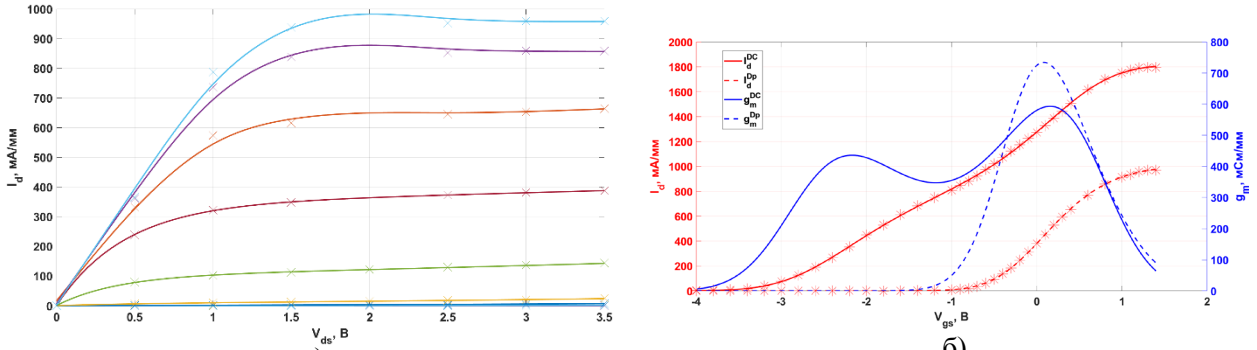


Рис. 1. Семейство ВАХ DC-DpHEMT. Напряжение затвор-исток варьировалось в диапазоне $V_{gs} \in [-4\ 1{,}2]$ В с шагом в 0,4 В. Крестиками отмечены расчетные значения, сплошными линиями – аппроксимирующие кривые

Для сравнительного анализа полученного семейства ВАХ DC-DpHEMT было проведено моделирование DpHEMT на основе $In_{0.17}Ga_{0.83}As$-гетероструктуры в одноканальном исполнении. Параметры DpHEMT аналогичны таковым для DC-DpHEMT. Семейство ВАХ DpHEMT, токи насыщения и крутизны передаточных характеристик исследуемых транзисторов при $V_{ds} = 3$ В представлены на рис.2. Как видно из рис.1 и 2., максимальный ток стока DC-DpHEMT составляет $I_d^{DC} = 1{,}8$ А/мм, что

сопоставимо с токами стока GaN HEMT, и превышает максимальный ток стока DpHEMT I_d^{Dp} в 1,9 раза, при этом максимальная крутизна DC-DpHEMT ниже на 14%.

Для оценки динамических характеристик исследуемых транзисторов использовался математический аппарат Фурье-разложения, применяемого к функции отклика тока на ступенчатое изменение напряжения на одном из электродов транзистора [4]. Полученные в ходе разложения Y-параметры использовались для определения коэффициента усиления по току h_{21}. Частотные зависимости K_{sim} при $V_{ds} = 3$ В, $V_{gs} = 0$ В исследуемых транзисторов представлены на рис 3.



а) б)

Рис. 2.а) рассчитанное семейство ВАХ DpHEMT; б) токи насыщения и крутизны передаточных характеристик исследуемых транзисторов

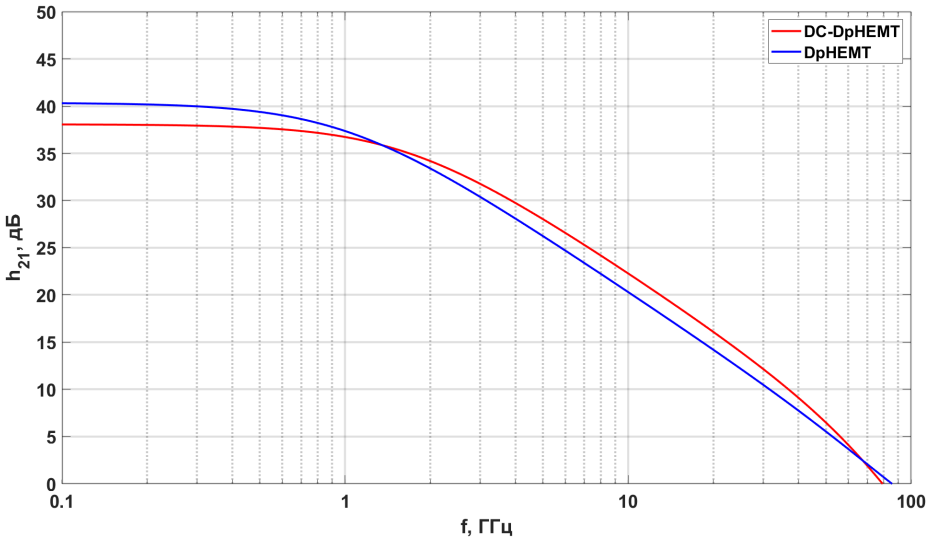


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов усиления h_{21} для исследуемых транзисторов

Как видно из рис.3., пороговая частота отсечки f_t для DC-DpHEMT составляет 79 ГГц, а для DpHEMT – 85 ГГц, что соответствует падению f_t на 7 %, при этом h_{21} на частоте 10 ГГц равен 22,3 и 20,3 дБ для DC-DpHEMT и DpHEMT, соответственно.

3. Заключение

При численном моделировании DC-DpHEMT был получен максимальный ток стока 1,8 А/мм, что сопоставимо со значениями тока стока GaN HEMT. Сравнительный анализ DC-DpHEMT и DpHEMT показал, что максимальный I_d^{DC} больше максимального I_d^{Dp} в 1,9 раза, а снижение f_t составило 7%. Полученные результаты свидетельствуют о перспективности использования двухканальных GaAs-гетероструктур при проектировании мощных полевых СВЧ транзисторов.

Список литературы

1. A. Hickman et.al. First RF Power Operation of AlN/GaN/AlN HEMTs with >3 A/mm and 3 W/mm at 10 GHz // IEEE Journal of the Electron Device Society. – 2020. – Vol. 9. – No. 1. – pp. 121 – 124.
2. K.Y. Chu et.al. Comprehensive study if InGaP/InGaAs/GaAs dual channel pseudomorphic high electron mobility transistors // Solid-State Electronics. – 2012. – Vol. 72. – pp. 22 – 28.
3. Р. Хокни. Дж. Иствуд. Численное моделирование методом частиц: Пер. с англ. – М.: Мир, 1987 – 640 с.
4. S. Babiker et.al. Complete Monte Carlo RF Analysis of “Real” Short-Channel Compound FET’s // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1998. – Vol. 45 – No. 8. – pp. 1644 – 1652.

Область пространственного заряда в высокоомных TR-HR слоях на низкоомных подложках Si в high-k UTBB SOI MW IC[1]

[1] Попов В. П., [1] Жилицкий В. Е., [1] Антонов В. А., [1] Тихоненко Ф. В.,
[2] Мяконьких А. В., [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] *НИУ Московский физико-технический институт (МФТИ)*
г. Долгопрудный, 141701, Институтский пер. 9, Российская Федерация
k.rudenko@gmail.com

Аннотация: *Импеданс UTBB SOI структур, состоящих из нанометровых слоев кремния, захоронненных оксидов (SiO_2 BOX) или (HfO_2+ZrO_2):Al_2O_3 5:1 (HZA BOX) и высокоомных (HR) слоев с ловушками (TR) в низкоомных Si подложках и изготовленных прямым сращиванием и водородным переносом слоя Si на оксидированную низкомную подложку кремния, имплантированной ионами ионов CO^+, показал их применимость для СВЧ и радиофотонных интегральных схем (MW & PIC). Замена части оксида 2 нм слоем Al_2O_3 , вела к увеличению фиксированного в BOX заряда до $+6.3\cdot10^{12}$ cm^{-2} и снижению на порядки импеданса TR-HR слоя под областью MW элементов из-за уменьшения области пространственного заряда (SCR) в подложке Si.*

1. Введение

Интеграция волноводов и разнородных типов полевых транзисторов, необходимая, например, в системах на кристалле (SoC), была достигнута в планарных двухзатворных транзисторах с независимыми потенциалами затвора в гетероструктурах типа кремний-на-изоляторе (SOI) с полным истощением (FD) за счет динамически регулируемого порогового напряжения V_{th} верхнего затвора путем изменения напряжения со стороны подложки V_{sub} [1, 2]. В SOI SoC используются FD–транзисторы с динамическим порогом на стандартных SOI-пластинах с толщиной слоя Si 5-15 нм и 11-25 нм скрытых слоев SiO_2, конструкции которых активно разрабатываются для энергоэффективных SoC Интернета вещей (IoT). Их применение ограничено высоким значением V_{sub} >5 В и низким теплоотводом из-за предельной толщины 11 нм SiO_2 BOX. Для СВЧ-транзисторов (MW) и фотонных интегральных схем (photonic integral circuits, PICs) важно решить проблему тонких BOX. Поэтому разработка SOI FD-транзисторов с high-k BOX с эквивалентной толщиной оксида SiO_2 (EOT) < 1 нм обеспечит технологическую платформу для SOC, объединяющих сигнальные и цифровые процессоры, ассоциативную энергонезависимую память [11], датчики с MW и PIC для волоконной и беспроводной связи Wi-Fi и Bluetooth IoT со сверхнизкими напряжением питания и энергопотреблением [1, 2].

Целью работы было сравнение методом импедансной спектроскопии эффективного комплексного сопротивления Z(V,f) в диапазоне частот f = 0,001-10 МГц) в псевдо-МОП транзисторах FD SOI со слоями TR-HR, сформированными имплантацией ионов CO^+ в зоне микроволнового излучения на стандартных пластинах SOI с BOX SiO_2, с наноламинированным слоем (HfO_2+ZrO_2):Al_2O_3 5:1 (BOX HZA), а также с 2 нм слоем (BOX HZA-AO) на подложке Si. Слой Al_2O_3 позволил изменять поверхностный потенциал Si подложки, а TR-HP слои обеспечили снижение проходной емкости C_p и увеличение эффективного сопротивления подложки p_{eff}, аналогично высокоомным пластинам TR-HR SOI® (SOITEC). Локальные слои TR-HP на низкоомной подложке эффективны, благодаря интеграции логики с динамически регулируемым порогом транзисторов в SoC с элементами MW и PIC [2].

2. Эксперимент и обсуждение

Высокоимпедансные TR-HR слои формировались имплантацией ионов CO^+ с 2% N_2^+ подложек - пластин (001) Si n- и p-типа с удельным сопротивлением 3.5-10 и 0.3-0.6 Ом·см соответственно, а также высокоомных пластин (111) Si (2-4 кОм·см) до сращивания (бондинга) и переноса Si-слоя вместе с SiO_2 слоем при формировании SOI структур методом DeleCut. Результатом отжига при T > 900^0C является термостабильный поликристаллический TR-HR слой толщиной до 300 нм для ионов CO^+ с энергией E = 200 кэВ [2]. TR-HR слои содержат также преципитаты SiOx и SiC, геттерирующие бор и фосфор и снижающие концентрацию свободных носителей заряда на 1-2 порядка после высокотемпературного отжига. Данные Z(V,f) показывают минимум потерь из-за 2 мкм слоя области пространственного заряда (SCR) при 30с быстрых термообработках (RTA) до T ≤ 1000^oC (рис.1a-c).

[1] Работа выполнена при поддержке гранта РНФ № 25-19-20049

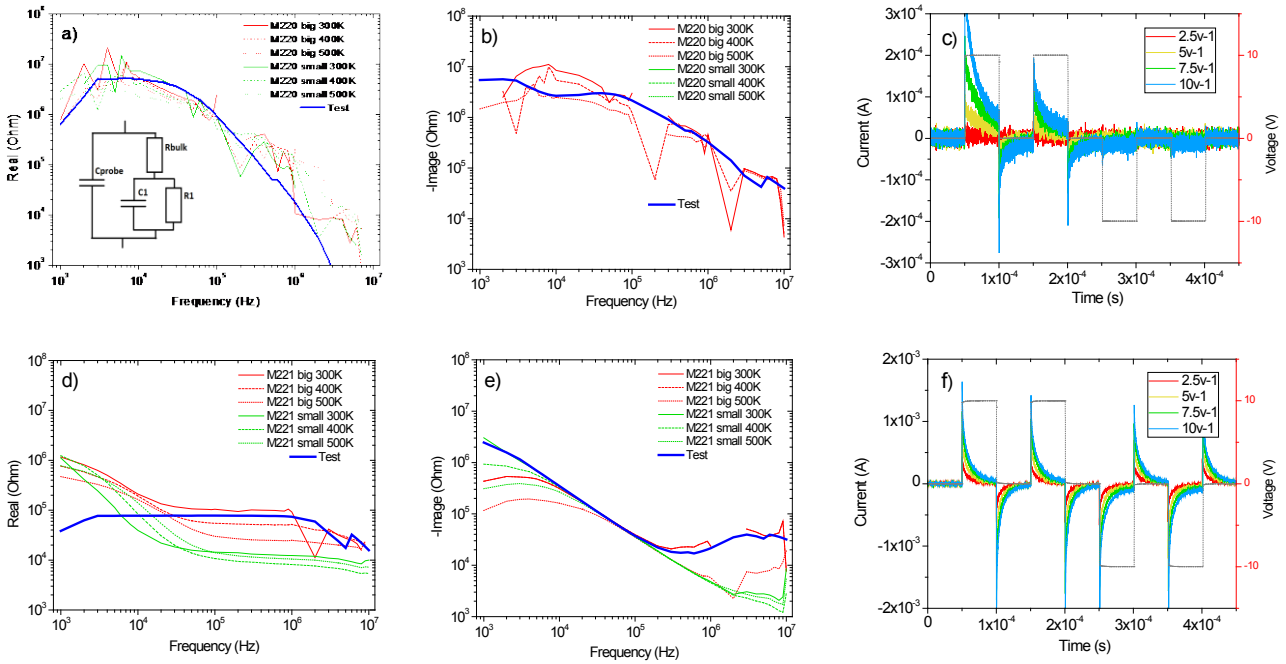


Рис. 1. Частотные зависимости для реальной части усредненного в диапазоне V = ±1 В импеданса Re(Z) (a,c), то же для мнимой части импеданса Im(Z) (b,d) для n-p SOI MOS конденсаторов с 20nm HZA (a,b) HZA-AO (c,d) BOX для разных температур. Жирной линией выделены расчеты для цепи на вставке (a) с $C_{P\ HZA}$ = 10 pF (4.3 nF/cm^2), 20nm, eps ~20, R_{sub} ~6000 kOhm и C_{P_HZA-AO}= 45 pF, 20nm, eps ~20, R_{sub}~80 kOhm. PUND ток перезарядки без (c) и с (f) 2 nm AO слоем BOX

Предложенная идея формирования TR-HR слоев имплантацией ионов CO^+ реализует эффект формирования полярно заряженных нанокристаллов SiC и аморфных выделений SiO_2 в Si. Перекрывающиеся SCR вокруг них минимизируют токи подвижных носителей заряда.. Для проверки этой гипотезы проведены эксперименты, в которых низкоомные кремниевые подложки были p-типа, а за слоем HZA BOX дополнительно был размещен слой Al_2O_3 толщиной 2 нм со встроенным положительным зарядом и диполем на границе HZA-AO (рис. 1d-f), определяющим направление встроенного поля [3, Fig.S2]. Уменьшение SCR встроенным полем в BOX HZA-AO подтверждено сдвигом переходных характеристик псевдо-МОП транзисторов после RTA при 1000°C, а также ростом токов, ограниченных SCR с перезарядкой RC цепи на отрицательных импульсах PUND (ср. рис.1c и 1f). Данные импедансной спектроскопии показывают почти пятикратное увеличение емкости C_p с 10 до 45 пФ и более чем пятидесятикратное снижение эффективного сопротивления подложки ρ_{eff} из-за а токов, ограниченных SCR в подложке SOI псевдо-МОП транзистора с HZA-AO BOX.

3. Заключение

Таким образом, встроенный заряд в HZA-AO BOX уменьшает сопротивление SCR TR-HR слоя, что подтверждает механизм формирования SCR как результат перекрытий множественных областей пространственного заряда в имплантированной ионами CO^+ подложках n- и p-типа. Слабая температурная зависимость импеданса Z(V,f) для всех типов структур свидетельствует о перспективности локальной CO^+ изоляции для ответственных применений в СВЧ электронике. Минимальное значение емкости и максимальная величина сопротивления для SOI структур со слоем SOI и подложкой с противоположными типами легирования подчеркивает важность увеличения толщины SCR для снижения потерь в SoC, объединяющих сигнальные и цифровые процессоры, ассоциативную память, сенсоры с PIC и MW устройствами оптической и беспроводной связи Wi-Fi, Bluetooth и IoT.

Список литературы

1. C. Zhang; S.M. Song; J. Strane; L. Zou et al. Monolithic Stacked FET with Stepped Channels for Future Logic Technologies. IEEE IEDM (2024) DOI: 10.1109/IEDM50854.2024.10873419.
2. Попов В. П., Антонов В. А., Жилицкий В. Е., Мяконьких А. В. Руденко К. В. Импеданс-спектроскопия ультратонких КНИ структур с высокоомными слоями. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2024. Вып. 6. С. 76-77.
3. V. Popov, F. Tikhonenko, V. Antonov, I. Tyschenko, A. Miakonkikh, S. Simakin, K. Rudenko. Diode-like current leakage and ferroelectric switching in silicon SIS structures with hafnia-alumina nanolaminates. Nanomaterials (2021) v. 11(2), p. 291-305.

Перколяционные переходы Ag в многослойных тонкопленочных структурах на основе оксидов металлов[1]

[1]Паращук Н.С., [1]Курилов А.Д., [1]Стахарный С.А., [1]Чаусов Д.Н.

[1] *Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук*
г. Москва, ГСП-1, 119991, Российская Федерация
parashchuk.ns@mail.ru

Аннотация: *Исследованы перколяционные эффекты в трехслойных структурах ITO/Ag/ITO для создания прозрачных электродов. Установлено, что критическая толщина серебряного слоя для перколяционного перехода составляет 4 нм, при этом сопротивление снижается на два порядка. Оптимальные характеристики достигнуты при толщине Ag 12 нм: низкое сопротивление (7 Ом/□) сочетается с высокой прозрачностью (>85%). Показано, что слои ITO улучшают оптические свойства и защищают серебро от окисления. Полученные результаты важны для разработки эффективных прозрачных электродов в оптоэлектронике.*

1. Введение

Перколяционные переходы являются основным фактором, ограничивающим применение металлов в качестве прозрачных электродов, так как до достижения порога перколяции плёнка остаётся островковой и, соответственно, диэлектрической, а после достижения порога – проводящей, но оптически не прозрачной [1-3]. Одним из методов снижения порога перколяции является создание структур Оксид/Металл/Оксид, в которой оксиды выступают не только в роли просветляющих покрытий, корректирующих показатель преломления многослойной плёночной структуры, по и поверхностно-активных веществ, изменяющих поверхностную энергию металлического слоя и, соответственно, снижающего перколяционный порог [1, 4-6].

2. Материалы и методы

Напыление плёнок ITO толщиной 25 нм осуществлялось методом магнетронного RF распыления из мишени In_2O_3:SnO_2 = 90:10 масс.% диаметром 75 мм в атмосфере чистого Ar. Напыление варьируемых толщин Ag осуществлялось термическим методов из Mo лодочки. В качестве подложек были использованы стёкла размером 25x25 мм.

Поверхностное сопротивление плёнок R_{sheet} измерялось с применением четырёхконтактного зонда JG ST2258C, а оптическое пропускание с помощью двухлучевого спектрофотометра Cintra 4040. Для сравнения эффективности плёнок введён оценочный параметр *FoM*:

$$FoM = T_{averagte}/R_{sheet}^{0.1}$$

3. Экспериментальные результаты

В ходе исследования структур ITO/Ag/ITO с варьируемой толщиной серебряного промежуточного слоя было установлено, что формирование сплошного проводящего слоя серебра происходит через четко выраженные стадии, определяемые механизмом роста по Фольмеру-Веберу. При малых толщинах (до 3 нм) серебро образует изолированные, что подтверждается высоким электрическим сопротивлением структуры. При увеличении толщины серебряного слоя до 4 нм наблюдается критический перколяционный переход, когда соседние наноостровки начинают сливаться, формируя разветвленную проводящую сеть (рис. 1). Этот процесс сопровождается резким, на два порядка величины, снижением сопротивления - до значений около 50 Ом/□.

Оптимальные функциональные характеристики достигаются при толщине серебра 12 нм. В этом случае трехслойная структура сочетает высокую электропроводность с отличной оптической прозрачностью. Такие параметры обусловлены несколькими факторами: во-первых, серебряный слой достаточной толщины обеспечивает низкое сопротивление за счет образования непрерывной проводящей фазы; во-вторых, верхний и нижний слои ITO выполняют двойную функцию - снижают оптические потери за счет интерференционных эффектов и защищают серебро от окисления.

[1] Работа выполнена в рамках государственного контракта № 13.2023.001.01.194 Шифр «Поверхность РФ».

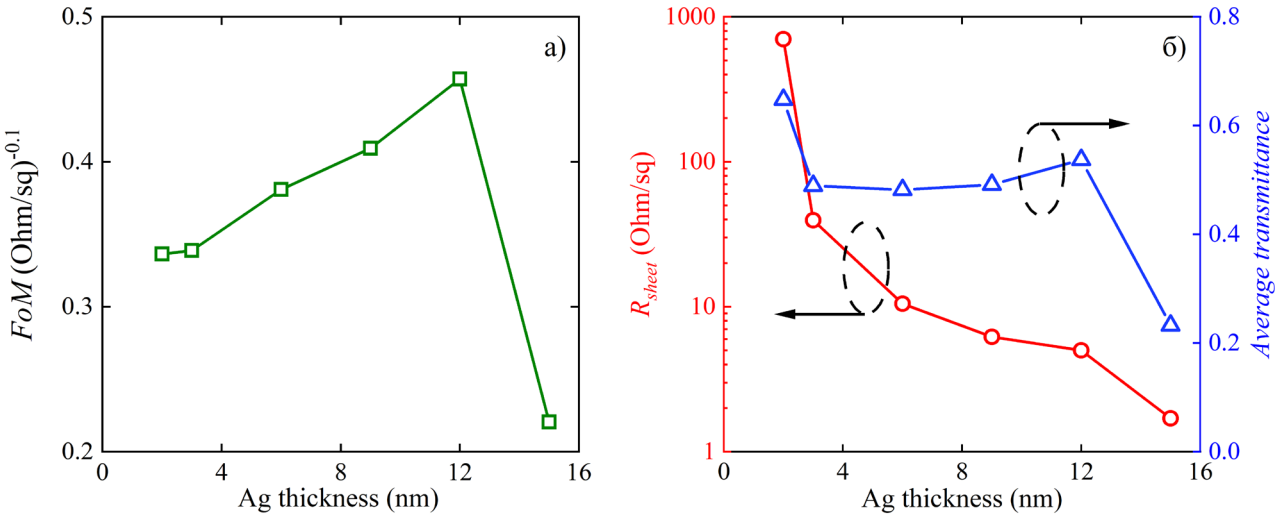


Рис. 1. Зависимости а) параметра эффективности FoM, б) R_{sheet} и $T_{average}$ от толщины слоя Ag.

4. Заключение

В результате выполнения работы исследованы перколяционные переходы в структурах ITO/Ag/ITO. Показано, что процесс образования сплошного проводящего слоя Ag происходит через характерные стадии, описываемые механизмом роста по Фольмеру-Веберу. Наиболее значимым результатом стало обнаружение критического перколяционного перехода при толщине серебра 4 нм, сопровождающегося резким снижением сопротивления на два порядка - до 50 Ом/□, что связано с формированием разветвленной проводящей сети. Выявлена оптимальная толщина слоя Ag для использования данных структур в качестве прозрачных электродов.

Список литературы

1. Паращук Н.С. [и др.] Современные тренды развития прозрачных электродов для дисплейных технологий // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025.Т. 8,№1.С. 16—44. DOI: 10.21227/gfdj-8628
2. Bi Y.-G. et al. Ultrathin and ultrasmooth Au films as transparent electrodes in ITO-free organic light-emitting devices // Nanoscale. 2016. Vol. 8, № 19. P. 10010–10015. DOI: 10.1039/C6NR00599C.
3. Park Y., Jeong C., Guo L.J. Resistivity Scaling Transition in Ultrathin Metal Film at Critical Thickness and Its Implication for the Transparent Conductor Applications // Adv Electron Mater. 2022. Vol. 8, № 3. DOI: 10.1002/aelm.202100970.
4. He X. et al. Experimental and theoretical analysis of ZnO/Au/ZnO transparent conducting thin films // Vacuum. 2015. Vol. 120. P. 17–21. DOI: 10.1016/j.vacuum.2015.06.015.
5. Kumar A., Rani S., Sundar Ghosh D. Thermally stable indium-free transparent electrode using ultrathin Ag film // Mater Today Proc. 2022. Vol. 66. P. 3265–3268. DOI: 10.1016/j.matpr.2022.06.312.
6. Ko K.-J. et al. Fabrication of an oxide/metal/oxide structured electrode integrated with antireflective film to enhance performance in flexible organic light-emitting diodes // Mater Today Energy. 2021. Vol. 20. P. 100704. DOI: 10.1016/j.mtener.2021.100704.

Расчет вольт-амперных характеристик двухбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур на основе MoS_2/WSe_2 с вертикальным транспортом

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Ермак В.О.

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

Аннотация: *В работе представлена комбинированная модель, основанная на решении уравнений Шредингера и Пуассона и предназначенная для моделирования резонансно-туннельных гетероструктур на основе 2D-материалов. С ее помощью показано влияние количества слоев активной области приборной структуры, представляющей собой потенциальные барьеры с расположенной между ними квантовой ямой, на вольт-амперные характеристики (ВАХ) двухбарьерной гетероструктуры на основе MoS_2/WSe_2 с вертикальным транспортом.*

1. Введение

Необходимость дальнейшей миниатюризации в наноэлектронике привела к исследованию не только графена, полученного из графита, но и к получению и использованию в приборных структурах других 2D-материалов, в частности дихалькогенидов, таких как MoS_2, $MoSe_2$, $MoTe_2$, WSe_2, WS_2 и др. [1,2]. В связи с отсутствием в графене запрещенной зоны использование 2D-материалов в электронике более предпочтительно. Дихалькогениды имеют конечную запрещенную зону, в частности, наиболее известные из дихалькогенидов: MoS_2 и WSe_2, имеют следующие значения запрещенной зоны 1,8 эВ и 1.62 эВ соответственно. Они обладают сходными физическим свойствами с графеном и могут использоваться в различных устройствах наноэлектроники, например полевых транзисторах, приборах работающих на эффекте резонансного туннелирования т.д.

В данной работе рассмотрено моделирование резонансно-туннельных гетероструктур на основе MoS_2/WSe_2.

2. Модель. Результаты моделирования

Предложенная модель резонансно-туннельных структур модифицирована на случай моделирования гетероструктур на основе 2D-материалов с вертикальным транспортом [3,4]. Модель основана на самосогласованном решении уравнений Шредингера и Пуассона. Она может учитывать влияние приконтактных областей и использоваться для гетероструктур на основе дихалькогенидов при определенном задании исходных данных.

В докладе рассмотрено моделирование двухбарьерных гетероструктур на основе MoS_2/WSe_2 с вертикальным транспортом с квантовой ямой, изготовленной из 5 слоев MoS_2 и расположенной между потенциальными барьерами WSe_2 шириной в 2 слоя, с применением предложенной комбинированной модели резонансно-туннельных гетероструктур [3,4]. Квантовая яма MoS_2 расположена между потенциальными барьерами WSe_2 высотой 0,67 эВ. Эффективная масса и диэлектрическая проницаемость данных материалов составляют для WSe_2 $m^*=0{,}33m_0$, $\varepsilon = 7{,}7\varepsilon_0$и $m^*=0{,}45m_0$, $\varepsilon = 7{,}3\varepsilon_0$для MoS_2 соответственно. Активная область в свою очередь расположена между приконтактными областями MoS_2 шириной в 20 нм, легированными донорной примесью $2\cdot10^{24}$ м$^{-3}$.

На рис. 1 показано влияние количества слоев WSe_2, представляющих собой потенциальные барьеры, на ВАХ исследуемой гетероструктуры. Установлено, что пиковые токи увеличиваются на порядок с уменьшением числа слоев WSe_2 с 3 до 2, а пиковые напряжения смещаются в область более высоких значений.

На рис.2 проиллюстрировано влияние ширины квантовой ямы на плотность тока исследуемой гетероструктуры. Анализ ВАХ двухбарьерной гетероструктуры показывает, что пиковые токи, пиковые напряжения, токи и напряжения долины смещаются в область более высоких значений с увеличением количества слоев MoS_2 с 4 до 5.

3. Заключение

Таким образом, с применением предложенной комбинированной модели резонансно-туннельных гетероструктур, исследованы электрические характеристики двухбарьерных гетероструктур на основеMoS_2/WSe_2с вертикальным транспортом. Проведен анализ рассчитанных характеристик гетероструктур с двухслойными барьерами и пятислойными квантовыми ямами. Выявлены

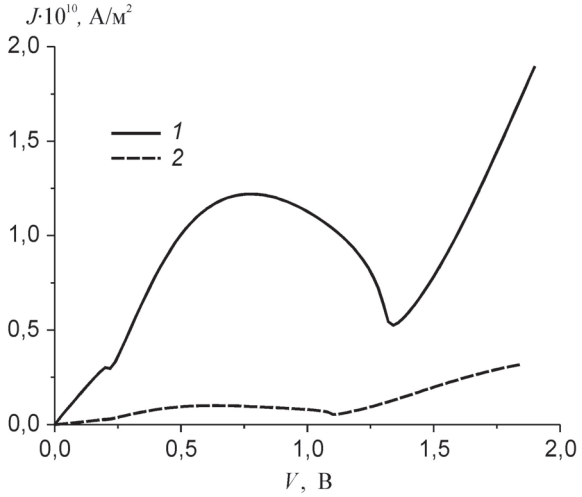


Рис. 1.ВАХ двухбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур на основе MoS_2/WSe_2 с различной толщиной потенциальных барьеров: 1) 2 слоя WSe_2; 2) 3 слоя WSe_2

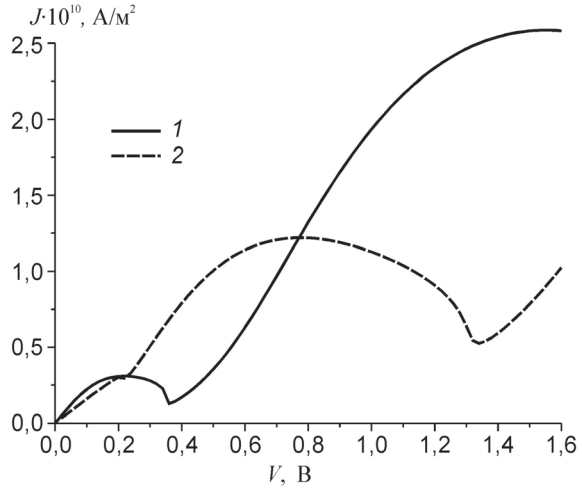


Рис. 2. ВАХ двухбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур на основе MoS_2/WSe_2 с различной шириной квантовой ямы: 1) 4 слоя MoS_2; 2) 5 слоев MoS_2

особенности области отрицательной дифференциальной проводимости на ВАХ при изменении количества слоев в активной области приборной структуры. Разработанная модель, модифицированная на случай вертикального транспорта в гетероструктарах на 2D-материалах, включена в систему моделирования наноэлектронных приборов NANODEV [5].

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Материаловедение, новые материалы и технологии" Республики Беларусь.

Список литературы

1. Dragoman M., Dragoman D. 2D Nanoelectronics. Physics and devices of atomically thin materials. 2017. NanoScience and Technology. Springer. 199 p.
2. Miro P., M. Audiffred, Heine T. An atlas of two-dimensional materials // Chem. Soc. Rev. 2014. V. 43. P. 6537.
3. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур наноэлектроники на основе 2D материалов // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2023. Т. 15. № 1. С.54-68.
4. 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. V. 12157. P. 121570U-1-9.
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.

Компьютерное моделирование вертикальных резонансно-туннельных гетероструктур, содержащих GaN, SiC и графен

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Ермак В.О.

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

Аннотация: *В статье рассмотрено теоретическое исследование характеристик гетероструктур, содержащих GaN, SiC и графен с вертикальным транспортом, полученных с использованием комбинированной модели, модифицированной на случай вертикального транспорта.*

1. Введение

Актуальность моделирования наноэлектронных приборов на основе гетероструктур, включающих GaN, SiC и графен, подтверждена рядом исследований [1,2]. Теоретическое исследование резонансно-туннельных гетероструктур может проводится с помощью различных физико-математических моделей, основанных на различных методах, например с использованием комбинированных моделей, учитывающих влияние как активных, так и пассивных областей устройства, прилегающих к контактам [1].

2. Модель. Результаты моделирования

Разработанная модель резонансно-туннельных структур, модифицированная на случай вертикального транспорта была использована при моделировании характеристик приборных структур, включающих GaN, SiC и графен. Модель позволяет осуществлять выбор оптимальных параметров рассчитываемых приборных структур. Описание основных уравнений Шредингера и Пуассона, использованных при ее построении, а также программная реализация модели описаны в [3].

С использованием предложенной модели проведены расчеты вольт-амперных (ВАХ) двух- и трехбарьерных гетероструктур на основе материальной системы GaN/SiC/графен при комнатной температуре (рис. 1 и рис. 2). Исследуемые гетероструктуры состоят из следующих областей: 1) приконтактные области GaN протяженностью 20 нм; 2) спейсерные области GaN протяженностью 5 нм; 3) активная область, состоящая из потенциальных барьеров SiC протяженностью 1 нм и трехслойных графеновых квантовых ям. Исследовано влияние точности

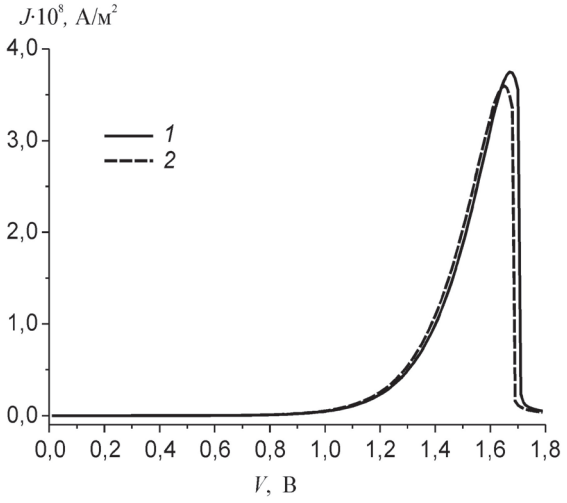


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики двухбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур GaN/SiC/графен, рассчитанные при различном количестве шагов сетки пространственной дискретизации:1) NStep = 530; 2) NStep = 1060

расчетов на ВАХ данных гетероструктур. Показано, что в обоих случаях повышение точности расчетов приводит к уточнению значений пиковых токов и пиковых напряжений. Уточненные значения с шагом 0,5 ангстрем немного ниже полученных первоначально с шагом 1 ангстрем, традиционно используемом при расчете наноразмерных структур. При использовании материалов

толщиной в несколько атомных слоев предпочтительно использовать сетку пространственной дискретизации с меньших шагом, как показано на рис. 1 и рис. 2. Кривая 1 соответствует значению 530 шагов равномерной сетки пространственной дискретизации, кривая 2 – значению 1060, как показано на рис. 1. Аналогично на рис. 2 кривая 1 соответствует значению NStep= 550, кривая 2 – NStep = 1100. При расчете двухбарьерных гетероструктур получены достаточные пиковые значения плотностей токов для использования данных структур в качестве резонансно-туннельных диодов. Однако значения контрастности слишком низкие. В случае трехбарьерных структур, заметно улучшены токи долины, но значения пиковых токов ниже на три порядка по сравнению с двухбарьерными гетероструктурами. Таким образом, качественно предпочтительнее ВАХ трехбарьерных структур, а количественно – ВАХ двухбарьерных гетероструктур.

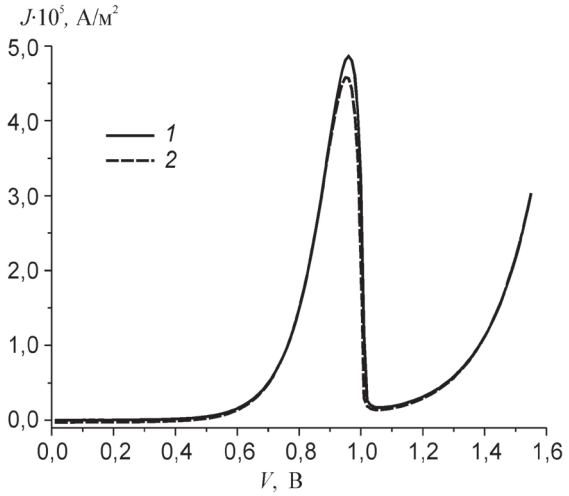


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики трехбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур GaN/SiC/графен, рассчитанные при различном количестве шагов сетки пространственной дискретизации:1) NStep = 550; 2) NStep = 1100.

3. Заключение

В работе с помощью разработанного программного обеспечения, реализующего комбинированнную модель резонансно-туннельных гетероструктур, исследованы двух- и трехбарьерные гетероструктуры на основе GaN/SiC/графен с вертикальным транспортом с учетом различного количества шагов сетки пространственной дискретизации. Установлено, что для данных гетероструктур достаточным является шаг равномерной сетки равный 0,5 ангстрем.

Разработанная модель включена в систему моделирования наноэлектронных приборов NANODEV[4-6].

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Фотоника и электроника для инноваций", подпрограмма "Микро- и наноэлектроника" Республики Беларусь.

Список литературы

1. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.
2. Барыкин Д. А., Шугуров К. Ю., Можаров А. М., Мухин И. С. Численное моделирование туннельного эффекта в гетероструктуре нитрида галлия на кремнии // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Физико-математические науки. 2024. Т. 17. № 3.
3. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур наноэлектроники на основе 2D материалов // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2023. Т. 15. № 1. С.54-68.
4. 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. V. 12157. P. 121570U-1-9.
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.
6. Abramov I. I., Labunov V. A., Kolomejtseva N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I. Y. Influence of gate dielectrics of field-effect graphene transistors on current-voltage characteristics // Russian Microelecronics. 2021. V. 50. N 2. P. 118-125.

Анализ вольт-амперных характеристик пленочных структур с квантовыми точками на основе селенида серебра [1]

[1] Шевченко А. И., [2] Полетаев Д. А., [2] Тютюник А. С., [2] Мазинов А. С.

[1] *Романовский колледж индустрии гостеприимства*
г. Симферополь, 295000, ул. Дыбенко, 14, Российская Федерация
shevchaliv@gmail.com
[2] *Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского*
г. Симферополь, 295007, просп. Ак. Вернадского, 4, Российская Федерация

Аннотация: *Исследованы вольт-амперные характеристики структур на основе тонких плёнок селенида серебра с квантовыми точками и контактами из алюминия и оксида индия-олова. Образцы характеризуются наличием частых и резких изменений силы тока, возникающих вследствие кулоновской блокады электронов в квантовых точках селенида серебра. Наибольшую роль в токопереносе играет явление кулоновского ограничения и перезарядка наноконденсатора.*

1. Введение

В последние годы широко исследуются материалы, содержащие квантовые точки (КТ). Однако вольт-амперные характеристики (ВАХ) для селенида серебра изучены достаточно слабо [1].

2. Исследование вольт-амперных характеристик

Исследовались сэндвич-структуры вида Al-Ag_2Se-Al и ITO-Ag_2Se-Al с КТ селенида серебра. На ВАХ наблюдаются участки резкого и частого изменения силы тока (рис. 1, a), возникающие вследствие явления кулоновской блокады [2]. В зависимости от того, в каком направлении выполняется развёртка по напряжению, данные колебания проявляются на разных участках.

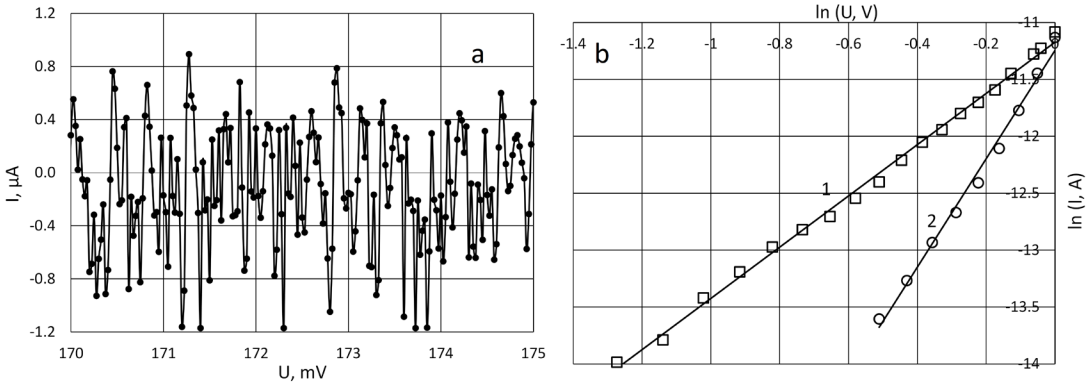


Рис. 1. ВАХ структуры ITO-Ag_2Se-Al в диапазоне напряжений 170—175 мВ при развёртке в прямом направлении (a); ВАХ Al-Ag_2Se-Al (1) и ITO-Ag_2Se-Al (2) в диапазоне 0—1 В без учёта всплесков в координатах ln *I* от ln *U* (b)

Далее были проанализированы ВАХ плёночных структур Al-Ag_2Se-Al и ITO-Ag_2Se-Al без учёта всплесков силы тока, построенные в координатах ln *I* от *U*, ln *I* от 1/*U*, ln *I* от ln *U* (рис. 1, b).

3. Заключение

Из анализа ВАХ слоёв селенида серебра, представленных в различных координатах, был сделан вывод о том, что основным механизмом токопереноса является кулоновское ограничение тока. Вид ВАХ обусловлен эффектами ограничения пространственным зарядом и перезарядки наноконденсаторов на основе квантовых точек.

Список литературы

1. Гурченко В. С., Мазинов А. С., Тютюник А. С. и др. Токовая неустойчивость в гетероструктурах на основе тонких слоев коллоидных квантовых точек Ag_2Se и фуллерена C_{60} // Письма в ЖТФ. 2023. Т 49. Вып. 21 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/56463 (дата обращения: 18.05.2025).
2. Жуков Н. Д., Гавриков М. В., Кабанов В. Ф., Ягудин И. Т. Одноэлектронный эмиссионно-инжекционный транспорт в микроструктуре с коллоидными квантовыми точками узкозонных полупроводников // ФТП. 2021. Т 55. Вып. 4 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://journals.ioffe.ru/articles/viewPDF/50732 (дата обращения: 19.05.2025).

[1] Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда № 25-22-20022 и Республики Крым.

Фазовые соотношения между волнами при дифракции на нанопленке с подложкой

Старостенко В. В., Кофанов А. Н., Таран Е. П., Грозовский А. Д.
ФГАОУ ВО «КФУ им. В.И. Вернадского»
г. Симферополь, пр. Вернадского, 4, 295007, Российская Федерация
taran_evgeniy@mail.ru

Аннотация: *В работе представлены соотношения, полученные методом частичных областей с явным использованием граничных условий при дифракции плоской волны на проводящей наноплоскости с подложкой. Полученные соотношения позволяют находить коэффициенты отражения и прохождения по полю, а также по мощности, включая коэффициент поглощения.*

1. Введение

В оптическом диапазоне для анализа процесса прохождения волн и нахождения оптических коэффициентов в многослойных структурах широко используется метод Френеля-Эйри [1]. Среды и границы предполагаются однородными, характеристики слоев учитываются в коэффициентах преломления, а поля на границах сшиваются достаточно специфично, что, в основном, и определяет неявные граничные условия такого подхода [1]. В радиодиапазоне для структуры «свободное полупространство (n_1) – проводящая наноаплоскость (n_2) – свободное полупространство (n_1)» соотношения, полученные по методу Френеля-Эйри вообще неприменимы.

В данной работе представлен подход, основанный на методе частичных областей (МЧО) с применением граничных условий, учитывающих как параметры нанопленки (толщину, проводимость), так и характеристики подложки (диэлектрическую проницаемость). [1-5].

2. Исходные данные и результаты

На рисунке 1 представлена модель структуры аналитического подхода, состоящей из нанопленки (область 2), расположенной на подложке (область 3). Области 1 и 4 представляют собой свободное пространство. На данную структуру нормально падает плоская электромагнитная волна (рис. 1). Анализ проводится в установившемся режиме, гармоническая зависимость полей от времени

$$\bar{E},\dot{\bar{H}} \Rightarrow \dot{\bar{E}},\dot{\bar{H}} \sim e^{i\omega z};\ k=\frac{\omega}{c};z_0=\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}.$$

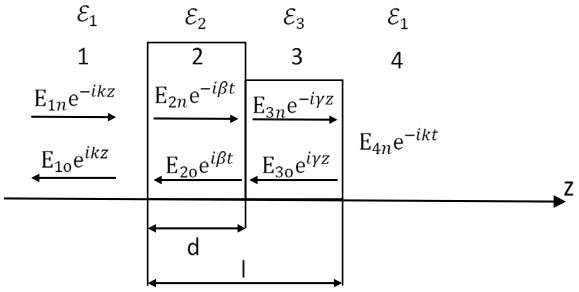


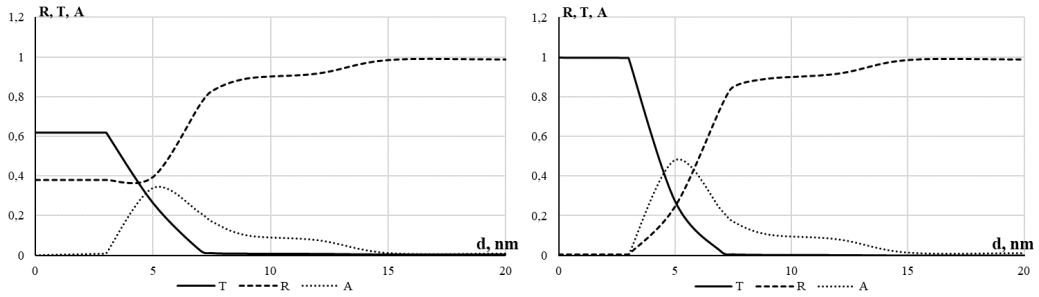
Рис.1. Модель структуры и волны в областях

Полученные формулы для коэффициентов пропускания (t) и отражения (r) представляют собой счётный набор значений. Это означает, что при введении конкретных геометрических параметров и физических характеристик в уравнения, получаем на выходе комплексные числа:

$$t = t_1(l, d, \sigma, \varepsilon) + it_2(l, d, \sigma, \varepsilon) = T_1(l, d, \sigma, \varepsilon)e^{\Phi(l,d,)};$$
$$r = r_1(l, d, \sigma, \varepsilon) + ir_2(l, d, \sigma, \varepsilon) = R_1(l, d, \sigma, \varepsilon)e^{\psi(l,d)},$$

где t_1 и r_1, t_2 и r_2 – вещественные и мнимые части комплексных выражений для коэффициентов прохождения и отражения в алгебраической форме, $T_1=\sqrt{t_1^2+t_2^2}$, $R_1=\sqrt{r_1^2+r_2^2}$, $\Phi(l, d, \sigma, \varepsilon.) = arctg(t_2/t_1)$, $\psi = arctg(r_2/r_1)$ по отношению к фазе падающей волны [6]. На рис.2 приведены расчетные кривые для оптических коэффициентов от толщины нанопленки, численно совпадающие с экспериментальными зависимостями [7], что свидетельствует об адекватности модели.

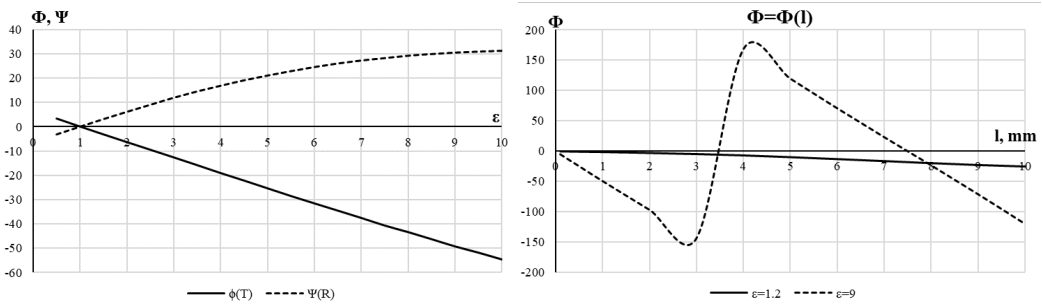
В экспериментальных данных в максимуме поглощения (d ≈ 1мм, ε ≈ 3) значения коэффициентов отражения и поглощения практически одинаковы (рис.2 (а)). На поведение оптических коэффициентов значительно влияет величина диэлектрической проницаемости (рис. 3,



а) б)

Рис. 2. Зависимости оптических коэффициентов от толщины пленки: а) ε= 9; l = 1 мм, б) ε=1,2; l =3 мм

ε=9; l=1мм): максимальное поглощение становится меньше 40% при толщине пленки чуть более 5 нм, значения поглощения и отражения становятся одинаковыми при толщине пленки менее 5 нм, а при толщине пленки более 7 нм прошедшая волна практически отсутствует (рис.2 а, б).



а) б)

Рис. 3. Фазовые характеристики волн в зависимости от: а) диэлектрической проницаемости, толщины подложки.

На рис.3 (а) приведены фазовые характеристики прошедшей и отраженной волн в зависимости от диэлектрической проницаемости при фиксированной толщине пленки в 1 мм. По мере увеличения значений диэлектрической проницаемости, разности фаз по модулю растут, но имеют разные знаки. На рис.3 (б) приведены фазовые характеристики прошедшей волны в зависимости от толщины подложки при значениях ε =1,2 и ε =9. При ε = 1.2 фазовая характеристика имеет 2 экстремума, что может использоваться при точных измерениях.

3. Заключение

В работе приведена модель и результаты, полученные методом частичных областей с явным использованием граничных условий при дифракции плоской волны на проводящей наноплоскости с подложкой. Полученные соотношения позволяют находить коэффициенты отражения и прохождения по полю, а также по мощности, включая коэффициент поглощения. Результаты могут быть полезными при моделировании и разработке сложных структур с проводящими нанопленками на подложках.

Список литературы

1. Андреев В.Г., Вдовин В.А., Пронин С.М., Хорин И.А. Измерение оптических коэффициентов нанометровых металлических плёнок на частоте 10 ГГц // Журнал радиоэлектроники. 2017. Вып. 11. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/nov17/17/text.pdf.
2. Кравченко В.И. Электромагнитное оружие / В.И. Кравченко. – Издательство, ХПИ, Харьков. – 2008. - 344 с.
3. 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.
4. Sucheng L., Shahzad A., Weixin L., Zhi Hong Hang, Bo Hou, Mingrong Shen, Chin-Hua Wang Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers // AIP ADVANCES. 2014. V. 4. 017130. DOI: http://dx.doi.org/10.1063/1.4863921.
5. Starostenko Vladimir, Maksyuta Sergei, Zuev Sergei, Zuev Aleksey, Taran Evgeniy. Self-consistent problem of microwave radiation effects on layered structures with nanoconducting films using parallelization techniques // IEEE TELFOR 2024 (32th), 26-27 November 2024, Belgrad, P. 383-386.
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.
7. Yin Poo, Rui-xin Wu, Xin Fan, and John Q. Xiao. Measurement of ac conductivity of gold nanofilms at microwave frequencies. // Review of Scientific Instruments 81, 064701 (2010). https://doi.org/10.1063/1.343645.

Сравнение методов расчета при дифракции на нанопленке с подложкой

Старостенко В. В., Кофанов А. Н., Таран Е.П., Бугасов И. А.
ФГАОУ ВО «КФУ им. В.И. Вернадского»
г. Симферополь, пр. Вернадского, 4, 295007, Российская Федерация
taran_evgeniy@mail.ru

Аннотация: *В работе сравниваются аналитический и численный подходы для оценки распределения электромагнитного поля вблизи проводящей нанопленки на диэлектрической подложке. Полученные результаты позволяют определить коэффициенты отражения и прохождения, включая оценку коэффициента поглощения электромагнитной энергии в структуре. Результаты могут быть использованы при моделировании и проектировании сложных устройств и систем.*

1. Введение

Исследование поведения структур с проводящими нанопленками приобретает все большее значение в связи с развитием наноэлектроники и оптоэлектроники. Эффективное моделирование таких структур требует учета множества факторов, включая влияние подложки, на которой размещена нанопленка. В данной работе проводится сравнение результатов аналитического и численного анализа (с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics) для оценки распределения электромагнитного поля вблизи проводящей нанопленки на диэлектрической подложке.

Аналитический подход основан на методе частичных областей (МЧО) с применением граничных условий, учитывающих как параметры нанопленки (толщину, проводимость), так и характеристики подложки (диэлектрическую проницаемость). Численное моделирование в COMSOL позволяет более точно учитывать геометрию структуры и свойства материалов, а также исследовать сложные случаи, для которых аналитическое решение затруднительно [1-5].

2. Теория

На рисунке 1 представлена модель структуры аналитического подхода, состоящей из нанопленки (область 2), расположенной на подложке (область 3). Области 1 и 4 представляют собой свободное пространство. На данную структуру нормально падает плоская электромагнитная волна (см. рис. 1). Анализ проводится в установившемся режиме, гармоническая зависимость полей от времени

$$\bar{E},\dot{H} \Rightarrow \dot{\bar{E}},\dot{H} \sim e^{i\omega z};\ k = \frac{\omega}{c};z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}. \tag{1}$$

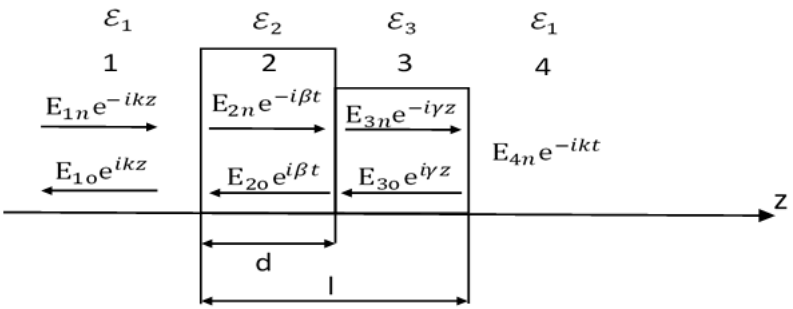


Рис. 1. Модель структуры и волны в областях

Полученные формулы для коэффициентов пропускания (t) и отражения (r) представляют собой счётный набор значений. Это означает, что при введении конкретных геометрических параметров и физических характеристик в уравнения, получаем на выходе комплексные числа:

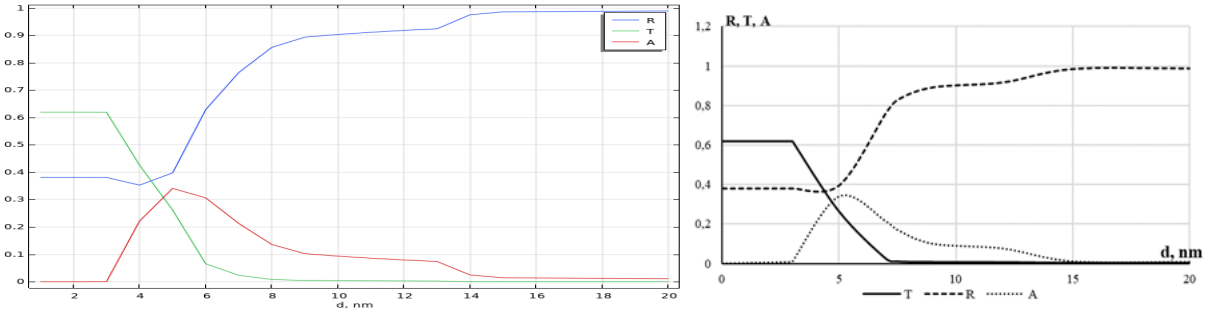
$$t = t_1(l, d, \sigma, \varepsilon) + it_2(l, d, \sigma, \varepsilon) = T_1(l, d, \sigma, \varepsilon)e^{\Phi(l,d.)}; \tag{2}$$

$$r = r_1(l, d, \sigma, \varepsilon) + ir_2(l, d, \sigma, \varepsilon) = R_1(l, d, \sigma, \varepsilon.)e^{\psi(l,d...)}, \tag{3}$$

где t_1 и r_1, t_2 и r_2 – вещественные и мнимые части комплексных выражений для коэффициентов прохождения и отражения в алгебраической форме, $T_1 = \sqrt{t_1^2 + t_2^2}$, $R_1 = \sqrt{r_1^2 + r_2^2}$, Ф и ψ – фазовые

сдвиги коэффициентов прохождения и отражения $\Phi(l, d, \sigma, \varepsilon)=arctg(t_2/t_1)$, $\psi = arctg(r_2/r_1)$ по отношению к фазе падающей волны [6-11].

В процессе численного моделирования использовался программный пакет COMSOL Multiphysics. Это многофункциональная интерактивная среда, которая позволяет решать широкий спектр научных и инженерных задач [12].



а) б)

Рис. 2. Зависимости оптических коэффициентов от толщины пленки (ε= 9; *l*= 1 мм): а) численный, б) аналитический.

На рис.2 представлено сравнение оптических коэффициентов двух подходов, из которого видно, что численный подход имеет аналогичные данные. Существенное влияние на характеристики оптических коэффициентов оказывает величина диэлектрической проницаемости (ε=9; l=1 мм, рис. 3). Максимальное значение поглощения снижается до уровня менее 40% при увеличении толщины пленки до отметки, незначительно превышающей 5 нм. При толщине пленки менее 5 нм наблюдается равенство значений поглощения и отражения. В то же время, при толщине пленки, превышающей 7 нм, прохождение волны становится практически невозможным.

3. Заключение

В рамках данного исследования представлено сравнение двух подходов: аналитического и численного. Полученные результаты позволяют определить коэффициенты отражения и прохождения как по полю, так и по мощности, включая оценку коэффициента поглощения электромагнитной энергии в структуре. Выбор метода моделирования зависит от конкретной задачи и требуемой точности. Аналитические методы позволяют быстро получить качественную оценку, в то время как численные методы, такие как COMSOL, обеспечивают более детальное и точное описание электромагнитного поля вблизи проводящих нанопленок на подложках.

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. Physik, 1934. V. 91, P. 230.
3. Андреев В.Г., Вдовин В.А., Пронин С.М., Хорин И.А. Измерение оптических коэффициентов нанометровых металлических плёнок на частоте 10 ГГц // Журнал радиоэлектроники. 2017. Вып. 11. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/nov17/17/text.pdf.
4. Кравченко В.И. Электромагнитное оружие / В.И. Кравченко. – Издательство, ХПИ, Харьков. – 2008. - 344 с.
5. 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.
6. Sucheng L., Shahzad A., Weixin L., Zhi Hong Hang, Bo Hou, Mingrong Shen, Chin-Hua Wang Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers // AIP ADVANCES. 2014. V. 4. 017130. DOI: http://dx.doi.org/10.1063/1.4863921.
7. Starostenko Vladimir, Maksyuta Sergei, Zuev Sergei, Zuev Aleksey, Taran Evgeniy. Self-consistent problem of microwave radiation effects on layered structures with nanoconducting films using parallelization techniques // IEEE TELFOR 2024 (32th), 26-27 November 2024, Belgrad, P. 383-386.
8. Кураев А.А., Попкова Т.Л., Синицын А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. – Минск: Бестпринт. – 2004. – 378 с.
9. Гольдштейн Л. Д. Электромагнитные поля и волны / Л.Д. Гольдштейн, Н. В. Зернов. – Москва: Советское радио, 1971. – 664 с.
10. 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.
11. Yin Poo, Rui-xin Wu, Xin Fan, and John Q. Xiao. Measurement of ac conductivity of gold nanofilms at microwave frequencies. // Review of Scientific Instruments 81, 064701 (2010). https://doi.org/10.1063/1.343645.
12. COMSOL, Inc., https://www.comsol.com.

Dual-band ultraviolet and infrared photodetector based on AlGaN/GaN heterojunction [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 optical characteristics of an AlGaN/GaN dual-band ultraviolet and infrared photodetector is presented. The absorption spectra were calculated for light incidence angles of 30 and 60 degrees to the normal.*

1. Introduction

Dual-band photodetectors designed for separate and simultaneous detection of ultraviolet and infrared radiation are potentially useful in many areas and applications, such as fire alarm systems, solar astronomy and military sensing. Among the advantages of these optoelectronic devices is the blindness to solar radiation and artificial visible lighting which greatly reduces the false detection rate [1].

The dual-band detection is based on two different light absorption mechanisms. The photodetector reported here consists of two autonomous ultraviolet and infrared-active parts with three contacts for separate and simultaneous measurements of the ultraviolet and infrared photocurrent components. The basis for ultraviolet detection is the interband absorption in the AlGaN layer where electron-hole pairs are generated and then collected at the contacts by an external electric field. The wavelength threshold for the ultraviolet detection can be tuned by the compositionally-dependent bandgap of AlGaN. The second part of the device is actually a quantum well infrared photodetector (QWIP) based on AlGaN/GaN heterojunction where the phenomenon of a quantum particle in a box is exploited [2]. An alternate set of quantum wells and barrier layers can be arranged in such a way that each well contains only one bound state and the device structure forms a superlattice with a quasi-continuum of extended states that carry finite momentum. Electrons from bound states are excited by photons and transferred onto extended states where they constitute an infrared photocurrent component. The bound-to-extended state transitions are the basic absorption mechanism in QWIP systems.

In this paper, we demonstrate a simulation procedure for determining the optical characteristics of an AlGaN/GaN dual-band ultraviolet and infrared photodetector. Using one of the well-established semiconductor device simulators, we calculated the absorption spectra at room temperature for light incidence angles of 30 and 60 degrees to the normal.

2. Simulation Details

The two-dimensional device structure is schematically presented in Fig. 1. The ultraviolet-active part consists of an 0.6-μm $Al_{0.03}Ga_{0.97}N$ layer lying underneath an 0.1-μm GaN contact layer. The infrared-active part is composed of three GaN quantum wells placed between four $Al_{0.13}Ga_{0.87}N$ layers that act as barriers for the bound state carriers. The wells are doped with a donor concentration of $5 \cdot 10^{19}$ cm^{-3} and are 3-nm thick to possess only one bound state. The barriers are doped with a donor concentration of 10^{10} cm^{-3} and are 0.1-μm thick. To bias the QWIP section of the photodetector, 0.1-μm n-type GaN contacts at the top (emitter) and bottom (collector) of the infrared-active part are included and doped to the levels of $1 \cdot 10^{18}$ and $1 \cdot 10^{19}$ cm^{-3} respectively. The length and width of the device structure both equal to 0.16 μm.

The photodetector is illuminated by a black body source situated at a distance of 0.4 μm above the ultraviolet-active section.

The quantum wells were simulated by using the model that discretizes the Schrödinger equation to solve for the bound state energies and wavefunctions. In order to simulate extended states, the superlattice model was specified for the wells and barriers. At last, the coupled Poisson, continuity and Schrodinger equations were all solved until a self-consistent solution was reached.

The wavelength-dependent complex indices of refraction for GaN and $Al_{0.03}Ga_{0.97}N$ were obtained from the SOPRA database. For $Al_{0.13}GaN_{0.87}N$, a user-defined model was used [3–4].

[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”.

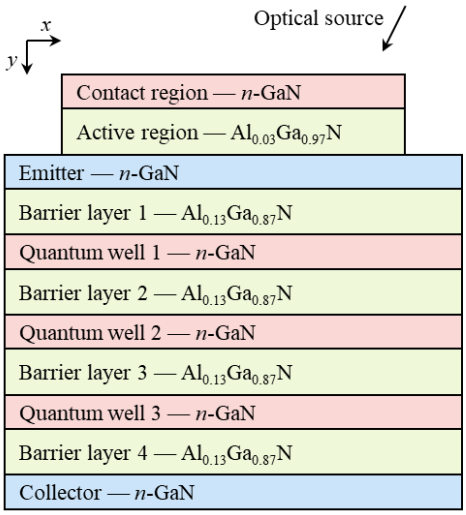


Fig. 1. Device structure

3. Results

The absorption spectra at room temperature in the ultraviolet, visible and infrared ranges for light incidence angles of 30 and 60 degrees to the normal are shown in Fig. 2.

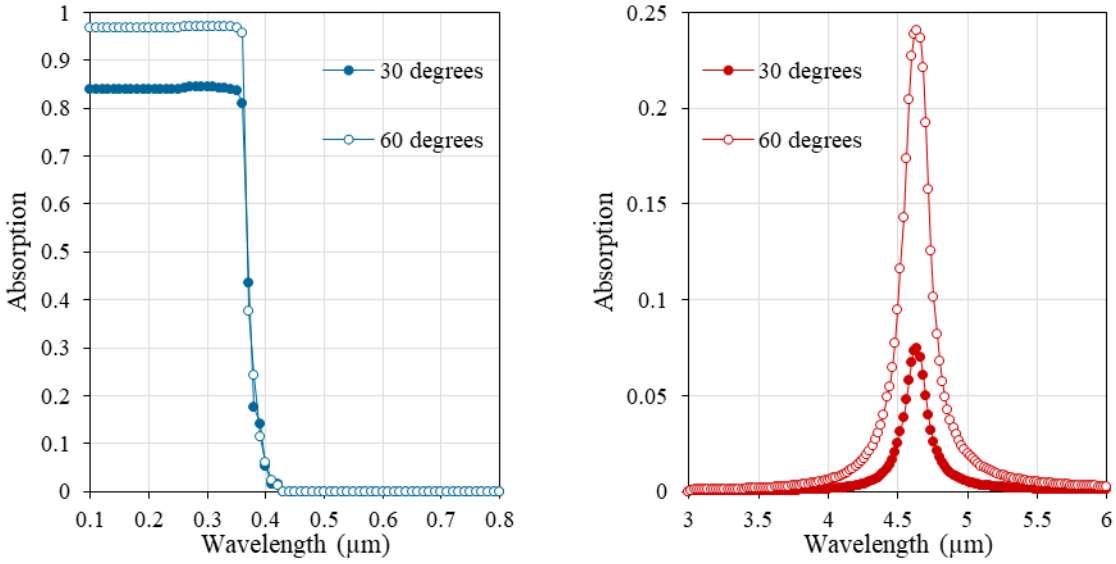


Fig. 2. Optical characteristics: a) ultraviolet and visible ranges; b) infrared range

4. Conclusions

According to the simulation results, a distinct wavelength threshold for the ultraviolet detection is observed at 0.36 μm. The absorption curve has a prominent peak at 4.64 μm, clearly showing that the photodetector is responsive to the infrared radiation. Finally, the optical gain grows significantly when the angle of incidence is increased.

References

1. Jayasinghe R. C., Ariyawansa G., Dietz N., Unil Perera A. G., Matsik S. G., Yu H. B., Ferguson I. T., Bezinger A., Laframboise S. R., Buchanan M., Liu H. C. Simultaneous Detection of Ultraviolet and Infrared Radiation in a Single GaN/AlGaN heterojunction // Optic Letters 2008. Vol. 33. No. 21. P. 2422–2424.
2. Volcheck V. S., Stempitsky V. R. Performance Characteristics of an Infrared Photodetector Using Intersubband Junctions in Quantum Wells Based on Gallium Nitride // Doklady BGUIR 2024. Vol. 22. No. 3. P. 69–75.
3. Barker A. S., Illegems M. Infrared Lattice Vibrations and Free-Electron Dispersion in GaN // Physical Review B. 1973. Vol. 7, No. 2. P. 743–750.
4. Beliaev L. Yu., Shkondin E., Lavrinenko A. V., Takayama O. Thickness-Dependent Optical Properties of Aluminum Nitride Films for Mid-Infrared Wavelengths // Journal of Vacuum Science & Technology. A. Vacuum, Surfaces and Films 2021. – Vol. 39. No. 4. Art. no. 043408.

Ферментативный акустоэлектронный сенсор этилового спирта на основе пленок Ленгмюра — Блоджетт с иммобилизованным ферментом алкогольоксидазы[1]

[1] Горбачев И.А., [1]Кузнецова И.Е., [1] Колесов В.В.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
г. Москва, ул.Моховая 11. Стр.7, 125009, Российская Федерация
Iliyagor36@gmail.com

Аннотация: *В работе на основе ленгмюровских монослоев фосфолипидных молекул 1,2-дипальмитоил-sn-глицеро-3-фосфоэтаноламин (ДППЕ) с иммобилизированными молекулами фермента алкогольоксидазы были сформированы мультислойные сенсорные покрытия и исследована их чувствительность к молекулам этилового спирта. Для этого в процессе формирования в ленгмюровских монослоях ДППЕ были иммобилизованы молекулы водорастворимого фермента алкогольоксидазы. Сформированные монослои были перенесены на акустические линии задержки на волнах в пластинах. Была изучена чувствительность созданных покрытий в диапазоне концентраций этилового спирта в воде от 0 до 0.7 мг/мл.*

1. Введение

В настоящее время сенсорика является одним из активно развивающихся направлений науки. Это связано с увеличением количества потенциальных вредных веществ в окружающей среде. В связи с этим особую актуальность приобрела задача повышения чувствительности и селективности существующих сенсоров. Одним из возможных способов ее решения является использование природоподобных технологий. Этот подход заключается в использовании в традиционных сенсорных технологиях различных биологических объектов, способных эффективно взаимодействовать с целевыми молекулами загрязняющих агентов. К таким объектам относятся биологически активные молекулы – ферменты, в природе участвующие в метаболизме различных веществ. Главным достоинством ферментов является их рекордная селективность и чувствительность по отношению к целевым молекулам [1]. Несмотря на это к недостаткам молекул ферментов следует отнести сильную зависимость активности от условий окружающей среды. В связи с этим одной из главных задач при создании ферментативных сенсоров является вопрос подбора условий иммобилизации фермента в сенсором слое. При этом важным является поиск баланса между степенью защиты фермента от воздействия окружающей среды и его доступностью для целевых молекул. Одним из способов, позволяющих одновременно иммобилизовать фермент в тонкой пленке и обеспечить его защиту от окружающей среды, является технология Ленгмюра-Блоджетт [2]. Идея технологии заключается в формировании тонкой высокоупорядоченной мономолекулярной пленки молекул поверхностно-активного вещества на поверхности воды и ее последующим переносе на твердую подложку. Присутствие в воде растворенных молекул фермента приведет к их встраиванию в монослой. В процессе переноса монослоя и формировании на его основе сенсорной пленки последующие монослои покрывают фермент, обеспечивая его защиту от окружающей среды. Структурно такая мультислойная пленка похожа на биологическую мембрану, являющуюся частично проницаемой для целевых молекул [3].

Акустоэлектронная технология является традиционной для создания сенсорных устройств различных видов. В то же время, до сих пор существует ряд проблем, связанных с использованием ее в качестве изготовления ферментативных сенсоров. Это обусловлено сложностью в создании на поверхности пьезоактивных пластин органических пленок с включенными молекулами фермента. Поэтому целью данной работы было создание мембраноподобной пленки на основе мономолекулярных слоев молекул 1,2-дипальмитоил-sn-глицеро-3-фосфоэтаноламин (ДППЕ) с иммобилизованными молекулами фермента алкогольоксидазы (АО) и исследование ее сенсорных свойств с помощью акустоэлектронной технологии.

2. Формирование мембраноподобной пленки с иммобилизованным ферментом алкогольоксидазы и изучение ее сенсорных свойств

В работе с помощью технологии Ленгмюра-Блоджетт были сформированы монослои ДППЕ с иммобилизованными молекулами фермента АО и перенесены на акустические линии задержки на волнах в пластинах. На рисунке 1(а) приведена изотерма сжатия ленгмюровского монослоя ДППЕ, сфор-

[1] Работа поддержана Министерством науки и высшего образования РФ (госзадание FFWZ-2025-0001).

мированного на поверхности водной субфазы при наличии и в отсутствии растворенных молекул АО. Изменение формы и угла наклона изотермы сжатия у монослоя, сформированного при наличии в воде растворенных молекул фермента, свидетельствует об их встраивании в монослой. На рисунке 1(б) приведено типичное изображение морфологии поверхности монослойной пленки ДППЕ с иммобилизованными молекулами фермента АО. Высоты включений в пленке составляют порядка 10-15 нм и сопоставимы с размерами молекулы фермента АО, что говорит об их успешном встраивании в пленку [4].

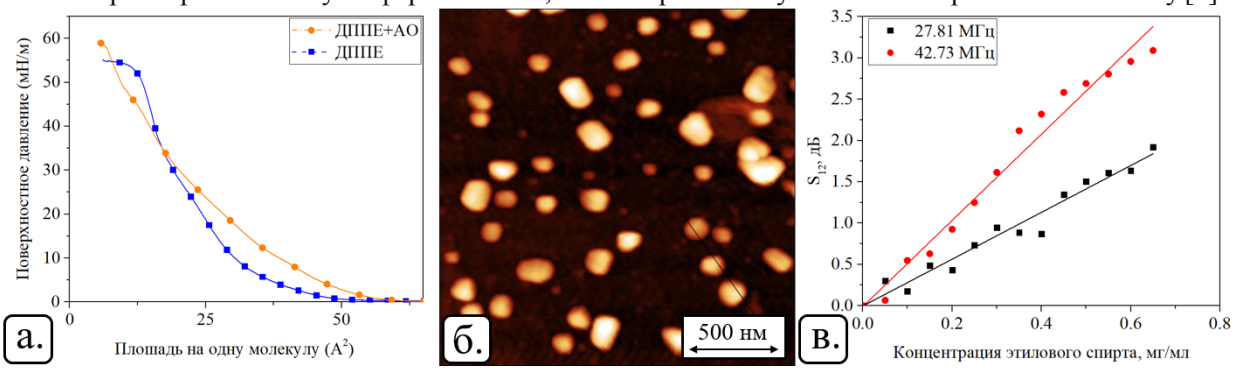


Рис. 1. Изотермы сжатия монослоев ДППЕ, сформированных на субфазе при наличии и в отсутствии растворенных молекул фермента АО (а), типичное изображение морфологии поверхности пленки с иммобилизованным ферментом АО (б), изменение потерь S_{12} при взаимодействии сенсорной пленки с раствором этилового спирта различной концентрации (в)

Для изучения сенсорных свойств сформированные пленки были перенесены на акустические линии задержки (ЛЗ) на волнах в пластинах. Была сформирована 4х слойная сенсорная мембраноподобная пленка на основе ленгмюровских монослоев ДППЕ с иммобилизованным ферментом АО. На поверхности пленки был размещен резервуар с жидкостью, концентрация этилового спирта в которой изменялась методом покапельного добавления соответствующего объема этилового спирта с помощью микродозатора. Через 5 минут после каждого добавления этилового спирта происходила запись S_{12} параметра ЛЗ с помощью векторного анализатора цепей «Обзор TR1300/1». Полученные для двух волн с частотами 27.81 МГц и 42.73 МГц концентрационная зависимость S_{12} приведена на рисунке 1(в). Для акустической волны с частотой 42.73 МГц увеличение концентрации этилового спирта в растворе приводило к росту вносимых потерь на всем диапазоне исследуемых концентраций. Подобное поведение может быть связано с изменение проводимости сенсорного слоя в процессе каталитического разложения молекул этилового спирта до соответствующего им альдегида этаналя [5]. В ходе этого процесса также происходит образование пероксида водорода, распад молекул которой приводит к изменению электрической проводимости в приповерхностном слое пленки и росту вносимых потерь S_{12}.

3. Заключение

Таким образом, в работе были сформированы и исследованы сенсорные свойства пленок Ленгмюра-Блоджетт молекул ДППЕ с иммобилизованным ферментом АО. Акустоэлектронным способом было продемонстрировано наличие чувствительности у сформированных пленок к изменению концентрации этилового спирта в его водном растворе в диапазоне от 0 до 0.7 мг/мл. Сформированные сенсорные пленки обладали линейным откликом в указанном диапазоне изменения концентраций этанола в водном растворе. Подобные пленки могут найти применение в качестве высокоселективных сенсоров этилового спирта. Развитие предложенного подхода к созданию сенсоров позволит создать ферментативные акустоэлектронные сенсоры разнообразных молекул.

Список литературы

1. Jinho Y., Minkyu S., Taek L., Jeong-Woo C. Highly Sensitive Biosensors Based on Biomolecules and Functional Nanomaterials Depending on the Types of Nanomaterials: A Perspective Review // Materials. 2020, №13, P. 299.
2. Caseli L. Enzymes immobilized in Langmuir-Blodgett films: Why determining the surface properties in Langmuir monolayer is important? // An Acad Bras Cienc. 2018, № 90, P. 631-644.
3. Girard-Egrot A.P., Blum L.J. Langmuir-Blodgett Technique for Synthesis of Biomimetic Lipid Membranes. In: Martin, D.K. (eds) Nanobiotechnology of Biomimetic Membranes. Fundamental Biomedical Technologies. 2007. № 1. Springer, Boston, MA.
4. Vonck J., Parcej D. N., Mills D. J. Structure of Alcohol Oxidase from Pichia pastoris by Cryo-Electron Microscopy // PLoS ONE. 2016. № 11, V.7, P. 1-16.
5. Di L., Balesano A., Jordan S., Shi S.M. The Role of Alcohol Dehydrogenase in Drug Metabolism: Beyond Ethanol Oxidation // The AAPS Journal. 2021, № 23, P.1-20.

Диэлектрические свойства тонкопленочных диэлектрических слоев дисперсий тридецилата холестерола с азот-допированными углеродными наноструктурами для гибких функциональных покрытий микроэлектроники[1]

[1,2] Кучеров Р. Н., [1,2] Курилов А. Д., [3] Смирнова А. И., [4] Столбов Д. Н., [3] Усольцева Н. В., [1]Чаусов Д. Н.

[1] *Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН*
г. Москва, 119991, ул. Вавилова, 38, Российская Федерация
rn.kucherov@gmail.com
[2] *Государственный университет просвещения*
г. Москва, 105005, ул. Радио, 10а, Российская Федерация
[3] *Ивановский государственный университет*
г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация
[4] *Московский государственный университет им. М. В. Ломоносова*
г. Москва, 119991, ул. Ленинские горы, 1, Российская Федерация

Аннотация: *Впервые установлено влияние углеродных наноструктур (УНС) азот-допированных малослойных графитовых фрагментов (N-МГФ) на частотно-температурные зависимости функции отклика ко внешнему переменному электрическому полю в тридецилате холестерола (Х-20), а также на его ионную проводимость. Показано, что изменения физических параметров в исследуемых дисперсиях определяются различиями топологических параметров малослойных графитовых фрагментов МГФ и N-МГФ, а также их химическим строением. Полученные данные имеют важное прикладное значение при проектировании материалов гибких дисплеев для различных приложений и частотно-селективных поверхностей.*

1. Введение

Холестерические жидкие кристаллы (ХЖК) и дисперсии на их основе находят новое применение в качестве основы для гибких дисплеев, линз с изменяемым фокусным расстоянием и используются в проектировании жидкокристаллических фазовращателей, частотно-селективных поверхностях и т.д. [1, 2]. Наиболее эффективным методом для улучшения и/или изменения физических свойств ХЖК является добавление наноструктур в его матрицу. Особый интерес представляют углеродные наноструктуры (УНС), которые, благодаря их уникальным физическим свойствам, наличию большого числа аллотропов и возможности изменения химической структуры нашли широкое применение в химической промышленности, электротехнике и медицине.

2. Теория

Впервые определена частотно-температурная зависимость функции отклика на внешнее переменное электрическое воздействие в дисперсиях на основе ХЖК с добавлением углеродных наноструктур (УНС) азот-допированных малослойных графитовых фрагментов (N-МГФ). В результате получены данные о температурно-частотной зависимости значений комплексной диэлектрической проницаемости (ε^*) и ионной проводимости в ХЖК при добавлении в него N-МГФ, что является важной задачей для проектирования дисплейных устройств нового поколения.

В качестве основного материала-носителя для УНС был выбран холестерический жидкий кристалл: тридецилат холестерола (Х-20), обладающий несколькими мезоморфными состояниями и производимый на промышленных химических предприятиях [3, 4]. Для изучения влияния УНС на физические свойства Х-20 были получены дисперсии с добавлением УНС азот-допированных малослойных малослойных графитовых фрагментов (N-МГФ) в концентрациях 0.005 и 0.02 мас.%. Замещение нескольких атомов углерода атомом азота в недопированных малослойных графитовых фрагментах (МГФ) приводит к изменению электронной конфигурации и повышению концентрации дефектов на поверхности наноструктур, при этом изменения 2D углеродной структуры не происходит [5, 6]. Однородное распределение N-МГФ в Х-20 достигалось методом ультразвукового диспергирования в изотропной фазе ХЖК с последующим охлаждением.

Для определения значений функции отклика, комплексной диэлектрической проницаемости, применялся метод широкочастотной (от 20 Гц до 10 МГц) ёмкостной диэлектрической спектроскопии с использованием прецизионного анализатора импеданса (Wayne Kerr WK 65120P, Великобритания) в диапазоне температур от 30 до 90 °C. Измерительная ячейка представляла собой плоскопарал-

[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ грант № FZZM-2023-0009.

лельный конденсатор с электродами из оксида индия-олова (ITO). Напряжение на обкладках конденсатора устанавливалось в 0.5 В. Для отделения вклада в диэлектрическую проницаемость Х-20 и дисперсий Х-20/МГФ и Х-20/N-МГФ паразитных составляющих и пустой ячейки, на низких и высоких частотах была применена специальная методика Перковского, описанная в работе [7].

Установлено, что добавление N-МГФ приводит к изменению параметра порядка Х-20, что отражается в изменении физических параметров дисперсий Х-20/УНС. Происходят изменения в температурной и частотной зависимостях действительной части (ε') комплексной диэлектрической проницаемости. Из температурной зависимости видно (Рис. 1), что в дисперсиях Х-20/N-МГФ (0.005 мас. %) происходит падение значений ε' в среднем на 5% по сравнению с исходным Х-20 во всём температурном диапазоне существования мезоморфного состояния.

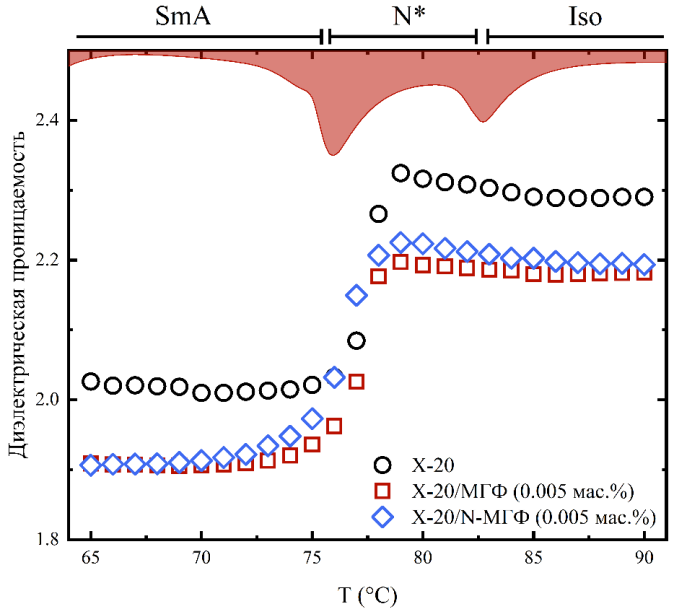


Рис. 1. Температурные зависимости действительной части комплексной диэлектрической проницаемости на частоте 10 кГц. Вверху представлена термограмма Х-20 (5 °С/мин)

При этом значения ε' Х-20/N-МГФ (0.005 мас. %) находятся ближе к приведённым для сравнения значениям Х-20/МГФ (0.005 мас. %) из работы [3]. Различия для дисперсий с МГФ и N-МГФ, наблюдаемые в хиральной-нематической фазе (N*), вероятнее всего, обусловлены большим количеством дефектов на поверхности N-МГФ. Вследствие этого уменьшается упорядоченность молекул Х-20 вблизи поверхности N-МГФ. Это различие хорошо заметно вблизи перехода SmA→N*, который в дисперсии Х-20/N-МГФ (0.005 мас. %) начинается раньше, чем в дисперсии Х-20/МГФ (0.005 мас. %). Анализ частотных зависимостей компонент ε^* показывает отсутствие процессов релаксации и дисперсии диэлектрической проницаемости в исследуемом частотном диапазоне от 10^3 до 10^7 Гц.

3. Заключение

Установлено, что в чистом Х-20 и в дисперсиях Х-20/N-МГФ не наблюдается релаксационных процессов в широком диапазоне частот до 10^7 Гц. При добавлении N-МГФ происходит изменение значений ε' во всём частотно-температурном диапазоне исследования по сравнению с чистым Х-20. Степень влияния N-МГФ в сравнении с МГФ определяется топологическими и химическими различиями в указанных 2D углеродных наноструктурах.

Список литературы

1. Беляев В. В. Жидкокристаллические дисплеи. Технологии настоящего и будущего. Часть 1. От пикселя до гибкой подложки // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2015. Т. 8. № 148. С. 36–47.
2. Беляев В.В. Перспективные применения и технологии жидкокристаллических устройств отображения информации и фотоники // Жидк. крист. и их практич. Использ. 2015. Т. 15. № 3. С. 7–27.
3. Chausov D. N. et al. Mesomorphism, dielectric permittivity, and ionic conductivity of cholesterol tridecylate doped with few-layer graphite fragments // Journal of Molecular Liquids. 2023. Vol. 374:121139
4. Кучеров Р. Н. и др. Реологические свойства дисперсий малослойных графитовых фрагментов в тридецилате холестерола // Жидкие кристаллы и их практическое использование. 2024. Т. 24. №. 4. С. 75–84.
5. Stolbov D. N. et al. Influence of different types of carbon nanoflakes on tribological and rheological properties of plastic lubricants // Fullerenes, Nanotubes and Carbon Nanostructures. 2022. Vol. 30. No. 1. P. 177–184.
6. Столбов Д. Н. и др. Синтез и функционализация малослойных графитовых фрагментов // Российский университет в неустойчивом мире: глобальные вызовы и национальные ответы. 2019. С. 24–29.
7. Perkowski P. The parasitic effects in high-frequency dielectric spectroscopy of liquid crystals–the review // Liquid Crystals. 2021. P. 1–29.

Моделирование электрических характеристик фотодетектора на основе субмикронного КНИ-МОП-транзистора

[1] Борздов А. В., [1] Борздов В. М., [2] Абрамов И. И.

[1] *Белорусский государственный университет*
г. Минск, 220030, пр-т Независимости, 4, Республика Беларусь
borzdov@bsu.by
[2] *Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*
г. Минск, 220013, ул. П. Бровки, 6, Республика Беларусь

Аннотация: *С помощью численного моделирования многочастичным методом Монте-Карло переноса носителей заряда в фотодетекторе на основе субмикронного КНИ-МОП-транзистора с длиной канала 250 нм рассчитаны зависимости плотности тока от времени при воздействии импульсов лазерного излучения видимого спектрального диапазона длительностью 0,5 и 1 пс с длиной волны 650 нм и интенсивностью 10^{11} Вт/м^2.*

1. Введение

Хорошо известно, что интегральные КНИ-структуры, в частности субмикронные КНИ-МОП-транзисторы, являются перспективными для использования в качестве фотодетекторов излучения видимого спектрального диапазона [1, 2]. При этом отдельный интерес представляет исследование воздействия коротких (фемто- и пикосекундных) импульсов лазерного излучения на электрические характеристики таких фотодетекторов [3]. Для исследования электрических характеристик субмикронных полупроводниковых приборных структур, в том числе и фотодетекторов, весьма эффективным и нашедшим к настоящему моменту широкое применение подходом является численное самосогласованное моделирование на основе многочастичного метода Монте-Карло [3–5].

В данной работе приведены результаты моделирования зависимости тока от времени в канале фотодетектора на основе субмикронного КНИ-МОП-транзистора с длиной канала 250 нм при воздействии импульсов лазерного излучения видимого диапазона спектра.

2. Модель фотодетектора и результаты расчетов

Электрические характеристики транзистора рассчитаны в рамках двумерного моделирования методом частиц. Предполагается, что лазерное излучение направлено перпендикулярно плоскости затвора транзистора и охватывает только область канала. Полагается также, что интенсивность импульсов излучения постоянна во времени и равномерно распределена по всей площади затвора. При этом электрод затвора считается практически прозрачным для рассматриваемого излучения. Оптические характеристики материалов взяты из работы [6]. Перенос электронов и дырок моделируется с учетом процессов рассеяния на оптических и акустических фононах, ионизированной примеси, а также процессов оптической генерации и ударной ионизации. Моделируемая область КНИ-МОП-транзистора представлена на рисунке 1.

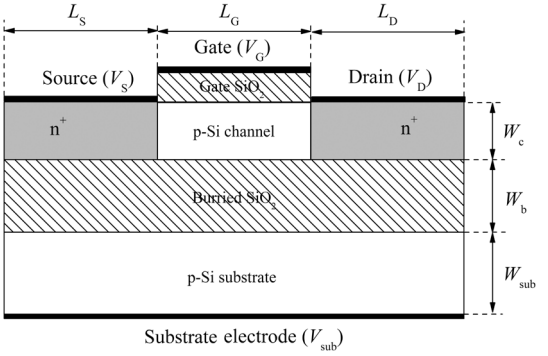


Рис. 1. Двумерная моделируемая область фотодетектора на основе КНИ-МОП-транзистора

Размеры транзистора следующие: длина канала равна L_G = 250 нм, его толщина — W_c = 50 нм, толщина подзатворного окисла (Gate SiO_2) — 5 нм, толщина скрытого окисла (Burried SiO_2) — W_b = 145 нм, толщина подложки — W_{sub} = 200 нм. Размеры областей истока (Sourse) и стока (Drain) составляют $L_S = L_D$ = 50 нм. Канал транзистора полагается нелегированным. Температура кристаллической решетки — 300 К.

На рисунке 2 приведены зависимости плотности тока стока транзистора от времени для значений напряжения на стоке $V_D = 1$ В при напряжении на затворе $V_G = 0$ В относительно истока. Напряжение на подложке относительно истока V_{sub} равно нулю. На рисунке представлены результаты для длительностей импульса воздействующего лазерного излучения, равных 0,5 (сплошная кривая) и 1 пс (штриховая кривая). Длина волны излучения — 650 нм, его интенсивность составляет 10^{11} Вт/м^2. Включение излучения происходит в момент времени $t = 0$.

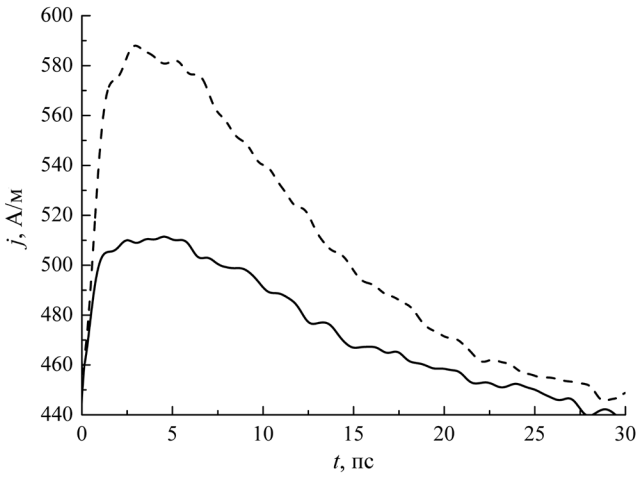


Рис. 2. Зависимость плотности тока фотодетектора от времени

На рисунке видно, что для фотодетектора на основе рассмотренного КНИ-МОП-транзистора, время затухания тока после окончания воздействия излучения при заданных напряжениях на электродах составляет порядка 30 пс как для импульса длительностью 0,5 пс, так и для пикосекундного импульса. При этом изменяется максимальное значение плотности тока.

3. Заключение

Путем численного моделирования на основе многочастичного метода Монте-Карло исследовано затухание тока фотодетектора на основе субмикронного КНИ-МОП-транзистора с длиной канала 250 нм при воздействии импульсного лазерного излучения с длительностью импульсов 0,5 и 1 пс и интенсивностью 10^{11} Вт/м^2 для длины волны излучения, равной 650 нм. Результаты расчетов позволяют сделать вывод, что время затухания тока после воздействия одиночного импульса излучения в обоих случаях остается почти постоянным и составляет порядка 30 пс, а изменяется только максимальное значение тока. Из этого можно сделать вывод, что механизм затухания плотности тока, обусловленный процессами, происходящими в электронно-дырочной плазме у границы раздела подзатворный окисел–канал транзистора, для рассмотренного фотодетектора с длиной канала, равной 250 нм, имеет те же характерные особенности, что и для КНИ-МОП-транзисторов с более коротким каналом, описанных в [7].

Список литературы

1. Cao X.-Y., Lin W.-S., Liu H.-B., Deng J.-N., Arsalan M., Zhu K.-M., Chen Y.-F., and Wan J. An SOI photodetector with field-induced embedded diode showing high responsivity and tunable response spectrum by backgate // IEEE Trans. Electron Devices. 2018. Vol. 65. No. 12. P. 5412–5418.
2. Liu J., Cristoloveanu S., Wan J. A review on the recent progress of silicon-on-insulator-based photodetectors // Phys. Status Solidi A. 2021. Vol. 218. P. 2000751-1–16.
3. Soroosh M., Amiri Y. An ensemble Monte Carlo model to calculate photocurrent of MSM photodetector // IJCSI International Journal of Computer Science Issues. 2013. Vol. 10. No. 2. P. 319–324.
4. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. Saarbrücken : LAP Lambert Academic Publishing, 2016. 444 с.
5. Борздов В. М., Жевняк О. Г., Комаров Ф. Ф., Галенчик В. О. Моделирование методом Монте-Карло приборных структур интегральной электроники. Минск : БГУ, 2007. 175 с.
6. Wang H., Liu X., Zhang Z. M. Absorption coefficients of crystalline silicon at wavelengths from 500 nm to 1000 nm // Int. J. Thermophys. 2013. Vol. 34. P. 213–225.
7. Borzdov A. V., Borzdov V. M., Vyurkov V. V. Monte Carlo simulation of picosecond laser irradiation photoresponse of deep submicron SOI MOSFET // Proc. SPIE. 2022. Vol. 12157. P. 121570Y-1–6.

Фокусировка акустических волн нулевого порядка в пластине ниобата лития[1]

Смирнов А.В., Недоспасов И.А., Кузнецова И.Е.
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН г. Москва, 125009, Российская Федерация
andre-smirnov-v@yandex.ru

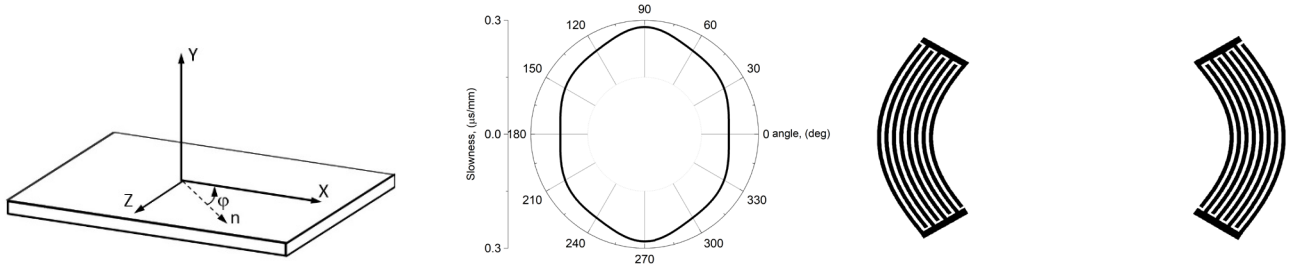
Аннотация: *В работе исследована фокусировка волны с поперечно-горизонтальной поляризацией нулевого порядка (SH0) в пьезоэлектрической пластине ниобата лития. Проведен расчет топологии электродных структур фокусирующих встречно-штыревых преобразователей, с учетом анизотропии поверхности медленностей и дисперсии мод в пластине. Созданы и измерены характеристики линий задержки с искривленными электродами для возбуждения SH0 волны в YX ниобате лития. При помощи сканирующего микроскопа исследовано распределение электрического поля SH0 волны в YX ниобате лития, создаваемого изогнутыми электродами.*

1. Введение

В последние годы активно разрабатываются гибридные устройства, основанные на принципах наноэлектроники, акустоэлектроники и микрофлюидной технике [1-5]. Одной из проблем, возникающих при разработке подобных устройств, является необходимость увеличения интенсивности акустического поля волны в области ее взаимодействия с наноструктурой или объектом внутри микрофлюидного канала. Данная проблема может быть решена путем использования фокусирующих встречно-штыревых преобразователей (ВШП), возбуждающих акустическую волну. Целью работы был теоретический расчет и создание экспериментального образца акустоэлектронной линии задержки на волне в пластине (SH0) с фокусирующими электродами

2. Теория

Теоретический анализ проводился на основе расчета поверхности медленности при постоянной частоте. Под поверхностью медленности подразумевается поверхность обратных фазовых скоростей. Данный расчет был проведен с помощью итерационного алгоритма по углу в совокупности с методом граничных матриц. На рисунке 1 (а) представлено схематическое изображение с рассматриваемой ориентацией кристалла ниобата лития. В данном случае направление вдоль центра пластины соответствует кристаллографической оси X. На рисунке 1(б) приведена поверхность медленности для рассматриваемой моды SH0 в пластине при вращении направления волнового вектора вокруг оси Y. И как видно из этого графика вблизи направления распространения к оси X на поверхности медленности наблюдается небольшая отрицательная вогнутость. Так как нормаль к поверхности медленности соответствует направлению потоков энергии, то отрицательная кривизна сама по себе способствует фокусировке потока энергии. Однако, для создания электродных структур корректной формы, необходимо учесть анизотропию. Для создания фотошаблона было выбрано 120 точек поверхности медленности на угле раствора в 60 градусов. Далее, по этим точкам с учетом расчетов рис.1(б) была рассчитана кривизна всех электродов, а также их период.



а) б) в)

Рис. 1. Схематический рисунок с рассматриваемой ориентацией кристалла YX. (а) Поверхность медленности для моды SH0 при hf=1300 в пластине Y среза при вращении волнового вектора относительно оси Y (б), созданный шаблон фокусирующей линии задержки с фокусирующими электродными структурами (в)

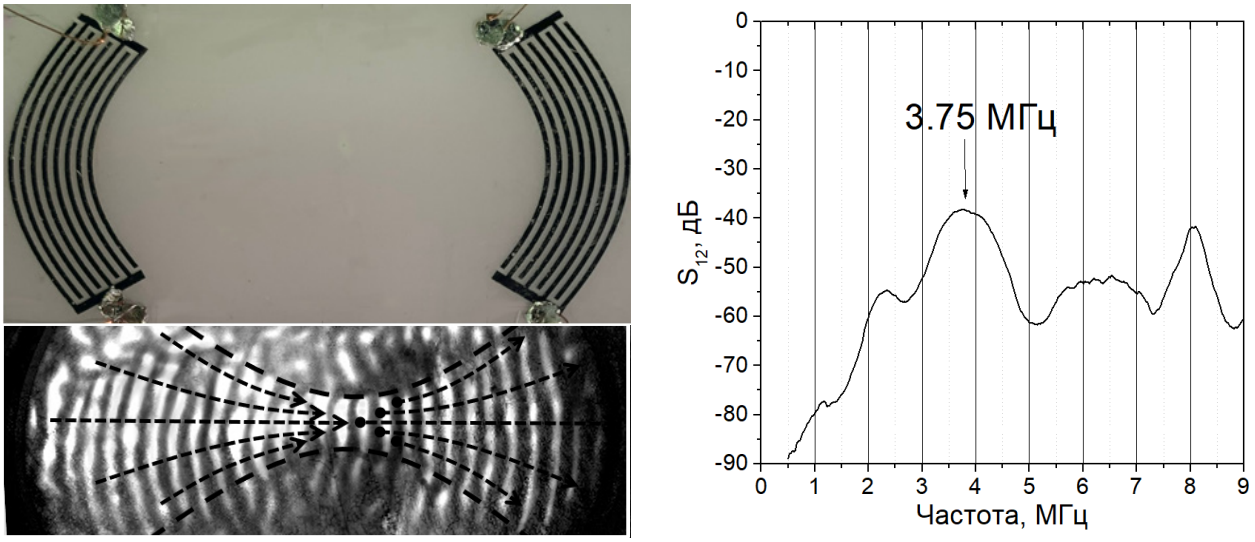
На рисунке 1 (в) представлен созданный фотошаблон. ВШП содержали четыре пары алюминиевых электродов толщиной 400 нм. Длина волны преобразователей, для возбуждения сфокусированной волны SH_0, λ была равна 1.057 и 0.97 мм для $\phi = 0^\circ$ и 30° соответственно. Расстояние от пер-

[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках Государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (FFWZ-2025-0001).

вого электрода ВШП до геометрического фокуса и максимальный угол раскрытия дуги были равны 10λ и 60◦ соответственно.

3. Эксперимент

Экспериментальный образец акустоэлектронной линии задержки создавался на основании данных теоретического расчета, методами проекционной безмасочной фотолитографии (Smart Print, Франция) и магнетронного распыления на постоянном токе (VSE-PVD-DESK-PRO, РФ). В качестве подложки использовалась полированная, с одной стороны, пластина $LiNbO_3$ Y-срез, X – направление распространения, толщиной 305 мкм, размером 35 х 18 мм. Исследование частотной зависимости коэффициента прохождения S_{21} осуществлялось с помощью векторного анализатора цепей Tektronix TTR 506A в диапазоне 0.5-10 МГц. Для подтверждения эффекта фокусировки акустической волны исследовалось распределение ее электрического поля между ВШП. Визуализация осуществлялась с помощью сканирующей электронной микроскопии [6]. На рисунке 2 представлено изображение созданного экспериментального образца линии задержки с фокусирующими электродными структурам и изображение



а) б)

Рис. 2. Фотография созданного экспериментального образца линии задержки с фокусирующими электродными структурами и визуализация распространения акустической волны на поверхности пластины ниобата лития, полученная с помощью электронной микроскопии (а), Частотная зависимость S12- параметров экспериментального образца линии задержки (б)

3. Заключение

В работе показано, что в случае сильной анизотропии скорости волн, для эффективной фокусировки акустического поля, можно использовать ВШП с переменным радиусом кривизны. На основе теоретических расчетов была создана линия задержки с изогнутыми электродами для возбуждения волн SH0 в пластине YX $LiNbO_3$. С помощью сканирующего микроскопа исследовалось распределение электрического поля волны SH_0 в пластине YX $LiNbO_3$, полученной с помощью изогнутых электродов, что подтверждает возможность эффективной фокусировки волн SH_0. Полученные результаты будут полезны при разработке гибридных нано-акустоэлектронных датчиков и устройств.

Список литературы

1. Kolesov V. et al. Influence of plate acoustic waves on electronic transport in nanowires //Nanotechnology. – 2020. – Т. 31. – №. 14. – С. 145205..
2. Wang Y. et al. Generating and detecting high-frequency liquid-based sound resonances with nanoplasmonics //Nano Letters. – 2019. – Т. 19. – №. 10. – С. 7050-7053.
3. Chu Y. et al. Quantum acoustics with superconducting qubits //Science. – 2017. – Т. 358. – №. 6360. – С. 199-202.
4. Dai X. et al. Electric potential and carrier distribution in a piezoelectric semiconductor nanowire in time-harmonic bending vibration //Nano Energy. – 2018. – Т. 43. – С. 22-28.
5. Mohanty S., Khalil I. S. M., Misra S. Contactless acoustic micro/nano manipulation: a paradigm for next generation applications in life sciences //Proceedings of the Royal Society A. – 2020. – Т. 476. – №. 2243. – С. 20200621.
6. Roshchupkin D. V., Brunel M. Scanning electron microscopy observation of surface acoustic wave propagation in the LiNbO/sub 3/crystals with regular domain structures //IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. – 1994. – Т. 41. – №. 4. – С. 512-517.

Исследование атмосферостойкости композитов EAK/AEP-TMPA-SiO_2 в качестве инкапсулянтов для функциональных наноструктур[1]

[1]Кучеров Р.Н., [1]Чекулаев И.С., [1]Дежуров С.В., [1]Курилов А.Д., [1]Чаусов Д.Н.

[1] *Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук*
г. Москва, ГСП-1, 119991, Российская Федерация
parashchuk.ns@mail.ru

Аннотация: *В работе исследуются инкапсулирующие свойства эпокси-акрилатных (EA) соединений (EAK and AEP) как индивидуальных, так и с добавлением сшивающего агента (TMPA) и наночастиц диоксида кремния (SiO_2), для защиты функциональных наноструктур от разрушающего атмосферного воздействия. Синтез данных соединений и их физические свойства были описаны нами ранее [1]. Для сравнения инкапсулирующих свойств в работе также исследовались составы УФ-клея на основе промышленных мономеров: 4-Acryloylmorpholine (M) (97%, Sigma), 2-Phenoxyethyl acrylate (M140) (97%, Alfa Chemical), Butyl acrylate (BA) (99%, Sigma) and the optical grade bisphenol A-based epoxy resin (Trademark PEO-113K) was procured from the Saint Petersburg State Institute of Technology.*

1. Введение

Квантовые точки (QDs) имеют большое значение в современных оптоэлектронных устройствах, дисплеях, люминесцентных концентраторах за счёт узкой полосы люминесценции, высокой квантовой эффективности и регулируемой ширины запрещённой зоны. Однако увеличение эксплуатационной стабильности квантовых точек в условиях ряда внешних воздействий (повышенная температура, влажность, УФ-облучение) остаётся ключевым барьером для их интеграции в оптоэлектронные устройства нового поколения, такие как микро-светодиоды (μLED) и гибкие дисплеи [2]. Несмотря на уникальные оптические свойства, включая узкую полосу излучения и размерно-настраиваемую длину волны, деградация квантовых точек под действием кислорода, влаги и высокоэнергетического излучения.

Для повышения стабильности квантовых точек используются различные материалы, такие как полимерные матрицы с низкой газопроницаемостью, многослойные структуры из светопроводящей подложки, слоя УФ-клея и барьерного слоя, новые типы полимеров с улучшенными барьерными свойствами, нанокомпозиты, эпоксидные смолы.

2. Экспериментальные результаты

На рисунке 1(а) представлены сравнительные данные по изменению интенсивности PL для смесей EA различных составов. Для чистых эпокси-акрилатов (EAK и AEP) и сшивающего агента (TMPA) после термоотверждения наблюдается падение интенсивности PL на 25-35% от интенсивности после УФ-отверждения. После климатических испытаний наблюдаемое увеличение интенсивности QDs до уровня после УФ-отверждения и выше. Это связано с проникновением влаги внутрь EA составов и их помутнению. Вследствие чего увеличивается количество излучения QDs, отражённого образом, что и приводит к увеличению интенсивности PL при измерениях в геометрии на отражение. В составе EAK/AEP наблюдается меньшее изменение интенсивности PL по сравнению с данными после термоотверждения. При этом на поверхности плёнки также наблюдается помутнение. Но ввиду малых изменений интенсивности фотолюминесценции можно сделать вывод, что влага проникла в плёнку только в поверхностном слое. Наилучшие результаты показал состав EAK/AEP соотношение 2:1, в котором интенсивность PL изменяется в пределах погрешности. Добавление к EAK сшивающего агента TMPA приводит к уменьшению интенсивности PL квантовых точек после термоотверждения на 35-50%. В данных образцах, в отличие от предыдущих, происходит деформация поверхностного слоя. Для больших концентраций TMPA (1:1 и 2:1) наблюдается сморщивание поверхности при неизменной интенсивности QDs. Понижение концентрации (до 3:1 и 9:1) приводит к растрескиванию поверхности и увеличению интенсивности фотолюминесценции QDs. Образцы плёнок с TMPA не подвержены turbidity поверхности. При этом стоит отметить, что на интенсивность PL могут влиять и дефекты поверхности. Так для образца EAK/TMPA (3:1) наблюдаемое увеличение интенсивности PL может быть связано с увеличенным рассеянием на дефектах типа растрескивание.

[1] Работа выполнена в рамках государственного контракта № 13.2023.001.01.194 Шифр «Поверхность РФ».

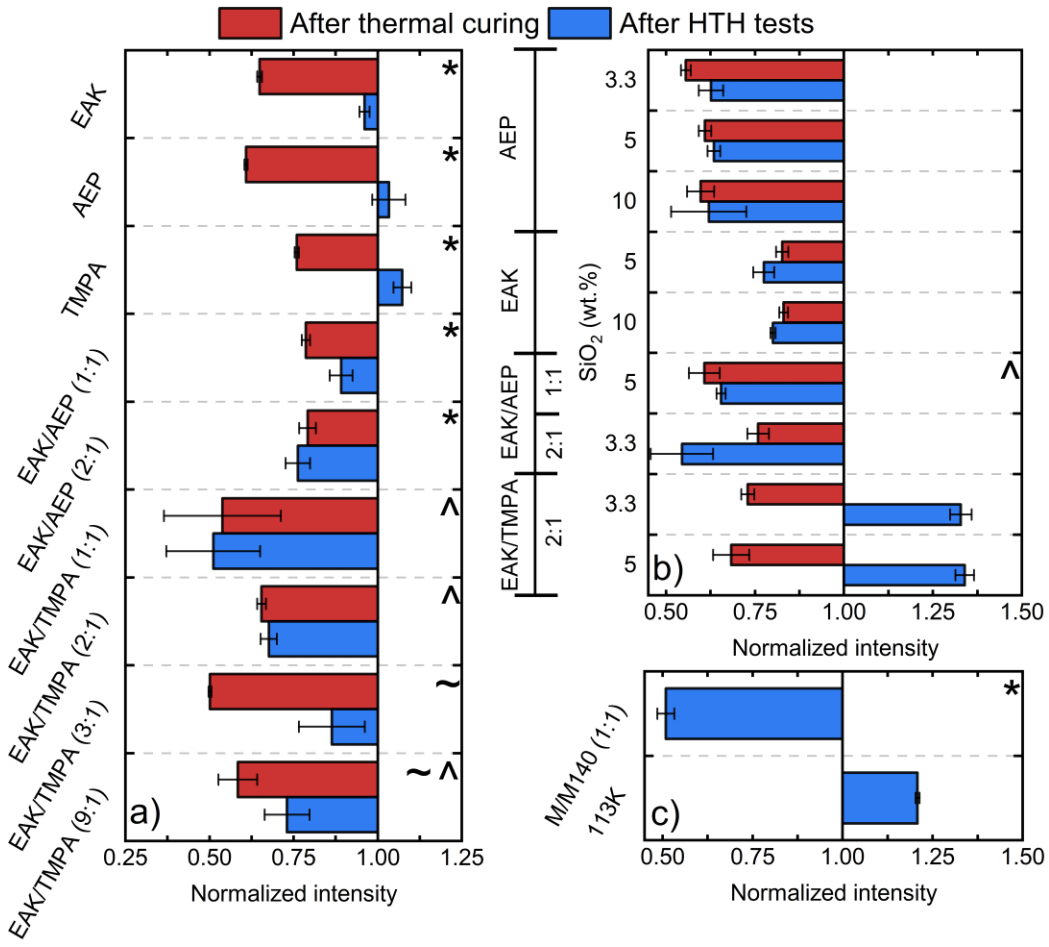


Рис. 1. Изменение интенсивности PL КТ в композициях ЕА после тестирования относительно интенсивности PL и УФ-отверждения: (а) эпоксидно-акрилатные композиции; (б) эпоксидно-акрилатные/нано-SiO_2 композиции; (в) мономерные композиции и эпоксидная смола 113K. Символы: «*» - мутность; «^» - сморщивание; «~» - растрескивание.

3. Заключение

В работе проведено исследование инкапсулирующих свойств эпокси-акрилатных соединений, синтез которых описан в работе [1]. Методом ускоренных климатических испытаний установлено, что эпокси-акрилатные соединения и смеси на их основе эффективно защищают от внешнего атмосферно воздействия включённые в них функциональные материалы, в частности квантовые точки селенида кадмия. Среди смесей эпокси-акрилатов наилучшие результаты защиты от внешнего воздействия показывают смеси EAK/TMPA, где TMPA является функциональной добавкой.

В результате созданные составы эпокси-акрилатов/ SiO_2 являются перспективными материалами для применения в элементах микроэлектроники, сочетая в себе свойства основы для функциональных наноматериалов и защитного покрытия, что качественно улучшает и упрощает технологический процесс устройств с использованием наших материалов.

Список литературы

1. S.V. Dezhurov, I.S. Chekulaev, R.N. Kucherov, D.N. Chausov Epoxy-acrylate/nano-SiO_2 hybrid formulations for optoelectronic coatings // Progress in Organic Coatings 2025, V. 200, ISSN: 0300-9440, p. 109052. DOI: https://doi.org/10.1016/j.porgcoat.2025.109052
2. Moon H. et al. Stability of quantum dots, quantum dot films, and quantum dot light emitting diodes for display applications // Advanced Materials. – 2019. – Т. 31. – №. 34. – С. 1804294.

Повышение эффективности функциональных материалов с высокой ионной проводимостью[1]

[1-3]Юсим В. А., [2]Саркисов С. Э., [1]Чекулаев И.С., [1]Курилов А.Д., [1]Гладилин А.А., [1]Чаусов Д.Н.

[1] *Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук г. Москва, ГСП-1, 119991, Российская Федерация*
[2]*Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт», г. Москва, Российская Федерация*
[3]*Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)», Долгопрудный, Российская Федерация*
Yusim_VA@nrcki.ru

Аннотация: *Работа посвящена способам повышения эффективности функциональных материалов бинарных систем PbF_2-SnF_2 и PbF_2-CdF_2 обладающих высокой фтор-ионной проводимостью синтезированных ГНК методом с целью поиска возможности увеличения эффективности работы суперионников при комнатной температуре.*

1. Введение

Фтор-ионные проводники являются ключевыми материалами для реализации твердотельных фторид-ионных аккумуляторов (ASSFIB), которые демонстрируют высокую теоретическую плотность энергии (например, $PbSnF_4$ или $BaSnF_4$ до 5500 – 5800 Втч/кг с материалом катода Cu и анода LaF_3). Известным фактом является то, что твердотельным фторид-ионным аккумуляторам для нормальной работы нужна высокая температура — более 440К [1, 2]. В этой связи, изготовление промышленных и полупромышленных ASSFIB с высокой плотностью энергии требует создания материалов с высокой фтор-ионной проводимостью в диапазоне рабочих температур 293 – 298К. На данный момент известен ряд неорганических соединений фторидов, обладающих наиболее высокой фторионной проводимостью в данном диапазоне, таких как $MSnF_4$ типа флюорита (M = Pb или Ba, имеющий), $Ln_{1-x}AE_xF_{3-x}$ типа тисонита (Ln = La–Sm, AE = Ca, Sr или Ba), и ASn_2F_5 (A = Na, K, Rb или NH_4) [1, 2]. Так, монокристаллическое соединение $PbCdF_4$ обладает проводимостью $\sigma = 1.2 \times 10^{-4}$ См/см при 293К [1], что является несомненно хорошим результатом, но ниже чем перспективные литий – ионные проводники (например, $Li_{1.3}Al_{0.3}Ti_{1.7}(PO_4)_3$ (LATP) и $Li_{1.5}Al_{0.5}Ge_{1.5}(PO_4)_3$ (LAGP) имеют проводимость 1.6×10^{-4} до 1.5×10^{-4} См/см) [3]. Таким образом, авторами предложен способ повышения значения фтор-ионной проводимостью при комнатной температуре, путем облучения γ–квантами синтезированных монокристаллов фторидов и создания стабильных и однородных пленок на границе раздела катод–электролит (CEI) для эффективного улучшения электрохимических характеристик батарей.

2. Экспериментальные результаты

Исследуемые соединения PbF_2-SnF_2 и PbF_2-CdF_2 были синтезированы методом горизонтально направленной кристаллизацией (ГНК) (Рис.1), при этом в качестве компонентов соединения использовали предварительно синтезированные монокристаллы PbF_2, CdF_2, SnF_2, с последующим измельчением и смешиванием в шаровой мельнице. Стехиометрия исследуемых соединений подбиралась согласно [4, 5] и составляла $Pb_{1-x}Cd_xF_2$ с x = 0.33 и $Pb_{1-x}Sn_xF_2$ с x = 0.5.

Статическую электропроводность σ_{dc} на постоянном токе кристаллов PbF_2–SnF_2 и PbF_2–CdF_2 определяли методом импедансной спектроскопии (прибор Tesla BM-507, диапазон частот $5^{-5} \times 10^5$ Гц). Образцы представляли собой квадрат со сторонами 10 мм и толщиной 0.5 – 1 мм. В качестве электродов использовали серебряную пасту Leitsilber, а также использовали нанесение с материалов катода (Cu) и анода (LaF_3) с помощью установки электронно-лучевого напыления (e-beam). Импедансные измерения проводили в вакуумной ($\sim 10^{-1}$ Па) кондуктометрической установке в диапазоне T = 293–500 K.

Иследования по облучению монокристаллов γ–квантами производились на установки ГУТ-200 М с источником ГИК-7-4 (активность радионуклида ^{60}Co в источнике $\sim 2.18 \times 10^{15}$Бк), мощностью экспозиционных доз составляла 150, 1000, 3500 и 5000 Грей в течении 40 мин.

Исследования выполнялись до и после радиационного облучения, а также с нанесенными электродами и без. Из наших измерений проводимость в монокристаллических необлученных образцах $Pb_{0.67}Cd_{0.33}F_2$ равна $\sigma_{dc} = 2.9 \times 10^{-4}$ См/см, а $Pb_{0.48}Sn_{0.52}F_4$ составляет $\sigma_{dc} = 7.6 \times 10^{-3}$ См/см что при-

[1] Работа выполнена в рамках государственного контракта № 13.2023.001.01.194 Шифр «Поверхность РФ».

мерно соответствовало полученным данным в работе [6] и [7]. После воздействия облучения, наилучшие результаты демонстрировали образцы с экспозиционной дозой 3500 Грей. Проводимость в облученных образцах $Pb_{0.67}Cd_{0.33}F_2$ и $Pb_{0.48}Sn_{0.52}F_4$ составляет $\sigma_{dc} = 8.3 \times 10^{-2}$ См/см и 1.2×10^{-2} См/см соответственно. Природа данного эффекта объясняется многократным увеличение точечных дефектов в кристаллической решетке, что способствует усилению подвижности атомов фтора и соответственно фтор-ионной проводимости. Нанесение электродов с использованием электронно-лучевого напыления дало незначительный эффект по сравнению с использованием серебряных паст.

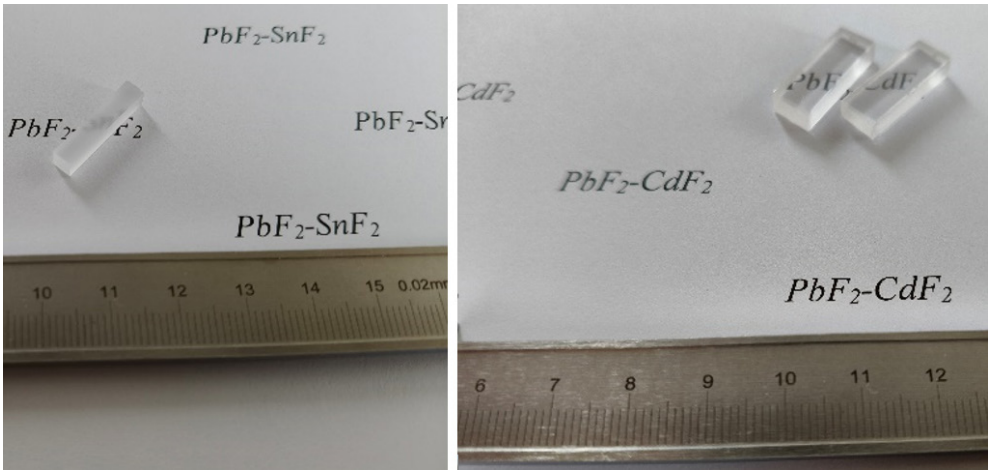


Рис. 1. Синтезированный монокристалл а) PbF_2-SnF_2, б) PbF_2-CdF_2

3. Заключение

Собственная высокая ионная проводимость при комнатной температуре исследуемых монокристаллов повышается воздействия облучением γ–квантами, что позволяет рассматривать флюоритовые твердые растворы PbF_2-CdF_2 и PbF_2-SnF_2 как перспективные матрицы для создания фторидных твердых электролитов для химических источников тока нового поколения, работающих при комнатной температуре.

Список литературы

1. Matsui N., Seki T., Suzuki K., [et. al.] // Appl. Energy Mater. 2023. 6. P.11663-11671 doi.org/10.1021/acsaem.3c02107
2. Kanno R., Nakamura S., Kawamura S. [et. al.]// Solid State Ionics 1992. 51. P.53−59
3. Шиндров А.А., Косова Н.В. // Электрохимия. 2023. Т. 59. № 3. С. 176-182 doi.org/10.31857/S042485702303012X
4. Fedorov P., Goncharuk V., Maslennikova I. [et. al.] // Journal of Inorganic Chemistry. 2016. V. 61, No. 2, P. 239–242. doi.org/10.1134/S0036023616020078
5. Бучинская И.И., Федоров П.П. // Успехи химии. 2004. Т.73. № 4. С.404-434.
6. Сорокин Н.И., Бучинская И.И. // 2022. Т.67. №6. С.971-976. DOI 10.31857/S0023476122060248
7. Liu, J.; Yi, L.; Chen, X.; [et. al.] // Appl. Mater. Interfaces 2023, 15 (30), 36373−36383.

Особенности реологических и акустических свойств магнитной жидкости на основе трансформаторного масла вблизи точки стеклования несущей среды [1]

Зубков С.А.[1], Губарева А.В.[1], Чекулаев И.С.[1,2], Курилов А.Д.[1,2]

[1]Государственный университет просвещения
г. Мытищи, ул. Веры Волошиной 24, 141014, Российская Федерация
[2]Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН
г. Москва, ул. Вавилова 38, 119991, Российская Федерация
ad.kurilov@gmail.com

***Аннотация**: Представлены результаты комплексного исследования структурных, реологических и акустических свойств магнитной жидкости на основе трансформаторного масла с наночастицами магнетита (0–10 об.%). Рентгенофазовый анализ выявил кубическую шпинельную структуру частиц со средним размером кристаллитов 8.88 нм. Реологические измерения на ротационном реометре показали отклонения от модели Эйнштейна уже при 1 об.%. Методы физической акустики позволили выявить особенности в вязко-упругих свойствах вблизи температуры стеклования дисперсионной среды, не описываемые классическими моделями. Для интерпретации данных использована модифицированная реологическая модель, которая хорошо описывает данные по высококонцентрированным суспензиям с частицами сложной формы. Полученные результаты важны при разработке новых магнитных жидкостей с управляемыми свойствами для применения в энергетическом оборудовании.*

1. Введение

Современные требования к диэлектрическим и теплоотводящим материалам в энергетике стимулируют исследования многокомпонентных систем на основе трансформаторных и вакуумных масел. Особый интерес представляют магнитные жидкости, обладающие новыми функциональными свойствами, такими как термомагнитная конвекция. Несмотря на значительный прогресс в изучении таких систем, остаются нерешенными вопросы, связанные с поведением магнитных жидкостей в экстремальных условиях – при высоких концентрациях наночастиц и температурах, близких к точке стеклования дисперсионной среды. Данная работа направлена на системное исследование этих эффектов с использованием современных экспериментальных методов.

2. Материалы и методы

Образцы магнитной жидкости на основе трансформаторного масла с наночастицами магнетита Fe_3O_4 (0–10 об.%) были синтезированы методом химического осаждения с последующей стабилизацией олеиновой кислотой.

Структурные исследования выполнены методом рентгеновской дифракции на дифрактометре Tongda TD-3700 (CuKα-излучение, $\lambda = 1.5418$ Å) в геометрии Брэгга-Брентано. Анализ дифракционных данных проводился с использованием программного обеспечения BGMN и метода Ритвельда.

Реологические измерения осуществлялись на модульном ротационном реометре MCR 302e (Anton Paar) в режимах контролируемого напряжения и скорости сдвига. Для описания неньютоновского поведения применялись многопараметрические реологические уравнения состояния.

Акустические исследования включали измерения скорости и коэффициента поглощения ультразвука (3.65 МГц) импульсным методом переменного расстояния в температурном диапазоне от +50°C до –10°C.

3. Результаты и обсуждение

Рентгенофазовый анализ подтвердил формирование кубической шпинельной структуры частиц магнетита (Fe_3O_4) без примесей гематита или других оксидов железа со средним размером кристаллитов 8.88 нм.

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-00178, https://rscf.ru/project/24-29-00178/.

Результаты реологических измерений, представленных на рисунке 1, демонстрируют существенные отклонения от линейной модели Эйнштейна начиная уже с 1 об.%. Для интерпретации данных использована модифицированная реологическая модель, которая хорошо описывает данные по высококонцентрированным суспензиям с частицами сложной формы [1].

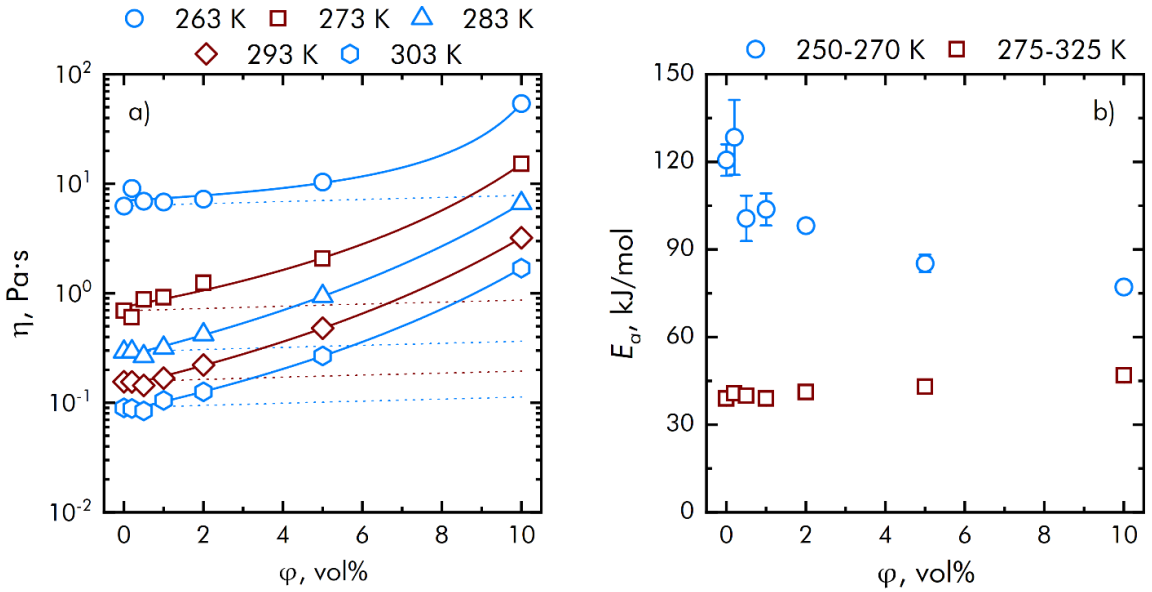


Рис. 1. Концентрационные зависимости сдвиговой вязкости (а) и энергии активации (б) при различных температурах

Акустические исследования показали, что при температурах выше 0°C экспериментальные данные удовлетворительно описываются классическими моделями Рытова-Исоковича вплоть до 1-2 об.%. Для корректного описания поглощения звука в более широком диапазоне концентраций необходимо вводить поправку, связанную с модифицированной реологической моделью.

4. Заключение

Комплексное исследование структурных, реологических и акустических свойств магнитной жидкости на основе трансформаторного масла позволило выявить ряд новых особенностей:

1. Критическое влияние концентрации наночастиц на реологическое поведение, проявляющееся в переходе от ньютоновской жидкости к структурированной системе;
2. Особенности вязко-упругих свойств вблизи температуры стеклования, не описываемые существующими теориями;
3. Сохранение структурной стабильности наночастиц во всем исследованном диапазоне концентраций.

Полученные результаты открывают новые возможности для создания магнитных жидкостей с управляемыми свойствами, что особенно актуально для разработки перспективных диэлектрических материалов в энергетике.

Список литературы

1. Santamarı I., Mendoza C.I. (2010). The rheology of concentrated suspensions of arbitrarily-shaped particles. Journal of colloid and interface science, 346(1), 118-126.

Влияние добавки бензотриазола в электродную пасту на основе PVDF/NMP на свойства литий-железо-фосфатных электродов[1]

[1]Гладилин А.А., [2]Бозов М.Д., [3]Цыганова О.В., [1]Курилов А.Д.

[1] *Институт общей физики им. А. М. Прохорова Российской академии наук г. Москва, ГСП-1, 119991, Российская Федерация*
[2] *ФГАОУ ВО «Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет)» 125009, г Москва, Тверская ул., д. 11*
[3] *АО «Центральное конструкторское бюро автоматики» Космический проспект, 24а, г. Омск-27, 644027*
agladilin@kapella.gpi.ru

Аннотация: *Работа посвящена влиянию бензотриазола на электрофизические и электрохимические характеристики LFP-электродов с целью поиска путей увеличения эффективности работы литий-ионных аккумуляторов.*

1. Введение

Литий-железо-фосфатные (LFP) аккумуляторы широко применяются в накопителях энергии благодаря своей высокой термической стабильности и долговечности [1]. Одним из ключевых факторов, влияющих на электродные характеристики, является состав связующего и дисперсионной среды. Бензотриазол (BTA), как коррозионный ингибитор и поверхностно-активное вещество [2], может оказывать влияние на структуру электродной смеси и, как следствие, на её проводимость и электрохимические характеристики.

Целью работы было оценить влияние добавки бензотриазола (BTA) в электродную суспензию на основе PVDF/NMP на проводимость смеси и электрохимическое поведение LFP-электродов.

2. Экспериментальные результаты

Электродная паста готовилась на основе $LiFePO_4$ (LFP), поливинилиденфторида (PVDF) и растворителя N-метилпирролидона (NMP). В смесь вводился бензотриазол (BTA) в концентрациях 0, 1, 2,5, 5 и 10 мас. %. Электроды наносились на алюминиевую подложку и сушились при контролируемых условиях.

Для каждой серии образцов исследовались следующие параметры:

- Электропроводность электродной смеси.
- Ионная проводимость активного слоя.
- Диэлектрическая проницаемость в диапазоне частот 10^1–10^8 Гц.
- Удельная ёмкость в циклах заряда-разряда (C/10, C/2).
- Кулоновская эффективность.

3. Заключение

С увеличением концентрации BTA наблюдаются определённые тенденции в электрофизических свойствах:

При малых добавках (1–2,5%) фиксируется повышение электропроводности и ионной подвижности, а также увеличение диэлектрической проницаемости по сравнению с контрольной группой. Повышенные концентрации BTA (5–10%) приводят к снижению всех перечисленных параметров, что указывает на ухудшение микроструктуры и снижение эффективности переноса зарядов в электроде.

Список литературы

1. Suttison S., Pengpat K., Intatha U., [et. al.] //Materials Today: Proceedings. 2022. 65. P. 2347-2350. DOI: 10.1016/j.matpr.2022.05.302
2. Wang Y., Zhang S., Tan B. [et. al.] //ECS Journal of Solid State Science and Technology. 2022. 11. P. 044002. DOI: 10.1149/2162-8777/ac627c

1 Работа выполнена в рамках государственного контракта № 13.2023.001.01.194 Шифр «Поверхность РФ».

Влияние дипольной поляризации на продольно-поперечный транспорт электронов в квантоворазмерных гетероструктурах

Яфаров Р. К.

Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

410019, ул. Зеленая, 38, г. Саратов, Российская Федерация

E-mail: pirpc@yandex.ru

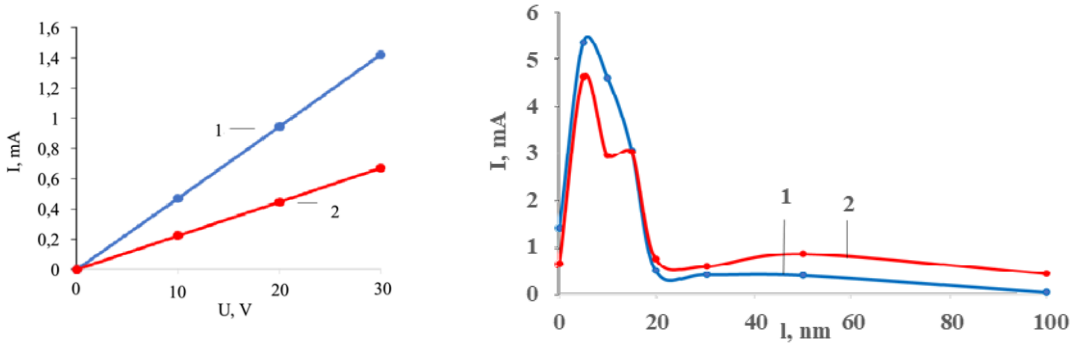
Аннотация: *Исследовано влияние проникновения поля дипольной поляризации в алмазографитовых пленочных структурах с различным электронным обогащением на продольно-поперчный транспорт электронов в гетероструктурах на их основе. Установлено нелинейное влияние дипольной поляризации и толщины обедненного алмазографитового слоя на поперечный транспорт электронов в квантоворазмерных гетероструктурах. Интерпретация нелинейности основана на изменении соотношения между толщиной обедненного слоя и длиной экранирования Дебая дипольной поляризации.*

1. Введение

Особенностью пленочных структур, обладающих полупроводниковыми свойствами, является зависимость их электрических и оптических характеристик от состояния поверхности и способов поверхностной обработки [1, 2]. При любых поверхностных обработках помимо собственных поверхностных состояний, связанных с прерыванием периодичности потенциала кристаллической решетки, они приобретают и другие, несобственные поверхностные состояния, обусловленные возмущением идеальной атомно-чистой поверхности. Поэтому при транспорте электронов вдоль или поперек такой пленки или гетероструктуры основное влияние на все процессы оказывают параметры границ раздела (интерфейс) и приповерхностных областей. В работе изучено влияние дипольной поляризации алмазографитовых пленочных структур на продольно-поперчный транспорт электронов в гетероструктурах на их основе.

2. Методика и результаты экспериментов

Гетероструктуры с различным электронным обогащением слоев получали в одном вакуумном цикле с использованием микроволновой плазмы паров этанола [3]. В нижнем слое использовались обогащенные электронами алмазографитовые пленки толщиной 200 нм. Верхние слои обедненной алмазографитовой пленки имели толщины в интервале от 5 до 100 нм. Подключение гетероструктур к источнику питания осуществлялось через омические контакты, изготовленные на слоях с различным электронным обогащением. После измерения ВАХ гетероструктуры обрабатывали в плазме CF_4 в течение 1,5 минут при смещении -100 В и вновь измеряли ВАХ. Установлено, что в пленочных структурах после микроволнового плазменного фторирования поверхностная проводимость уменьшалась (рис. 1а). В гетероструктурах при фиксированной разности потенциалов между слоями 30 В и толщинах обедненных слоев в диапазоне от 20 до 100 нм поперечные токи больше после плазменного фторирования, а при толщинах от 0 до 15 нм они меньше или равны токам в отсутствие фторирования (рис. 1б).



а) б)

Рис. 1. ВАХ поверхностной проводимости обогащенной алмазографитовой пленки (а) и зависимости поперечных токов в 2 D гетероструктурах с различным электронным обогащением слоев от толщины обеднённого слоя (б) до (1) и после (2) обработки в микроволновой плазме CF_4

Обработка алмазографитовых пленочных структур в микроволновой плазме электроотрицательных газовых сред, например, фторсодержащей (CF_4) увеличивает суммарный дипольный момента поверхности и работу выхода электронов. Отрицательный заряд в поверхностных локализованных состояниях, возникших при плазменной обработке, обедняет приповерхностный слой носителями заряда с одноименным знаком – электронами и уменьшает поверхностную электропроводность (рис. 1а). Толщина слоя, обедненного носителями, определяется глубиной проникновения поля хемосорбированных атомом фтора и совпадает с радиусом экранирования Дебая [1, 2].

Согласно квантовой механике, в гетероструктурах с туннельно тонкими обедненными слоями, представляющими собой квантовые барьеры (КБ) на обогащенном основании, коэффициент прозрачности D для поперечного туннельного транспорта электронов тем больше, чем меньше толщины слоев l [4]:

$$D \approx \exp\left[-\frac{2}{h}\int_0^l \sqrt{2m(U-W)}dx\right], \quad (1)$$

где $h = 6{,}62\cdot10^{-34}$ Дж·с - постоянная Планка, m - масса туннелирующей частицы, U - потенциальная энергия, W - энергия электрона, падающего на барьер.

Увеличение напряженности внешнего поля и уменьшение толщины обедненных слоев увеличивает концентрацию электронов в приповерхностной области обогащенных слоев с образованием в них приповерхностных квантовых ям. Нулевая энергия электронов в ямах увеличивается тем больше, чем меньше толщина обедненных слоев и более узким становится прилегающий к ним слой 2 D электронного газа. В соответствие с (1), увеличение собственной энергии электронов в результате размерного квантования дополнительно увеличивает прозрачность КБ для туннелирования электронов. Этот механизм транспорта хорошо согласуется с экспериментальными данными для гетероструктур без плазменного фторирования с толщинами обедненных слоев от 5 до 20 нм (рис.1б).

В гетероструктурах с различным электронным обогащением слоев поперечный диффузионно-дрейфовый ток, величина которого пропорциональна градиенту концентрации электронов между слоями, уменьшает продольный ток между контактами. При плазменном фторировании отрицательный электростатический потенциал формирует поперечное поле в приповерхностной области участка обедненного слоя между контактами, проникающее на глубину радиуса Дебая. Уменьшение диффузного рассеяния на границе слоев увеличивает продольный и под контактом поперечный токи. Механизм реализуется при толщинах КБ в диапазоне от 100 до 20 нм.

Уменьшение толщины КБ увеличивает напряженность проникающего поля хемосорбированных ионов фтора на границе слоев. Это уменьшает поперечную диффузию и замедляет формирование подповерхностных квантоворазмерных слоев 2 D электронного газа. Снижение собственной энергии уменьшает коэффициент прозрачности для туннелирования электронов. При толщине КБ равной радиусу Дебая L_d поперечный ток равен току в отсутствии обработки в плазме фтора.

3. Заключение

Экспериментальное определение радиуса Дебая позволяет проводить контроль концентрации носителей заряда полупроводниковых нанообъектов при минимальном количестве используемых для расчета других фундаментальных физических параметров. При $L_D = 15 \cdot 10^{-9}$ м (рис.1б) расчет концентрации электронов n по формуле [1]:

$$n = \varepsilon\varepsilon_0 kT/q^2 L_d{}^2, \quad (2)$$

при $\varepsilon = 12$ - диэлектрическая проницаемость среды, $kT = 0{,}025$ эВ – тепловая кинетическая энергия электронов при комнатной температуре, q – заряд электрона, дает значение концентрации в обедненном слое $n = 9{,}3\cdot10^{17}$ см$^{-3}$.

Список литературы

1. Бонч-Бруевич В.Л, Калашников С.Г. Физика полупроводников. М.: Наука, 1977. 672 с.
2. Оура К., Лифшиц В.Г., Саранин А.А. и др. Введение в физику поверхности. М.: Наука, 2006. 490 с.
3. Яфаров Р.К. Физика СВЧ вакуумно-плазменных нанотехнологий. М.: Физматлит, 2009. 216 с.
4. Блохинцев Д. И. Основы квантовой механики. М.: Наука, 1983.

Экспериментальное исследование влияния вязкости жидкости на прямую и обратную акустические волны в пластине ниобата лития[1]

Смирнов А. В., Дацук Е. Р.

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11, Российская Федерация
datsuk.elizaveta@yandex.ru

Аннотация: *В работе были исследованы сенсорные свойства прямой (SH_1) и обратной (A_1) волн, распространяющихся в пластине YX ниобата лития на частотах 7.03 и 10.25 МГц соответственно. Прямая волна показала большую чувствительность к изменению вязкости жидкости, чем обратная. Полученный результат объясняется различиями в поляризации исследуемых волн.*

1. Введение

Датчики жидкости могут быть основаны на различных физических принципах. Наиболее распространены резистивные, кондуктометрические, индуктивные датчики. К преимуществам акустоэлектронных датчиков относятся малый размер, селективность, и отсутствие контакта среды с электродами. Обратные акустические волны – это волны, групповая скорость которых противоположна направлена фазовой. Существование таких волн в пьезоэлектрических пластинах было обнаружено относительно недавно [1], поэтому их сенсорные свойства на данный момент малоизучены. В различных научных работах были выдвинуты предположения о перспективности использования обратных акустических волн для создания высокочувствительных датчиков малых размеров [2,3]. Благодаря тому, что обратные волны распространяются вблизи частоты отсечки, они могут быть более чувствительны к изменениям условий внешней среды, чем прямые волны. В данной работе экспериментально исследуется влияние вязкости жидкости на прямую и обратную волны в пластине YX ниобата лития.

2. Методика

В качестве подложки для акустоэлектронного устройства использовалась полированная с двух сторон пластина YX ниобата лития (Y-срез, X-направление распространения волн) толщиной 350 мкм. Производилось нанесение электродных структур из алюминия с помощью методов магнетронного напыления и проекционной фотолитографии. Длина волны полученного единичного встречно-штыревого преобразователя была равна 1.8 мм. С помощью векторного анализатора цепей снималась амплитудно-частотная характеристика параметра S_{11} устройства. Для исследования были выбраны прямая волна на частоте 7.03 МГц и обратная волна на частоте 10.25 МГц (рис. 1 а).

Ячейка с жидкостью устанавливалась с тыльной стороны пластины, свободной от электродных структур. Для варьирования вязкости жидкости было приготовлено одиннадцать водных растворов глицерина с различной концентрацией от 0 до 100%. Значения вязкости для растворов различной концентрацией были взяты из справочных данных.

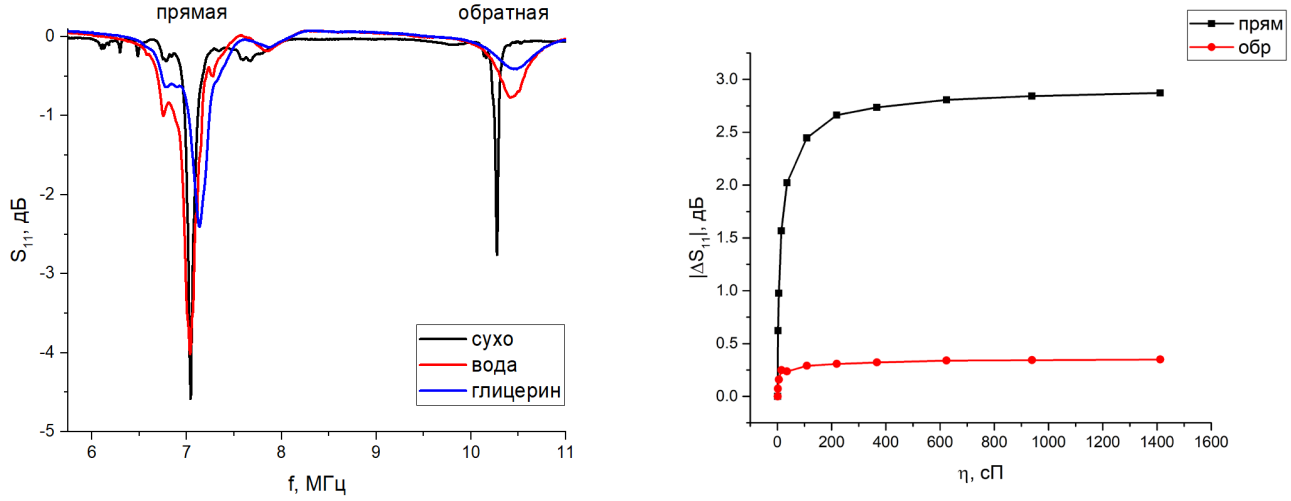
3. Результаты

При увеличении вязкости жидкости происходило уменьшение глубины пиков, то есть постепенное затухание волн (рис. 1 а). В качестве амплитудного отклика использовалась разность между параметром S_{11} волны при контакте пластины с вязкой жидкостью и параметром S_{11} волны при контакте пластины с водой. Была получена зависимость амплитудного отклика от вязкости жидкости для прямой и обратной волн (рис. 1 б). Наиболее сильно амплитудные характеристики волн изменяются в диапазоне вязкости от 0 до 200 сП.

Исследуемая прямая волна оказалась более чувствительной к вязкости жидкости, чем обратная, что можно объяснить различиями в их структуре. Обратная волна имеет антисимметричную поляризацию, то есть ее максимальная компонента механического смещения U_3 направлена нормально поверхности пластины. В связи с этим, обратная волна обладает большими радиационными потерями и подвергается сильному затуханию уже при контакте с водой (рис. 1 а). Прямая же волна обладает

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (грант №23-79-10079).

поперечно-горизонтальной поляризацией, то есть имеет максимальную компоненту механического смещения U_2, лежащую в плоскости пластины перпендикулярно волновому вектору. При контакте с водой волна с поперечно-горизонтальной поляризацией затухает незначительно, благодаря чему имеет больший амплитудный диапазон для отклика на изменение вязкости жидкости.



а) б)

Рис. 1. а) АЧХ параметра S_{11} сухого резонатора, при контакте с водой, глицерином.
б) Зависимость параметра S_{11} от вязкости раствора для прямой и обратной волн

4. Заключение

Таким образом, в работе было проведено сравнение амплитудных откликов на изменение вязкости жидкости прямой (SH_1) и обратной (A_1) акустических волн в пластине YX ниобата лития. Обратная волна испытывает значительное затухание при контакте с водой, что объясняется ее антисимметричной поляризацией. В связи с этим, прямая волна является более чувствительной к изменению вязкости жидкости. В дальнейшем представляет интерес исследования чувствительности к вязкости обратной волны с поперечно-горизонтальной поляризацией. В данном срезе и направлении пластины ниобата лития таких волн не существует, поэтому требуется произвести поиск обратных волн другой поляризации в других срезах и материалах.

Список литературы

1. Zaitsev B. D., Kuznetsova I. E., Borodina I. A., Teplykh A. A. The peculiarities of propagation of the backward acoustic waves in piezoelectric plates //ieee transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. 2008. Vol. 55. No. 7. P. 1660-1664.
2. Smirnov A., Zaitsev B., Nedospasov I., Nazarov G., Kuznetsova I. Backward Acoustic Waves in Piezoelectric Plates: Possible Application as Base for Liquid Sensors //Sensors. 2023. Vol. 23. No. 2. P. 648.
3. Caliendo C., Hamidullah M. Pressure sensing with zero group velocity lamb modes in self-supported a-SiC/c-ZnO membranes // Journal of Physics D: Applied Physics. 2018. Vol. 51. No. 38. P. 385102.

Этапы проектирования, испытаний и использования клистрона KL-S на 50 МВт

М.В. Арсеньтева, А.М. Барняков, В.Я. Иванов, А.Е. Левичев, О.А. Павлов, И.Л. Пивоваров, С.Л. Самойлов, Д.И. Чекменёв

Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН
Россия, 630090, Новосибирск, просп. Академика Лаврентьева, 11

Аннотация: *В Институте ядерной физики (ИЯФ) СО РАН был спроектирован и изготовлен импульсный клистрон KL-S с выходной мощностью 50 МВт на частоте 2856 МГц. В статье приведена мотивация необходимости изготовления. Проведён расчет с помощью программы CST Microwave Studio. По результатам расчёта была спроектирована конструкция клистрона. На экспериментальном стенде "Клён" проведены испытания. Представлены результаты измерения прототипа клистрона. Отдельно представлено использование клистронов на синхротроне "СКИФ" и ближайшая перспектива их внедрения.*

Введение

В Институте Ядерной Физики (ИЯФ) СО РАН был спроектирован и изготовлен импульсный клистрон KL-S с выходной мощностью 50 МВт на частоте 2856 МГц. Мотивацией послужило отсутствие в России подобного класса устройств и в запрете приобретения их за рубежом.

На данный момент в ИЯФе используются американские клистроны марки 5045 (SLAC, USA) для питания ускоряющих секций инжектора электронов и позитронов [1], который в свою очередь запитывает два ускорителя ВЭПП-4 и ВЭПП-2000. В случае отказа в работе одного из четырёх клистронов останавливается экспериментальная работа по встречным пучкам всего института. За время эксплуатации клистронов выходили из строя разные элементы конструкции клистрона (соленоид, узлы накала катода, выходные СВЧ окна и т.д.), которые экстренно приходилось ремонтировать. Накопленный опыт позволил принять решение по проектировки и изготовления собственного клистрона.

Первый этап, расчет клистрона

Для расчёта клистрона была выбрана конструкция из одного входного, четырёх группирующих и выходного резонатора. Расчёт проводился с помощью программы CST Microwave Studio. За основные параметры были взяты следующие значения: напряжение на пушечном узле 350 кВ, ток пучка 350 А, входная СВЧ мощность 400 Вт. Магнитная система сопровождения пучка обеспечивалась соленоидом с полем 1.2 кГс. По результатам моделирования были подобраны частоты группирующих резонаторов, длины трубок дрейфа, коэффициенты связи входного и выходного резонаторов. Расчёты показали возможность получить выходную мощность не менее 54 МВт. На основе этих данных была изготовлена конструкторская документация и запущенна в производство. Результаты расчёта приведены на рис.1.

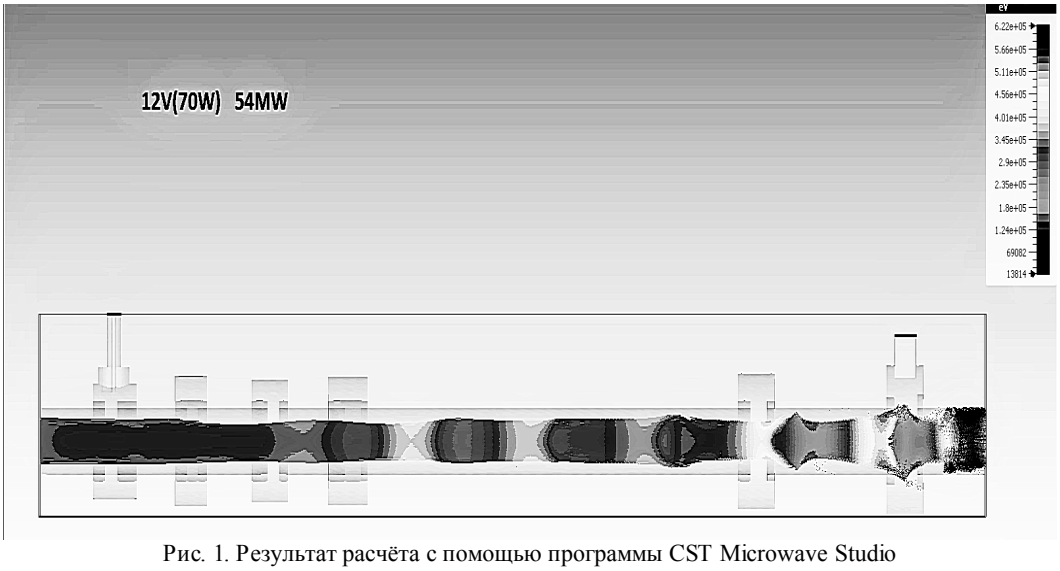


Рис. 1. Результат расчёта с помощью программы CST Microwave Studio

Второй этап, создание экспериментального стенда “Клён”

Параллельно с расчётами, был собран испытательный стенд “Клён”. В его состав вошли модулятор с тиратронным управлением и выходным напряжением 23 кВ с длительностью импульса до 5 мкс, стойка управления и блокировок в случае пробоев, накальный узел с выходной мощностью до 800 Вт и СВЧ генератор с усилителем до 500 Вт.
Так же в состав стенда включена система охлаждения клистрона и СВЧ нагрузки. На стойку управления выведен контроль давления воды в системе.

Третий этап, испытания клистрона

Для проверки работоспособности модулятора был собран первый макет клистрона KL-S-0 (KL-клистрон, S- диапазон, 0-порядковый номер). Он состоял из катодного узла с металлопористым катодом, пролётной трубки, коллектора и соленоида. Вакуумные элементы были собраны на соединение типа конфлет для оперативной последующей разборки. На нём провели испытания катода и токопрохождение. Второй клистрон KL-S-1 стал полноценным устройством, где вместо пролётной трубки был установлен группирователь пучка с выходным резонатором и СВЧ окном. Из-за высоких напряжённостей электрических полей в резонаторах и требованию к вакууму, который должен быть не более, чем десять в минус девятой степени торр. Элементы группирователя были изготовлены из бескислородной меди марки 5N (99.999%) с помощью точения резцом с алмазной пластиной для получения зеркальной поверхности. Измерения выходной мощности проводились калиброванной детекторной головкой с вакуумного направленного ответвителя с переходным ослаблением 72 дб. Данный клистрон позволил получить 5 МВт выходной мощности, что далеко не соответствовало расчётным значениям. После разборки и вскрытия группирователя был обнаружен брак в виде плохой пайки одного пролётного резонатора.

Для модели KL-S-2 был заново спаян группирователь и поставлен вместо бракованного, что позволило достигнуть мощности в 50 МВт, но на частоте на 8 МГц выше расчётной. Повышенная частота была связана с уходом частоты входного резонатора при пайке.

При изготовлении KL-S-3 были учтены все предыдущие ошибки и результатом стал клистрон с выходной мощностью 50 МВт [2]. Этот прибор стал прототипом всех остальных изготовленных в ИЯФе. Максимальное значение тока, которое удалось получить с данного катода, соответствует 310 А при необходимых по расчёту 350 А. Это позволило получить на выходе 50 МВт вместо расчётных 54 МВт.

Использование

На сегодняшний день изготовлено и установлено три клистрона, два для питание линейного ускорителя синхротрона “СКИФ” [3], ещё один для случая выхода из строя работающих. Сейчас запущенно в производство ещё 5 клистронов для модернизации линейного ускорителя в Курчатовском институте синхротронного излучения.

Заключение

За короткий срок был рассчитан, спроектирован, изготовлен и испытан клистрон S диапазона на мощность свыше 50 МВт, это позволило не сорвать сроки запуска синхротрона “СКИФ” и стать базовым элементам для планирования будущих мощных линейных ускорителей.

Данная работа была высоко оценена правительством Новосибирской области и группе разработчиков была присуждена Государственная премия по НСО.

Список литературы

1. F. A. Emanov, K. V. Astrelina, V. V. Balakin et al. VEPP-5 Injection Complex. Phys. Part. Nuclei Lett. **20**, 754–756 (2023). https://doi.org/10.1134/S1547477123040258
2. Levichev, A., Barnyakov, A., Samoylov, et al. Development and testing of a high-power S-band klystron at BINP SB RAS. Nuclear Science and Techniques, 2024, Vol. 35. No. 7, article No 117
3. https://indico.inr.ac.ru/event/5/contributions/78/

Высокомодовый гиротрон

Колосов С. В.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск
kolosov@bsuir.by

Аннотация: *Рассматриваются возможности генерации миллиметровых электромагнитных волн гиротроном работающем на модах с большими азимутальными и радиальными индексами. Для расчета таких гиротронов использовалась программа Gyro-K.*

1. Введение

Создание мощных гиротронов работающих в диапазоне миллиметровых длин волн является актуальной и сложной задачей. Для ее решения были использованы возможности компьютерной программы Gyro-K [1-4]. Она позволяет рассчитывать гиротроны работающие на любых типах волн. Были проведены расчеты гиротронов работающие на высоких азимутальных и радиальных типах волн, в частности на моде $TE_{36,16}$. Это позволит создавать гиротроны работающие частотах свыше 100 ГГц.

2. Результаты расчетов

В программе GYRO-K все параметры гиротронов задаются в нормированном виде. Например, все длины задаются в радианах, так длина волновода в расчетах $l=\frac{2\pi L}{\lambda_0}=130$ радиан (2π- одна длина волны). Величина тока электронного потока составляла 1,3А $\left(\sigma=\frac{\eta_0\mu_0}{c}I_0=0.73723\cdot10^{-3}I_0[A]=0.000945\right)$, стартовый ток равен $I_{ст.}$=0.63А, ускоряющее напряжение составило 84,7Кв, питч фактор $q=V_\perp/V_\parallel=1.3$, средний нормированный радиус резонатора $g=\frac{2\pi R_W}{\lambda_0}=59.93$, нормированное значение радиуса ведущего центра ларморовских орбит $r_{vc}=\frac{R_{vc}2\pi}{\lambda_0}=38.44$, нормированное значение магнитостатического поля $F(z)=\frac{\mu_0 eH_z^0(z)}{\omega_0}=\frac{1.748\cdot10^{11}\cdot B_0[T]}{2\pi\cdot f_0[Hz]}$=1.12.

Интегральные характеристики для рассчитанного варианта гиро-ЛБВ показаны на рисунке 1.

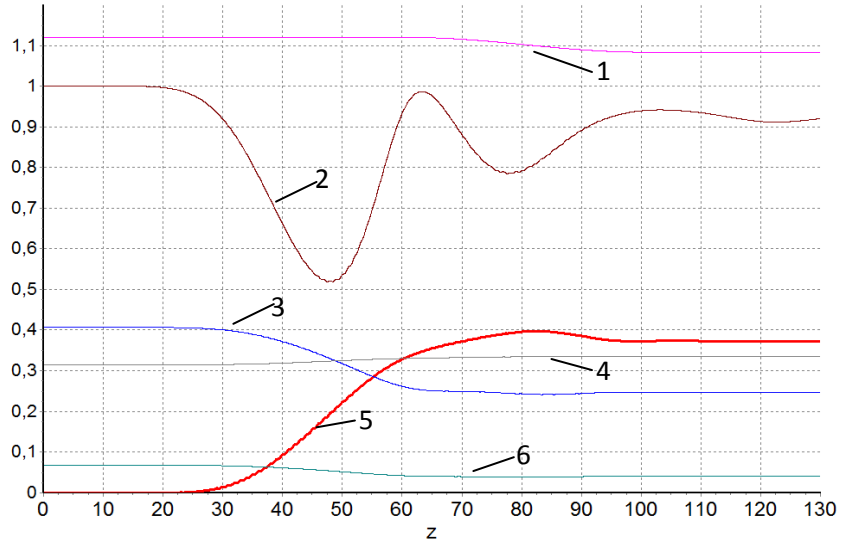


Рис.1, 1 - Магнитостатическое поле F, 2 - функция фазовой группировки электронов на первой гармонике циклотронной частоты, 3- средняя поперечная скорость электронов, 4- средняя продольная скорость электронов, 5- электронный КПД, 6 - средний радиус вращения электронов на ларморовской орбите

Из этого рисунка следует, что электронный КПД прибора может достигать 38%, а функция поперечной фазовой группировки электронного потока достигает почти 50%, при этом значительно уменьшается средняя поперечная скорость электронов (кривая 3), а средняя продольная скорость

электронов несколько увеличивается (кривая 4). Для повышения КПД магнитостатическое поле несколько понижается ближе к концу волновода (кривая 1):

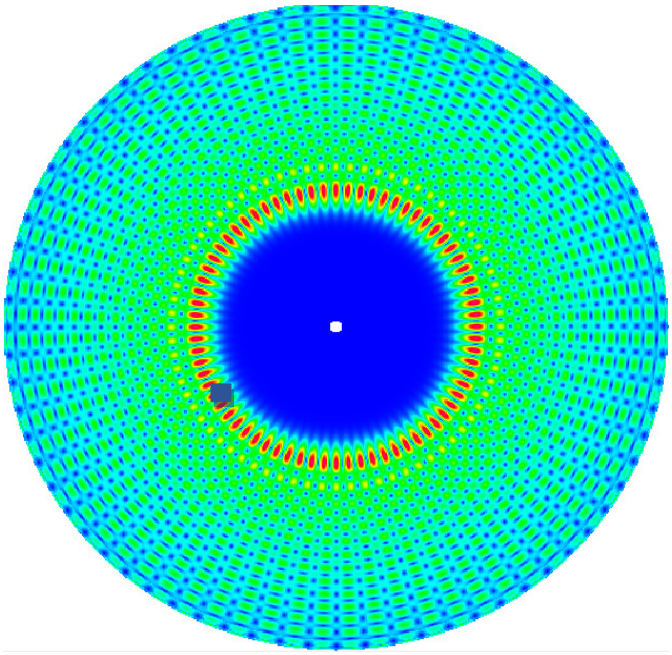


Рис. 2. Амплитуда волны в поперечном разрезе на середине волновода

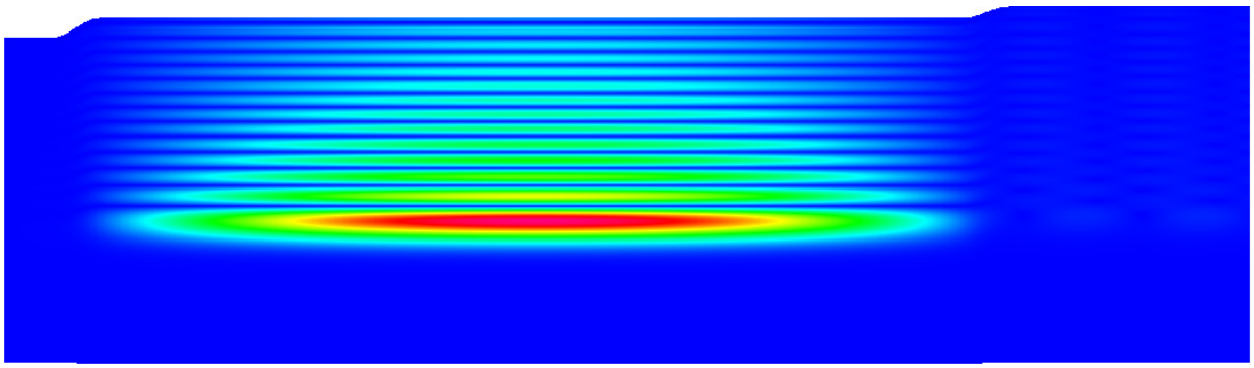


Рис. 3. Амплитуда волны $TE_{36,16}$ в продольном разрезе волновода

3. Заключение

В результате расчетов гиротронов, работающих на высоких радиальных и азимутальных волновых модах было установлено, что максимальное КПД гиротронов без последующей рекуперации электронного потока может достигать 38%

Список литературы

1. Колосов, С. В., Зайцева И. Е., Компьютерная программа GYRO-K для разработки и проектирования гирорезонансных приборов СВЧ // СВЧ-электроника. 2017. № 2. С. 46–48.
2. Колосов, С. В. Оптимизация электронных приборов СВЧ с нерегулярными волноводами / С. В. Колосов // LAP LAMPERT Academic Publishing RU. 2018. 197с.Колосов
3. Колосов С.В., Шатилова О.О., ГИРО-ЛБВ-умножитель частоты // Доклады БГУИР, V.22, №3, 2024
4. Колосов С.В., Шатилова О.О., 2-х модовый 600 гигагерцевый гиротрон на второй гармонике гирочастоты // КрыМиКо 2023, 159-160с.
5. Kolosov C.B., Шатилова О.О., Гигагерцевый гиротрон большой мощности // 34-я Международная конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, Крым, Россия, 2024, вып.6, с.159-160, ISSN 2619-1628.

Моделирование электронно-оптической системы сильноточного релятивистского гиротрона терагерцового диапазона[1]

[1,2] Леонтьев А.Н., [1,2] Розенталь Р. М.

[1] *Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова Российской академии наук*
г. Нижний Новгород, 603950, БОКС 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
leontiev@ipfran.ru

[2] *Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского*
603022, Россия, Нижний Новгород, проспект Гагарина, 23

Аннотация: *В работе представлены результаты разработки электронно-оптической системы для сильноточного гиротрона терагерцового диапазона на базе ускорителя "Синус-6". Рассчитана конфигурация магнитной системы с компрессией пучка, обеспечивающая достижение пиковых полей свыше 30 Тл. Показана возможность эффективной раскачки поперечных скоростей частиц в пучке до питч-фактора ~1 при использовании одиночного кольцевого кикера. Полученные параметры электронного пучка соответствуют требованиям для обеспечения высокоэффективного взаимодействия в гиротроне на частоте 0,5 ТГц.*

1. Введение

В наших предыдущих исследованиях [1] были представлены расчетные результаты, демонстрирующие возможность реализации эффективного электронно-волнового взаимодействия в сильноточном релятивистском гиротроне с селективным продольно-щелевым резонатором в частотном диапазоне ~0.5 ТГц. Подобные источники мощного терагерцового излучения представляют значительный интерес для различных приложений, включая исследования процессов газового разряда [2] и другие фундаментальные и прикладные задачи.

Однако ключевой проблемой, требующей решения для практической реализации такого гиротрона, остается формирование сильноточного электронного пучка с заданными параметрами: энергией частиц ~500 кэВ, током до 2000 А и питч-фактором ~1 в условиях сверхсильного магнитного поля порядка 30 Тл. Именно разработке электронно-оптической системы, способной обеспечить формирование пучка с указанными характеристиками, и посвящено настоящее исследование. Основные задачи работы включают расчет конфигурации магнитной системы с компрессией пучка и моделирование процессов раскачки поперечных скоростей винтового электронного пучка.

2. Магнитная система сильноточного гиротрона

Основной технической сложностью при создании терагерцовых гиротронов с релятивистскими параметрами является необходимость генерации сверхсильных магнитных полей (~30 Тл) в достаточно большом объеме. Для снижения требований к магниту и его системе питания при создании электронно-оптической системы был выбран подход с магнитной компрессией пучка, позволяющий минимизировать объем высокопольной области.

В предложенной конфигурации первичное формирование пучка и первичная раскачка поперечных скоростей происходят в умеренном ведущем поле (~6,8 Тл) с использованием кикерной системы, после чего при сжатии пучка с изначальным радиусом 4.6 мм в области резонатора достигается требуемый питч-фактор ~1 и оптимальный радиус ведущих центров 2.2 мм. Как показали предыдущие исследования [3], практический предел коэффициента компрессии в такой системе составляет около 5. Магнитная система реализована в виде двухсоставной конструкции: основной соленоид с корректирующей катушкой формирует протяженное однородное поле в области катода и кикера, в то время как вложенный резонаторный соленоид создает пиковое поле 30 Тл в рабочей области. Подобным образом была устроена электронно-оптическая система сильноточного гиротрона, описанная, например, в [4]. Для минимизации объема высокопольной области радиус намотки резонаторного соленоида соответствует внешнему радиусу выходного волновода гиротрона.

Для расчета магнитной системы использовалась среда CST. Расположение основных элементов показано на рис. 1(а), а значения продольной компоненты магнитного поля на оси системы на рис. 1(б). Согласно расчетам для достижения необходимой величины поля в 30 Тл необходимо обеспечить ток в основном и резонаторном соленоиде около 2500 А, что представляется достижимым в коротко-импульсных системах.

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования России. Грант FSWR-2024-0003.

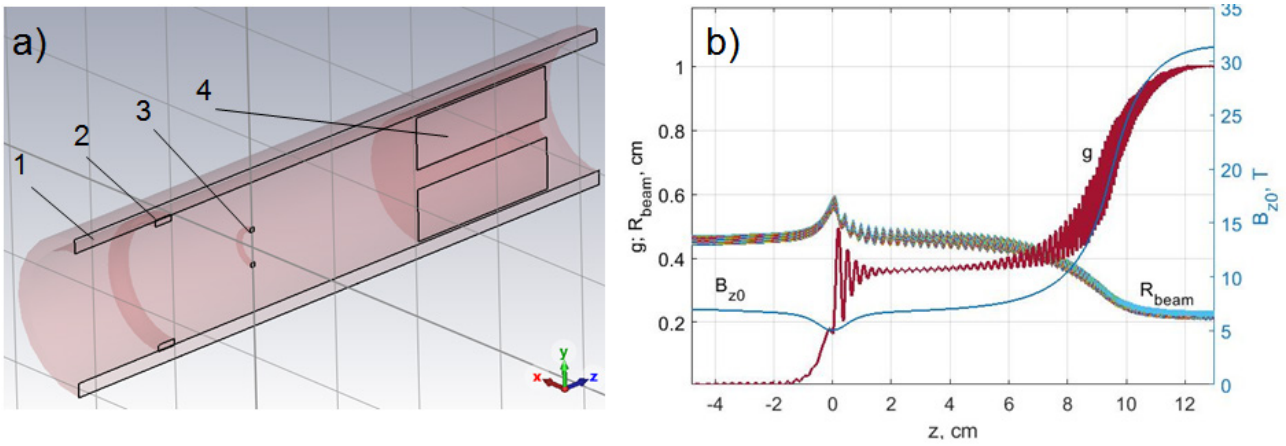


Рис. 1. (а) Основные элементы магнитной системы сильноточного гиротрона: (1) – основной соленоид, (2) – корректирующая катодная катушка, (3) – кикер, (4) – резонаторный соленоид; (б) Результаты расчетов электронно-оптической системы сильноточного гиротрона: зависимости продольной компоненты ведущего магнитного поля на оси системы, радиусы траекторий частиц при различных радиусах встрела и средний питч-фактор пучка

3. Формирование винтового электронного пучка

Для анализа формирования винтового электронного пучка в системе с кикерной раскачкой и магнитной компрессией применялся одночастичный подход. В рамках данного метода последовательно для различных начальных радиусов встрела решались уравнения движения отдельного электрона в неоднородном магнитном поле:

$$\ddot{\vec{r}} = \frac{e}{m\gamma}\left[\dot{\vec{r}} \times \vec{B}\right],$$

где $\vec{r}$ – радиус-вектор электрона e, m– соответственно, заряд и масса покоя электрона, γ – релятивистский масс-фактор, $\vec{B}$ – индукция магнитного, включающая поле ведущей системы и поле кикера. Подобный подход позволяет учесть конечную толщину исходного прямолинейного трубчатого пучка при пренебрежении эффектами пространственного заряда [5].

Результаты моделирования представлены на рис.1(б). Расчеты подтвердили возможность раскачки исходного прямолинейного пучка с энергией частиц 500 кэВ и средним радиусом инжекции 4,6 мм до состояния со средним питч-фактором 1 и радиусом ведущих центров 2,2 мм. Относительный разброс по поперечным скоростям при этом составляет около 40%, что приемлемо с точки зрения реализации эффективного электронно-волнового взаимодействия.

4. Заключение

Разработана электронно-оптическая система для сильноточного гиротрона 0.5 ТГц на основе ускорителя «Синус-6». Моделирование в рамках одночастичного подхода подтвердило возможность формирования винтового пучка с энергией 500 кэВ, током 2 кА и питч-фактором ~1 в магнитном поле 30 Тл. Предложенная магнитная система с компрессией пучка снижает требования к объёму высокопольной области. Полученные параметры пучка обеспечивают условия для эффективного электронно-волнового взаимодействия в гиротроне.

Список литературы

1. Leontyev A.N., Rozental R.M., Semenov E.S., Assessment of the possibilities to create a pulsed source in the 0.5 THz range with a power level of about 100 MW // Proc. of 9th International Congress on Energy Fluxes and Radiation Effects (EFRE–2024), Tomsk, Russia. 2024. P. 311-314.
2. Sidorov A.V., Terahertz gas discharge: current progress and possible applications // J. Phys. D: Appl. Phys. 2022. Vol. 55, P. 293001.
3. Абубакиров Э.Б., Денисенко А.Н., Леонтьев А.Н., Минеев К.В., Розенталь Р.М.Первые экспериментальные исследования сильноточного релятивистского гиротрона Ка-диапазона с компрессией пучка в электронно-оптической системе // Изв. ВУЗов. Радиофизика, т.66, №7-8, с.621-636.
4. Black W.M., Gold S.H., Fliflet A.W., Kirkpatrick D.A., Manheimer W.M., Lee R.C., Granatstein V.L., Hardesty D.L., Kinkead A.K., Sucy M. Megavolt, multikiloamp Ka band gyrotron oscillator experiment // Phys. of Fluids B: Plasma Phys. 1990. Vol.2 Iss. 1.
5. Abubakirov E.B., Denisenko A.N., Fedotov A.E., Leontyev A.N., Rozental R.M., Tarakanov V.P. Electron-optical system for a high-current Ka-band relativistic gyrotron // Phys. Plasmas, Vol.26, no.3, art.no.033302.

Компактный гиротрон с частотой 395 ГГц [1]

Запевалов В.Е., Зуев А.С., Планкин О.П., Семенов Е.С.
Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
zapev@ipfran.ru

Аннотация. *Представлен новый тип гиротрона с приосевым пучком. Эта модификация гиротрона выгодно отличается тем, что не используются неадиабатические эффекты для формирования винтового пучка и может быть использован обычный типовой магнит, что достигается ценой нарушения азимутальной симметрии системы. Предложенный гиротрон может быть использован совместно с «бюджетными» криомагнитами с малым проходным отверстием. Рассмотрение особенностей указанного прибора проведено на примере гиротрона с рабочей частотой 395 ГГц, работающего на второй гармонике. Проведенный анализ показал, что мощность выходного излучения такого прибора может составить десятки ватт, что достаточно для многих потенциальных приложений.*

1. Введение

Одним из направлений развития гиротронов [1, 2] является разработка источников излучения субтерагерцового и терагерцового диапазонов с умеренным уровнем мощности. Такие источники востребованы в спектроскопии ядерного магнитного резонанса (ЯМР-спектроскопии) для динамической поляризации ядер (ДПЯ), в медико-биологических приложениях, в «теравидении» (получение контрастных изображений в ТГц-излучении) и в других приложениях [1–3]. В этой связи усиливается интерес к разработке новых приборов, снижению их стоимости и уменьшению габаритов установки. Ниже обсуждаются такие возможности перспективного гиротрона при использовании новой модификации электронной пушки.

2. Концепция прибора

Концепция нового гиротрона заключается в использовании преимущества схемы гиротрона с большой орбитой (ГБО) [4, 5] для селекции мод, но для формирования приосевого винтового электронного пучка (ВЭП) с помощью скрещенных полей (подобно адиабатической магнетронно-инжекторной пушке) разместить эмиттер вблизи оси симметрии магнитной системы под некоторым углом. Предложенная электронно-оптическая система (ЭОС) изображена на рисунке 1. После прохождения области скрещенных полей, где приобретается первоначальная поперечная скорость, и движения в нарастающем магнитном поле, где электронный пучок компрессируется с увеличением доли поперечной энергии, он поступает в квазирегулярный резонатор кругового сечения для электронно-волнового взаимодействия. Похожий подход был предложен Я. Боттом ещё в 1964 году [6], но без должного развития.

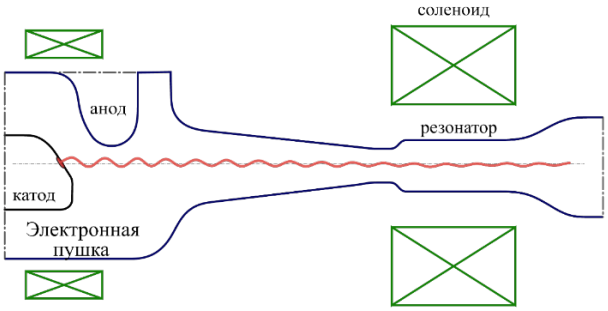


Рис. 1. Схема нового варианта гиротрона с приосевым пучком

Заметим, здесь не требуются сложные неадиабатические системы для формирования приосевого ВЭП и может быть использован обычный криомагнит с квазидипольным распределением, в отличие от других ГБО, где используются системы с кикером или реверсом магнитного поля. Главной особенностью предложенного типа гиротрона является использование адиабатической ЭОС с нарушением азимутальной симметрии. Связь приосевого электронного пучка с высокочастотным полем резонатора осуществляется подобно ГБО с высокой селекцией рабочих мод. Выходящее из резонатора излучение преобразуется в моду требуемой структуры и выводится через выходное окно.

[1] Работа проводилась при финансовой поддержке по теме FFUF-2022-0007.

3. Оптимизация ЭОС и процессов взаимодействия в резонаторе гиротрона

Рассмотрим вариант гиротрона с частотой излучения 395 ГГц, на второй циклотронной гармонике для работы с криомагнитом JASTEC-10T100 или его аналогами. Численное моделирование выполнено при помощи пакетов программ CST Studio Suite и разработанного в ИПФ РАН ANGEL [7]. На рисунке 2 вид электронной пушки, полученный в CST Studio Suite. Рассматривалась триодная схема с ускоряющим напряжением 12 кВ и анодным напряжением 10 кВ, магнитное поле 7.2 Тл, максимальная напряженность поля на эмиттере — 4.4 кВ/мм. При токе 70 мА и плотности тока эмиссии около 4.2 А/см^2 расчётный питч-фактор составил около 1.4.

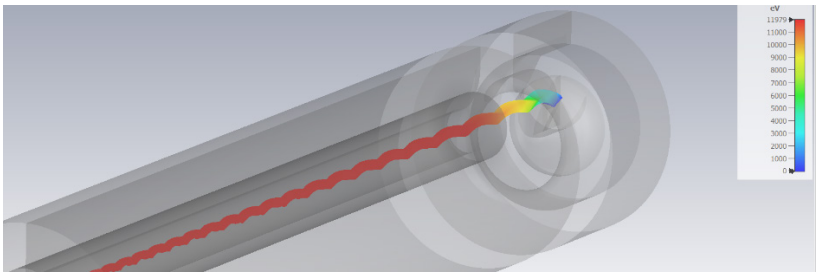


Рис. 2. ЭОС 395 ГГц гиротрона

Расчёт электронно-волнового взаимодействия выполнен в рамках самосогласованной модели [8]. При моделировании был задан ток пучка 70 мА, питч-фактор 1.4 и разброс осцилляторных скоростей 30% (оценка сверху). Для работы на второй гармонике гирочастоты выбрана мода $TE_{2.5}$. Радиус регулярной части резонатора составил 1.98 мм, оптимизированная длина резонатора 20 мм (26λ). В точке с наибольшим КПД при токе 70 мА мощность выходного излучения составила более 30 Вт с волновым и электронным КПД 4% и 15% соответственно. Такого уровня мощности вполне достаточно для спектроскопических приложений гиротрона.

4. Заключение

В работе рассмотрен гиротрона с приосевым пучком, перспективный для ДПЯ/ЯМР-спектроскопии и других приложений. В гиротроне может быть использован обычный типовой магнит с квазидипольным распределением для формирования электронного пучка. Данная модификация гиротрона может привести к существенному уменьшению габаритов и удешевлению гиротронной установки за счёт использования магнитной системы с существенно меньшим проходным отверстием. Благодаря эффективной селекции рабочей моды предложенная схема перспективна для работы на высоких циклотронных гармониках, что позволит существенно снизить требования к магнитному полю. Типичный уровень выходной мощности обсуждаемых гироприборов является вполне достаточным для многих потенциальных приложений.

Список литературы

1. Глявин М. Ю. и др. Источники мощного терагерцового излучения для спектроскопии и диагностики различных сред // Успехи физических наук. – 2016. – Т. 186. – №. 6. – С. 667-677.
2. Temkin R. J. Development of terahertz gyrotrons for spectroscopy at MIT. // Terahertz Science and Technology. – 2014. – Т. 7. – №. 1. – С. 1–9.
3. Sabchevski S., Glyavin M. Development and Application of THz Gyrotrons for Advanced Spectroscopic Methods. // Photonics. – 2023. – Т. 10. – №. 2. – P. 189.
4. Idehara T. et al. A High Harmonic Gyrotron With an Axis-Encircling Electron Beam and a Permanent Magnet. // IEEE Trans. Plasma Sci. – 2004. – Т. 32. – №. 3. – С. 903-909.
5. Братман В. Л. и др. Субтерагерцовые и терагерцовые гиротроны с большой орбитой // Изв. вузов. Радиофизика. – 2009. – Т. 52. – №. 7. – С. 525-535.
6. Bott I. B. Pat. 1096921 (UK). Radiation Generators. Publ. 29.12.1967.
7. Планкин О. П., Семенов Е. С. Траекторный анализ электронно-оптической системы технологического гиротрона. // Вестник НГУ, серия «Физика». – 2013. – Т. 8. – №. 2. – С. 44-54.
8. Завольский Н. А., Запевалов В. Е., Моисеев М. А. Численное моделирование процессов электронно-волнового взаимодействия в резонаторах мощных гиротронов с частотой 300 ГГц. // Изв. вузов. Радиофизика. – 2021. – Т. 64. – № 3. – С. 192–205.

Проблемы больших гиротронных комплексов [1]

Запевалов В.Е.

Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова Российской академии наук
г. Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46, 603950, Российская Федерация
zapev@ipfran.ru

Аннотация: *Обсуждаются проблемы больших гиротронных комплексов для установок УТС, анализируются причины, ограничивающие надежность и срок службы гиротронов. Описаны варианты диагностики и конструктивных решений, способствующие повышению надежности и срока службы гиротронов. Обсуждаются проблемы электромагнитной совместимости и защиты персонала при работе гиротронных комплексов.*

1. Введение

В современных установках управляемого термоядерного синтеза (УТС) в настоящее время используются гиротроны [1, 2] мегаваттного класса для электронного циклотронного нагрева (ЭЦРН), управления током (ECKB) и стабилизации плазмы [3]. Например, в ЭЦ комплексе токамака D-IIID используется 6 гиротронов, ASDEX-Upgrade -8, T-15MD -8, стеллараторе W7-X -10. В строящемся международном токамаке ITER планируется установка 24 гиротронов, и есть планы расширения комплекса до 50 и более гиротронов. Это повышает остроту проблемы надежности и долговечности гиротронов и обеспечения их совместной работы. Высокий уровень энергетических нагрузок в резонаторе, выходном окне и посадкой отработанного электронного пучка на коллекторе остается серьезной проблемой мощных гиротронов. Проблема резонатора решается посредством использования пространственно-развитых рабочих мод и интенсивного охлаждения. Повышение пропускной способности выходного окна мощных гиротронов решается использованием в нем диска из синтетического алмаза с охлаждением по периметру. Коллектор — самая массивная и весьма дорогая подсистема мощных гиротронов, но остается одной из часто повреждаемых его частей. Плотность мощности на коллекторе оказывается избыточной и приводит к его быстрому выходу из строя без применения специальных мероприятий по увеличению площади токооседания. В большинстве мощных гиротронов используются коллекторы с продольным сканированием электронного пучка [1, 2]. Использование коллекторов с рекуперацией (CPD – collector potential depression) кардинально улучшает ситуацию [1, 2], - помимо заметного увеличения КПД, значительно снижается мощность, рассеиваемая на коллекторе.

Далее проведен обзор достижений в построении больших гиротронных комплексов, насущные проблемы и возможные решения. Основное внимание сосредоточено на системах, близких к практической реализации или уже используемых в настоящее время.

2. Состав гиротронного комплекса

В состав гиротронного комплекса входят гиротроны (до 10 в настоящее врем и до нескольких десятков в ближайшем будущем) одного или нескольких типов, с мощностью порядка 1 МВт, частотами 80-170 ГГц. Каждый гиротрон помещен в криомагнит, обеспечивающий необходимое для работы магнитное поле. Также имеется система высоковольтных модуляторов, система защиты гиротронов, система охлаждения (поток на коллекторе порядка 1000 л/мин), система питания накала катода (постоянный ток, промышленная частота или несколько килогерц), источник пилообразного напряжения коллекторной катушки (для сканирования электронного пучка по коллектору), система согласования гиротрона с линией передача (MOU- matching optics unit), передающие линии и система ввода микроволнового излучения в установку УТС (токамак, стелларатор, открытая ловушка), система автоматизированного управления комплексом. В настоящее время используются волноводные и квазиоптические передающие линии протяженностью несколько десятков метров. В перспективных комплексах планируются вакуумные линии на основе гофрированных волноводов с отдельными квазиоптическими элементами.

3. Рабочий цикл гиротрона, надежность и долговечность

Рабочий цикл гиротрона включает его проектирование, изготовление, отпайку, тренировку до получения проектных режимов, транспортировку, установку в криомагнит и юстировку, тренировку

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке проекта ИПФ РАН № FFUF-2022-0007.

на рабочей установке, рабочий цикл, повторная тренировка после пробоев, реставрация после повреждений, завершение рабочего цикла и утилизация. Отметим, что прогнозируемый срок службы основных подсистем гиротронов для катода, резонатора и коллектора составляет порядка 10 тыс. часов, Возмущающие факторы при работе комплекса могут внести заметные коррективы, причем не в лучшую сторону. Это делает необходимым оценку указанных факторов, а также проведение диагностики гиротронов, для обеспечения их надежной работы и своевременной реставрации.

4. Электромагнитные поля при работе гиротронов, электромагнитная совместимость и защита персонала

При работе мощных гиротронов и сторонних устройств формируются электромагнитные поля, как необходимые для их работы, так и мешающие нормальному функционированию комплексов. Перечислим эти поля по мере возрастания их частот и их источники.

1. Статическое магнитное поле криомагнита, необходимое для работы помещенного в него гиротрона и возмущающее работу соседних гиротронов.
2. Рассеянное поле УТС установки.
3. Магнитное поле продольной размазки на коллекторе (2-13 Гц + его гармоники) – инфразвук.
4. Магнитное поле поперечной размазки на коллекторе (50-100 Гц) – промышленная частота.
5. Амплитудная модуляция излучения гиротрона (для подавления плазменных неустойчивостей) управлением в/в источниками – 1-10 кГц.
6. Паразитные колебания в закатодной области (порядка 100 МГц)
7. Паразитные колебания на встречных потоках в области дрейфа (порядка 100 МГц)
8. Паразитные колебания на циклотронной частоте в области дрейфа (порядка рабочей частоты гиротрона)
9. Рабочая генерация гиротрона (одна или несколько дискретных частот от 24 до 300 ГГц).
10. Генерация гиротрона вблизи рабочей частоты в начале и конце импульса (сценарий включения).
11. Световое излучение при работе гиротрона (от электронного пучка).
12. Световое излучение от плазмы на коллекторе от падения электронного пучка при работе гиротрона (модуляция несколько кГц).
13. Неиспользуемое рентгеновское излучение на коллекторе, спектральный состав существенно меняется при стационарной работе гиротрона и в переходных режимах.

Большое разнообразие электромагнитных полей делает актуальными проблемы электромагнитной совместимости и обеспечения безопасной работы персонала. Паразитные колебания могут иметь мощность киловаттного уровня и воздействовать на электронное оборудование. Например, паразитные колебания типа 6 и 7. могут появиться после пробоя или длительной работы, имеют частоты в диапазонах телевизионных диапазонов, радиолокационной и навигационной аппаратуры. Персонал должен быть надежно защищен от электромагнитных полей (в пределах санитарных норм), как в процессе сервисных работ, так и при нештатных ситуациях.

5. Заключение

Таким образом, уже используемые и проектируемые варианты больших гиротронных комплексов нуждаются в повышении мощности гиротронов и срока их службы и, с учетом накопленного опыта, могут способствовать успешной реализации ЭЦРН и ЭЦКД для УТС. Рассмотренные технические решения могут представлять интерес и для других систем с использованием гиротронов.

Список литературы

1. Litvak A.G., Denisov G.G., Tai E.M., et al. Development in Russia of high-power gyrotrons for fusion. // Nuclear Fusion, 48, №5, 2008, 5 pp.1-5. DOI:10.1088/0029-5515/48/5/054007
2. Litvak AG, Denisov G.G., Myasnikov V.E., et al., Development in Russia of megawatt power gyrotrons for fusion, // J. Infrared Millim. Terahertz Waves 32 (3) (2011), P. 337-342, DOI:10. 1007/s10762-010-9743-8.
3. Alikaev V.V., Bagdasarov A.A., Borshegovskij A.A., at al. Electron cyclotron current drive experiments on T-10. Nuclear Fusion 32 1992, 1811-1821. DOI:10.1088/0029-5515/32/10/I09.

Особенности характеризации GaN технологических процессов[1]

[1,2] Амбуркин К.М., [1,2] Сотсков Д.И., [1,2] Усачев Н.А., [1] Телец В.А.

[1] *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
kmamb@spels.ru
[2] *АО «ЭНПО СПЭЛС»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация

Аннотация: *Рассмотрены вопросы характеризации GaN технологических процессов в части исследования статических, СВЧ малосигнальных, нелинейных и шумовых характеристик. Представлены результаты апробации на примере ряда тестовых структур GaN транзисторов.*

1. Введение

Одной из ключевых задач характеризации является проведение экспериментальных исследований с целью получения данных для создания моделей, применяемых при проектировании и на дальнейших этапах жизненного цикла изделий и являющихся необходимым базисом при разработке изделий современной твердотельной СВЧ электроники [1,2].

Данная работа посвящена рассмотрению особенностей СВЧ-характеризации транзисторов, изготовленных по GaN HEMT технологии в корпусном и бескорпусном (кристаллы) исполнениях.

2. Методические аспекты характеризации GaN

Типовой набор параметров, контролируемых в рамках процесса характеризации базовых элементов технологического процесса, включает в себя статические (вольт-амперные и вольт-фарадные) и частотные СВЧ-характеристики (S-параметры и т.п.). В случае GaN технологического процесса важным также является исследование мощностных характеристик (зависимости мощности выходного сигнала, КПД и т.п.). Необходимым также является обеспечение адекватного теплоотвода как при монтаже корпуса или кристалла изделия в оснастке, так и в процессе характеризации на пластине. Одной из задач при исследованиях в рамках характеризации также является обеспечение необходимых параметров импульсного режима работы объекта исследований (базового элемента). Для GaN изделий необходимым также является проведение измерений в диапазоне импедансов на входе и выходе изделия, как в линейном, так и в нелинейном режиме работы изделия [2]. В ходе подобных измерений особенно актуален учет влияния подводящих СВЧ кабелей и прочих элементов СВЧ тракта (при зондовых измерениях), а также элементов измерительной оснастки (при исследованиях корпусированных изделий). Учет влияния производится в ходе процесса калибровки, а также деэмбеддинга на начальных этапах исследований.

3. Аппаратный комплекс

Состав контролируемых параметров, а, следовательно, и состав аппаратно-программного измерительного комплекса, во многом определяются используемой моделью транзистора (базового элемента). Типовой состав комплекса для проведения характеризации, учитывающий особенности характеризации GaN технологических процессов, включает в себя анализатор цепей, источник импульсного питания или анализатор параметров полупроводниковых приборов, а также втулки смещения, трансформаторы импеданса и другие вспомогательные элементы СВЧ тракта. Типовая структурная схема измерительного комплекса для характеризации GaN технологических процессов представлена на рисунке 1 [2].

4. Примеры результатов

Примеры результатов характеризации GaN транзисторов приведены на рисунках 2 и 3. Входе характеризации проведены измерения вольт-амперных характеристик и S-параметров бескорпусных GaN транзисторов в импульсном режиме подачи питания (см. рисунок 2). На рисунке 3 представлены результаты исследования нагрузочных характеристик корпусированного GaN транзистора при различных уровнях мощности входного сигнала.

[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России, код (шифр) научной темы «FSWU-2025-0010».

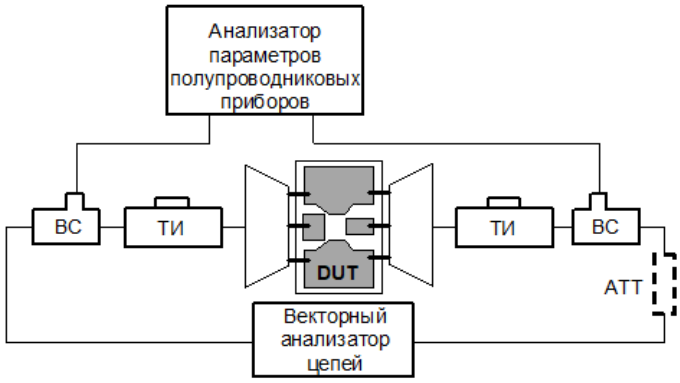


Рис. 1. Типовая структурная схема измерительного комплекса для характеризации GaN технологических процессов. ВС – втулка смещения, ТИ – трансформатор импеданса, АТТ – аттенюатор, DUT – объект исследований.

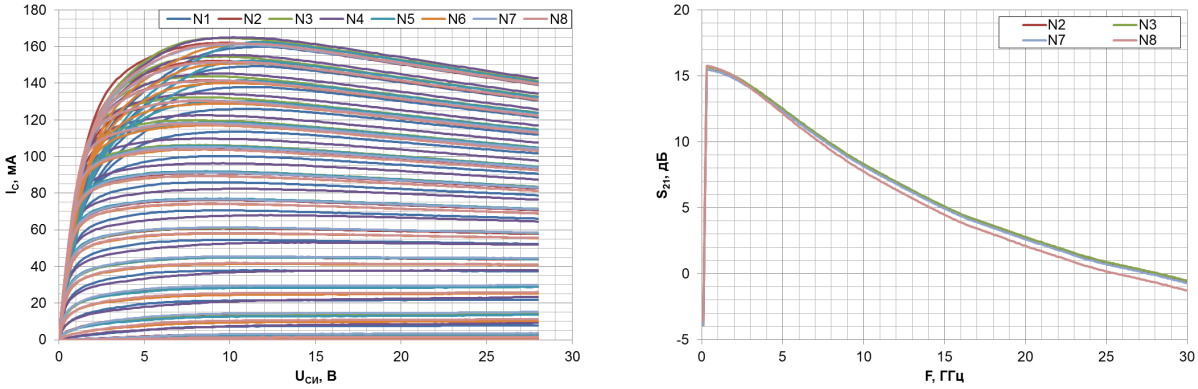


Рис. 2. Результаты характеризации бескорпусных GaN транзисторов

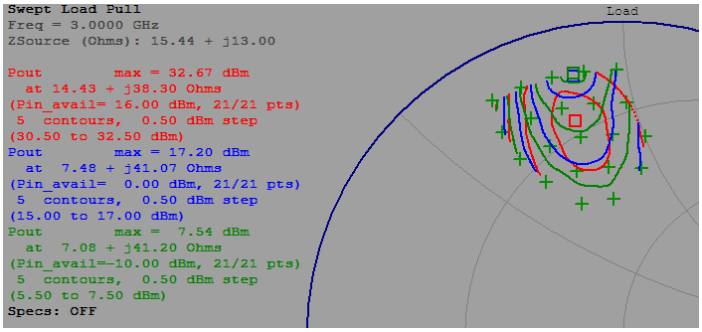


Рис. 3. Результаты исследования нагрузочных характеристик корпуссированного GaN

5. Заключение

Разработанный комплекс методических и технических средств, предназначенный для характеризации и учитывающий особенности характеризации GaN технологических процессов, прошел успешную апробацию при исследованиях корпусных и бескорпусных GaN транзисторов. Учет особенностей исследуемых технологических процессов позволяет создавать достоверные модели, применяемые на дальнейших этапах жизненного цикла изделий.

Список литературы

1. Н.М. Жидков, Д.И. Сотсков, В.Н. Котов, В.В. Елесин и др. СВЧ-характеристики и показатели радиационной стойкости базового элемента библиотеки отечественного технологического процесса КМОП 90 нм – МОП-транзистора / СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо’2021) материалы конф. – 2021, № 3, С.311-312.
2. К.М. Амбуркин, Н.А. Усачев, В.М. Барбашев Аппаратно-программный комплекс для исследования шумовых и нагрузочных характеристик СВЧ транзисторов / СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо’2024) материалы конф. – 2024. № 6. С. 159-160.

Энергетический подход к дифференциации радиационной стойкости электронной компонентной базы радиоэлектронной аппаратуры

Шутов П.Р., Богач С.В., Каньшин И.А.
Филиал НИЦ Телеком в г. Севастополе (ИЦ «Омега»)
ул. Вакуленчука, 29, Севастополь, 299053, Россия
omega@nic-t.ru

Аннотация: *Рассмотрен энергетический подход при исследовании влияния ионизирующего излучения космического пространства на изделия электронной компонентной базы. Приведена систематизация и классификация возникающих радиационных эффектов вследствие воздействия ионизирующего излучения.*

1. Введение

Изделия электронной компонентной базы (ЭКБ) в составе радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) должны функционировать в различных условиях эксплуатации, в том числе в условиях воздействия ионизирующего излучения (ИИ) космического пространства. Источниками ИИ космического пространства являются заряженные частицы (электроны, протоны, нейтроны, гамма-кванты) в составе солнечных космических лучей, галактических космических лучей, естественных радиационных поясов Земли, которые вызывает радиационные эффекты (РЭ) в изделиях ЭКБ РЭА [1,2].

За количественную характеристику радиационной стойкости изделий ЭКБ принимают радиационный индекс, определяемый как поглощенная доза (при установлении необратимых РЭ) или как мощность поглощенной дозы (при установлении обратимых РЭ). Радиационные индексы сопровождаются соответствующим определителем, в котором указана информация об условиях облучения и измерения показателей: вид, энергия и мощность поглощенной дозы ИИ, среда, температура облучения и т.п. [3].

В данной работе предлагается систематизация и классификация РЭ в изделиях ЭКБ РЭА в зависимости от видов ИИ космического пространства и их дальнейшего количественного описания соответствующими количественными значениями радиационной стойкости.

2. Классификация доминирующих радиационных эффектов

Доминирующими РЭ в изделиях ЭКБ РЭА являются: эффекты мощности дозы (объемные ионизационные эффекты); дозовые эффекты (поверхностные радиационные эффекты); одиночные радиационные эффекты (ОРЭ) характеризующиеся воздействием отдельных ядерных частиц (ОЯЧ); термомеханические эффекты; химические эффекты [1–2]. К эффектам, обусловленным величиной мощностью дозы, также можно отнести эффекты от воздействия на ЭКБ бортового оборудования одиночных заряженных частиц. Наличие одиночного сбоя определяется линейными потерями энергии (ЛПЭ) частицы в объёме чувствительного элемента. Дозовые эффекты проявляются, в первую очередь, в постепенной деградации полупроводниковых и диэлектрических материалов. Помимо дозовых эффектов существует и другой механизм воздействия ИИ, связанный с накоплением объёмного заряда в диэлектрических элементах конструкции ЭКБ РЭА, что может стать причиной сбоя изделий ЭКБ РЭА, нарушения передачи сигналов и т.д.[6]. Следует отметить, что некоторые ОРЭ (например, одиночный сбой или тиристорный эффект) могут классифицироваться как катастрофическими, так и не катастрофическими ОРЭ в зависимости от конкретной величины поглощенной дозы.

Термомеханические эффекты и химические эффекты, как правило, не принимаются во внимание при оценке радиационной стойкости изделий ЭКБ РЭА [4].

При составлении классификации РЭ учитывалось, что все виды доминирующих РЭ можно разделить на две большие группы — равновесные и неравновесные эффекты [2]. Это разделение следует из сравнения пороговой энергии возникновения РЭ со значением энерговыделения при в конкретном чувствительном объеме изделия ЭКБ РЭА. В большинстве случаев можно ограничиться анализом трех доминирующих эффектов: эффекты мощности дозы, дозовые эффекты и одиночные радиационные эффекты [5]. Равновесные эффекты количественно характеризуются величинами поглощенной дозы и максимальной мощностью поглощенной дозы, затраченной на их возникновение, местом локализации энерговыделения в чувствительных областях структур изделий при которой сохраняется работоспособность изделий ЭКБ.

На основе анализа и систематизации доминирующих РЭ в сопоставлении с видами источников ИИ космического пространства составлена классификация, представленная на рис. 1.

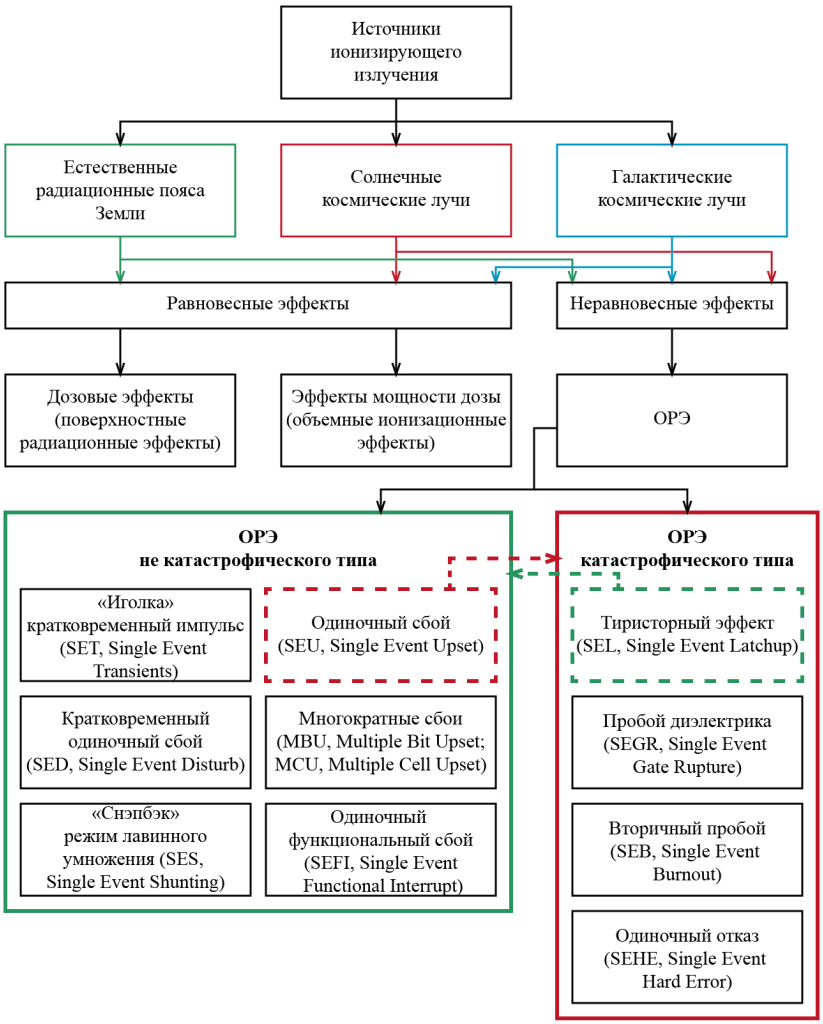


Рис. 1. Классификация РЭ возникающих при воздействии источников ИИ

3. Заключение

Предложена классификация РЭ в изделиях ЭКБ РЭА в зависимости от видов ИИ космического пространства и их дальнейшего количественного описания соответствующими количественными значениями радиационной стойкости. В докладе также представлено и обсуждается радиационная стойкость ЭКБ РЭА на основе приведенной классификации по соответствующих значений радиационного признака.

Список литературы

1. Чумаков А.И. Радиационные эффекты в интегральных схемах М.: Техносфера, 2024.— 384 с.
2. Радиационная стойкость изделий ЭКБ: Научное издание / Под ред. д-ра техн. наук, проф. А.И. Чумакова. М.: НИЯУ МИФИ, 2015.— 512 с.
3. ГОСТ 25645.331—91 Материалы полимерные. Требования к оценке радиационной стойкости. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://docs.cntd.ru/document/1200018715?ysclid=maqrfuglz0259230393. (дата обращения: 16.05.2025)
4. Потапенко А.И., Согоян А.В., Ульяненков Р.В. Термомеханические эффекты // Радиационная стойкость изделий ЭКБ: Научное издание / Под ред. Чумакова А.И. М.: НИЯУ МИФИ, 2015, с. 252–292.
5. Radiation handbook for Electronics. Texas Instruments. 2019. — 118 с.
6. Цаплин С.В., Болычев С.А. Оценка и анализ влияния ионизирующего излучения на функционирование бортовой радиоэлектронной аппаратуры наноспутника // Вестник Самарского университета. Аэрокосмическая техника, технологии и машиностроение. 2021. Т. 20, № 3. С. 77–96.

Методика проектирования КМОП генератора, управляемого напряжением, с перекрестными обратными связями[1]

[1] Сотсков Д.И.

[1] *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
disotskov@mephi.ru

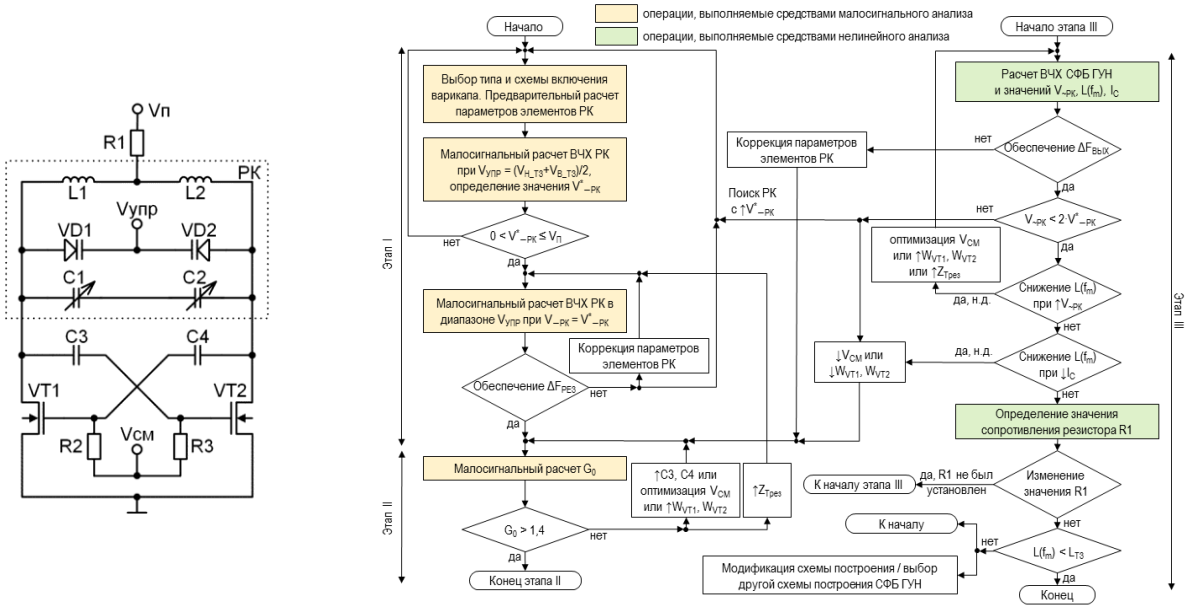
Аннотация: *Представлена методика проектирования КМОП генератора, управляемого напряжением (ГУН), с перекрестными обратными связями.*

1. Введение

ГУН с резонаторами на основе LC-контуров и перекрестными обратными связями (далее – LC-ГУН, см. рис. 1,а) находят широкое применение в составе гетеродинных трактов КМОП приемопередатчиков УВЧ- и СВЧ-диапазонов из-за простоты самовозбуждения колебаний, относительного низкого уровня фазового шума ($L(f_m)$) и дифференциальной архитектуры. Существующие подходы к проектированию LC-ГУН не формализованы в достаточной степени для их оперативного проектирования с низким значением $L(f_m)$ с использованием САПР.

2. Методика проектирования

Предложенная методика проектирования LC-ГУН (см. рис. 1,б), заключается в оптимизации по критерию наименьшего значения $L(f_m)$ параметров электрической схемы (значение постоянного напряжения ($V_{-РК}$) на резонансном контуре (РК); резонансное сопротивление РК ($Z_{Трез}$); ширина затвора (W_{VT1}, W_{VT2}) и режим (напряжение затвор-исток ($V_{СМ}$) и ток стока (I_C)), применяемых МОП-транзисторов (VT1, VT2)) при накладываемых ограничениях на диапазон частот выходного сигнала ($\Delta F_{ВЫХ}$), диапазон управляющих напряжений ($\Delta V_{УПР}$), напряжение питания ($V_П$), и с учетом необходимости обеспечения запаса по петлевому усилению (G_0) на частоте автоколебаний.



а) б)

Рис. 1. Типовая электрическая схема (а) и предложенный алгоритм проектирования (б) LC-ГУН

3. Заключение

Предложена новая автоматизированная методика проектирования LC-ГУН. Методика прошла успешную апробацию в ходе разработки ряда LC-ГУН УВЧ-диапазона с уровнем $L(f_m)$ при отстройке 100 кГц от несущей порядка минус 90 дБн/Гц.

[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России, код (шифр) научной темы «FSWU-2025-0010».

Особенности проектирования регуляторов напряжения для аналого-цифровых КМОП СБИС[1]

[1,2] Котов В.Н., [1,2] Сотсков Д.И., [1,2] Усачёв Н.А., [1] Телец В.А.
[1] *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
vnkot@spels.ru
[2] *АО «ЭНПО СПЭЛС»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация

Аннотация: *Рассмотрены особенности разработки регуляторов напряжения для аналого-цифровых КМОП СБИС с проектными нормами 180 нм и менее.*

1. Введение

Регуляторы напряжения применяются в качестве источников питания для функциональных блоков СБИС. Применение нескольких регуляторов напряжения в составе СБИС, объединенных в единую систему питания, позволяет обеспечить развязку по питанию различных функциональных блоков, снизить перекрестные помехи в СБИС и повысить энергоэффективность за счет возможности отключения питания неиспользуемых функциональных блоков [1].

Процесс разработки регуляторов напряжения с низким падением напряжения для аналого-цифровых КМОП СБИС можно разделить на несколько основных этапов и изложить в виде методики проектирования, позволяющей на основе требований к питанию функциональных блоков выбрать наиболее оптимальную конструкцию системы питания СБИС.

2. Особенности проектирования

Проектирование регуляторов напряжения для СБИС можно разделить на три основных этапа:

1) Разработка структурной схемы системы питания и требований к ее составным частям.

Определяется необходимость наличия опорных напряжений и токов для функциональных блоков СБИС, их значения, определяются количество регуляторов напряжения в системе питания СБИС и требования к ним.

2) Разработка источника опорного напряжения (ИОН).

ИОН является основой системы питания СБИС, от него напрямую зависят параметры регуляторов напряжения, преобразующих стабильное напряжение на выходе ИОН в выходное напряжение регулятора напряжения.

Наиболее распространенным вариантом для применения в КМОП СБИС являются ИОН на ширине запрещенной зоны с операционным усилителем и биполярными транзисторами в качестве термочувствительных элементов [2]. Реже в качестве термочувствительных элементов применяются n-канальные МОП-транзисторы в диодном включении – данный подход позволяет работать от напряжений питания 1 В и менее за счет работы транзистора в подпороговом режиме, однако, недостатком данного подхода является высокая чувствительность выходного напряжения к технологическому разбросу изделий [3].

Существует 2 основных варианта построения ИОН: по схеме со сложением токов и по схеме со сложением напряжений [4]. Классические варианты схемотехнической реализации ИОН приведены на рисунке 1.

3) Разработка регуляторов напряжения.

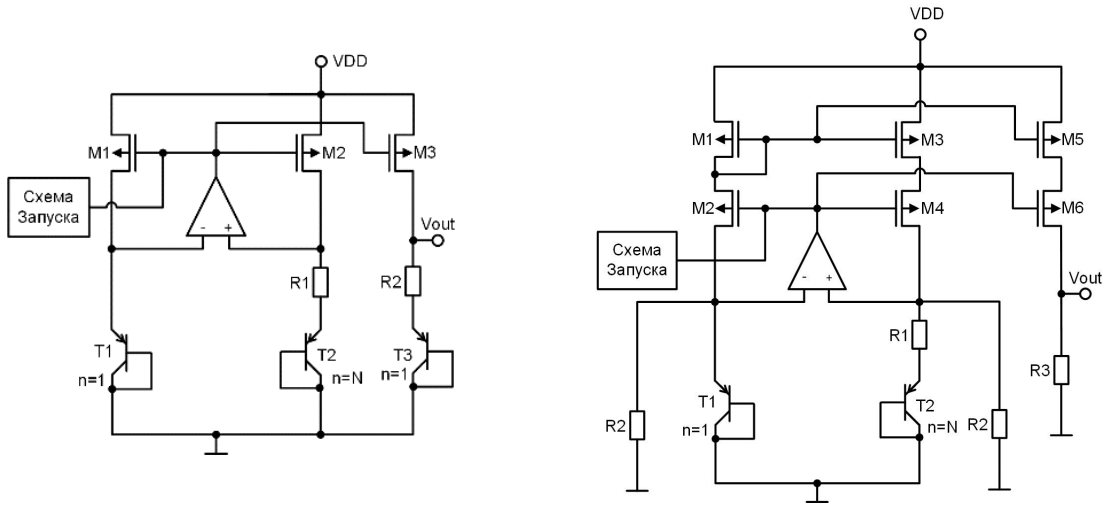
Как правило, в СБИС разделяют регуляторы напряжения для цифровых блоков, для аналоговых блоков с малым энергопотреблением, для высокочастотных аналоговых блоков высокой мощности, таких как: усилители, генераторы и т.д. для предотвращения влияния данных узлов схемы друг на друга. Дополнительно такой подход позволяет применять разные напряжения питания для различных блоков СБИС.

Регуляторы напряжения строятся на базе операционного усилителя с обратной связью и p-канальным транзистором на выходе, который за счет большой ширины канала обеспечивает низкое падение напряжения. Классическая схема выходного каскада регулятора напряжения приведена на рисунке 2, а.

[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России, код (шифр) научной темы «FSWU-2025-0010».

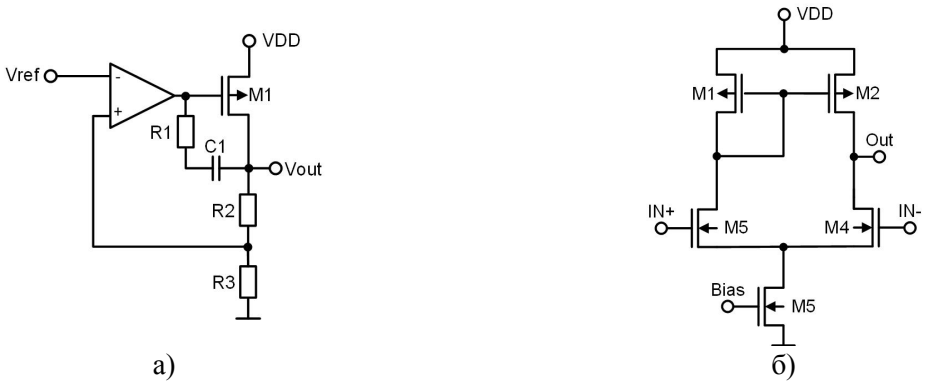
Дифференциальный каскад операционного усилителя в регуляторах напряжения строится на основе n-канальных транзисторов. В операционных усилителях из состава регуляторов напряжения часто достаточно использования одного каскада усиления, так как транзистор на выходе регулятора, имеющий большую ширину канала, выступает дополнительным каскадом усиления. Вариант схемы операционного усилителя с одним каскадом усиления для регулятора напряжения приведен на рисунке 2, б.

На топологии СБИС регуляторы напряжения располагают в непосредственной близости от потребителей для снижения потерь в подводящих линиях и наведенных помех.



а) б)

Рис. 1. Варианты схемы ядра ИОН: а) схема со сложением напряжений, б) схема со сложением токов



а) б)

Рис. 2. Вариант схемы выходного каскада регулятора напряжения (а), вариант схемы однокаскадного операционного усилителя регулятора напряжения (б)

3. Заключение

Предложенные подходы позволяют систематизировать процесс разработки системы питания СБИС и использовать оптимальные схемотехнические решения.

Список литературы

1. H. Li et al., "Energy-Efficient Power Delivery System Paradigms for Many-Core Processors," in IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 36, no. 3, pp. 449-462, March 2017, doi: 10.1109/TCAD.2016.2584056.
2. Rincon-Mora, G. A. Voltage References: From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits // Wiley, 2002. – 352 p.
3. Enz, C. C., Vittoz, E. A. Charge-Based MOS Transistor Modeling // Wiley, 2006.
4. P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, and R. G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", 5th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2009.

Методика проектирования инструментальных малошумящих усилителей на основе гетеробиполярных транзисторов

Тимошкин М.К.

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
maxim.timoshkin@inbox.ru

Аннотация: *Представлена методика проектирования инструментальных малошумящих усилителей (МШУ) на основе гетеробиполярных транзисторов. Методика прошла апробацию на примере проектирования МШУ с рабочими частотами от 2400 до 2500 МГц, коэффициентом усиления более 12 дБ, коэффициентом шума менее 3 дБ.*

1. Введение

Современные радиотехнические системы предъявляют высокие требования к чувствительности и помехоустойчивости приёмных устройств. В ряде случаев чувствительности приемных трактов радиотехнических устройств недостаточно для детектирования слабых сигналов. С целью повышения чувствительности применяют инструментальные малошумящие усилители (МШУ), которые отличаются приемлемым коэффициентом усиления и линейностью, а также малым коэффициентом шума.

Целью настоящей работы является проектирование МШУ с рабочими частотами 2400-2500 МГц, коэффициентом усиления не менее 10 дБ, коэффициентом шума не более 3 дБ на основе дискретного гетеробиполярного транзистора BFP842ESD.

2. Результаты проектирования малошумящего усилителя

Проектирование малошумящего усилителя проводилось с помощью методики, основанной на [2, 3], которая состоит из пяти основных этапов.

На первом этапе осуществлялся выбор рабочей точки транзистора исходя из его усилительных и шумовых характеристик.

На втором этапе осуществляется выбор значений коэффициентов отражений по входу и выходу транзистора исходя из требований к значению коэффициента шума, усиления и коэффициентов отражения по входу и по выходу МШУ в целом.

На третьем этапе осуществляется проектирование согласующих цепей, оптимизация их параметров с помощью средств САПР Keysight Advanced Design System.

На четвертом этапе выполняется синтез топологии и проводится совместное схемно-топологическое моделирование МШУ.

На пятом этапе осуществляется верификация топологии печатной платы и ее подготовка к производству.

Для апробации методики была разработана электрическая схема и топология инструментального МШУ с диапазоном рабочих частот 2400-2500 МГц, коэффициентом передачи не менее 17 дБ, коэффициентами отражения по входу/выходу не хуже минус 8 дБ, коэффициентом шума не более 1,1 дБ. В качестве активного усилительного элемента использовался гетероструктурный биполярный SiGe транзистор BFP842ESD ф. Infineon (EC).

Электрическая схема МШУ показана на рисунке 1. Включение транзистора выполнено по схеме с общим эмиттером, что обеспечивает наибольшее усиление по мощности. МШУ состоит из входной и выходной согласующей цепей, цепи питания и смещения. Согласование по входу и выходу выполнено с помощью сосредоточенных элементов. Необходимое смещение на базе транзисторе обеспечивается резистивным делителем напряжения. Напряжение питания составляет 3В. Для улучшения устойчивости использован резистор в цепи источник питания-коллектор.

С целью повышения подавления гармонических составляющих в спектре выходного сигнала в составе МШУ применяется полоснопропускающий фильтр DA1, который выполнен по технологии совместно-обжигаемой керамики.

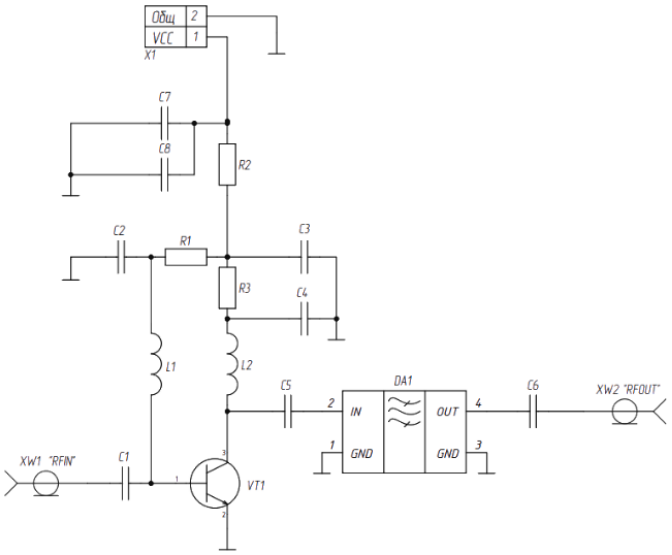


Рис. 1. Электрическая схема малошумящего усилителя
(DA1 – полоснопропускающий фильтр)

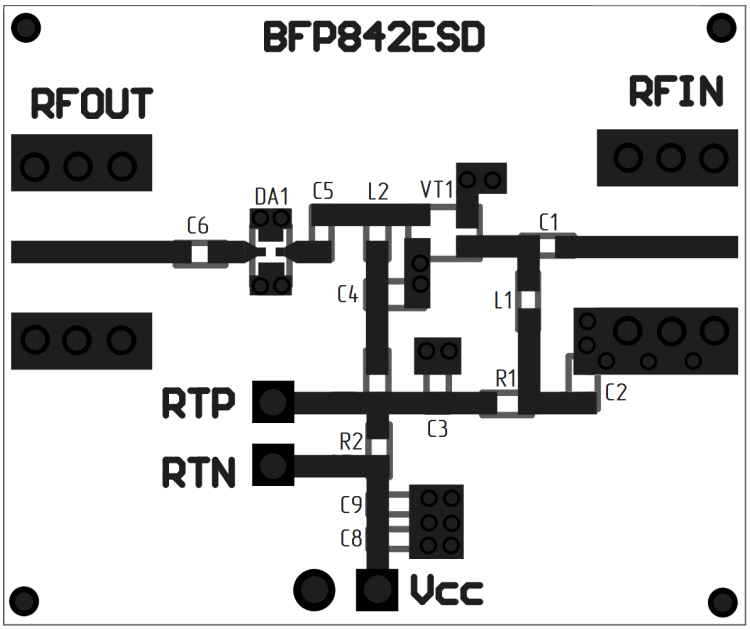


Рис. 2. Топология малошумящего усилителя

3. Заключение

Методика проектирования МШУ с рабочим диапазоном частот 2400-2500 МГц прошла апробацию. Выполнено проектирование электрической схемы и топологии инструментального МШУ с диапазоном рабочих частот 2400-2500 МГц., коэффициентом усиления не менее 17 дБ, коэффициентами отражения по входу/выходу не хуже минус 8 дБ, коэффициентом шума не более 1,1 дБ. В рамках дальнейшего направления работы запланирована сборка макета и проведение экспериментальных исследований.

Список литературы

1. Bandla A. Highly Linear 2.45 GHz Low-Noise Amplifier Design: Master's Thesis / A. Bandla; Supervisor A. Serban; Examiner S. Gong. — Linköping University, 2015. — 42 p.
2. Ketata I., Ouerghemmi S., Fakhfakh A., Derbel F. Design and Implementation of Low Noise Amplifier Operating at 868 MHz for Duty Cycled Wake-Up Receiver Front-End // Electronics. 2022. Vol. 11, No. 21. P. 3437. DOI: 10.3390/electronics11213437.
3. Ayoob H. A., Al Taan L. M., Burjes A. Y. BJT-Based Low Noise Amplifier Simulation Design for 900 MHz Frequency Range // Journal of Physics: Conference Series. 2021. Vol. 1879. P. 032122. DOI: 10.1088/1742-6596/1879/3/032122.
4. Misran M.H., Othman M.A., Ismail M.M. et al. Design of Low Noise Amplifier Using Feedback and Balanced Technique for WLAN Application // Procedia Engineering. — 2013. — Vol. 53. — P. 245–254.

Инструментальный усилитель мощности S-диапазона на основе GaN HEMT

Шульгин М.А.

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
ShulginMikhail1@yandex.ru

Аннотация: *Представлены результаты проектирования инструментально усилителя мощности с рабочим диапазоном частот 2-4 ГГц на основе GaN HEMT транзистора. Рассмотрена методика проектирования, разработана электрическая схема, топология, проведено схемно-топологическое моделирование. Значение выходной мощности в линейном режиме составляет 5 Вт на частоте 3 ГГц.*

1. Введение

При проведении экспериментальных исследований важной задачей является обеспечение требуемой мощности СВЧ сигнала на входе исследуемого устройства с значениями 0,5 Вт и более. Лабораторные СВЧ генераторы зачастую не обеспечивают указанных значений мощности, что требует применение дополнительных инструментальных усилителей мощности. Целью настоящей работы является разработка макетного образца инструментального усилителя мощности с рабочими частотами 2-4 ГГц на основе дискретного GaN HEMT транзистора.

2. Результаты проектирования усилителя мощности

Проектирование рассматриваемого усилителя осуществлялось с использованием методики, изложенной в [2]. На первом этапе была выбрана рабочая точка, а также сформированы требования к структуре усилителя. На втором этапе исходя из малосигнального и нелинейного анализа выполняется расчет коэффициентов отражения по входу и выходу усилителя исходя из требований к коэффициенту усиления, выходной мощности, коэффициентов отражения. На третьем этапе осуществлялся синтез цепей согласования и оптимизация их параметров с помощью численных методов в САПР Keysight ADS. На четвёртом заключительном этапе осуществляется синтез топологии печатной платы и ее верификация для последующего производства.

В результате моделирования определены основные параметры усилителя мощности в диапазоне рабочих частот 2-4 ГГц: коэффициент усиления не менее 11 дБ, коэффициент отражения по входу/выходу не более минус 7 дБ, выходная мощность не менее 5 Вт. В качестве базового транзистора выбран CGH40010 ф.Cree (США) с диапазоном рабочих частот от 0 до 6 ГГц, максимальной мощностью в режиме насыщения не менее 10 Вт, КПД не менее 65%, напряжением питания 28 В.

3. Заключение

Выполнено проектирование усилителя мощности с рабочими частотами 2-4 ГГц, коэффициентом усиления 11 дБ и выходной мощностью не менее 5 Вт на частоте 3 ГГц. Направлением дальнейшей работы является изготовление макета и проведение экспериментальных исследований.

Список литературы

1. A. E. Mahdi, A. G. Sobih, M. A. El-Kafafi. Design and implementation of 10W, highly linear, wideband and efficient power amplifier using harmonic termination. 2016 IEEE Middle East Conference on Antennas and Propagation (MECAP), Beirut, Lebanon, 2016, pp. 1-4.
2. Chegini, M. Kamarei, H. Nemati. A New Design for 1.75 to 2.55 GHz GaN Power Amplifier with More Than 40 dBm Output Power and 12 dB Maximum Gain. 2023 5th Iranian International Conference on Microelectronics (IICM), Tehran, Iran, Islamic Republic of, 2023, pp. 67-71.

Лабораторная установка для изучения влияния электрических разрядов в сильнозаряженной аэрозольной среде (грозовая ячейка) на радио и телекоммуникационное оборудование [1]

[1]Сысоев В.С., [1]Орлов А.И.,[1] Наумова М.Ю., [1]Кузнецов Ю.А., [1]Мирошниченко В.П., [1]Швец Н.Н., [1]Басов Е.В., [1]Журавлев Р.Д., [2]Гущин М.Е., [2]Зудин И.Ю.

[1] ФГУП «Российский Федеральный Ядерный Центр –Всероссийский научно-исследовательский институт технической физики имени академ. Е.И. Забабахина» ВНИЦ 900, Московская обл.,143500, г.Истра, ул. Заводская, 5, Российская Федерация

v.s.sysoev@vniitf.ru

[2] Институт прикладной физики РАН г .Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46б Российская Федерация

Аннотация: *Описывается экспериментальная лабораторная установка, позволяющая проводить исследования процессов распространения СВЧ излучения через аэрозольные среды, моделирующие грозовые ячейки. Исследования можно проводить как в аэрозольных средах, состоящих из незаряженных капель воды (размером от 1 до 20 мкм) в воздушных средах с различной влажностью (от 50 до 90%), так и при их сильной электрической зарядке. При этом можно контролировать как параметры капель (размеры, концентрация, скорость), так и параметры воздушной среды (температура, влажность, давление, скорость потока) с помощью специальных приборов и устройств. При экспериментах с заряженным аэрозолем контролируется напряженность электрического поля, параметры возникающих при этом электрических разрядов в стримерной и лидерной форме (фото, токи, временные развертки). Возникающее при этом радиоизлучение можно рассматривать как электромагнитные помехи для радиооборудования. В эксперименте синхронно регистрируются параметры радиоизлучения в мега и гигагерцовом диапазоне, возникающего в результате разрядов. Это позволяет провести оценку влияния получаемых разрядов на различное радиооборудование.*

1. Введение

Аэрозольные среды, состоящие из водных частиц в воздухе различными метеопараметрами (влажность, температура, давление) оказывают существенное влияние на процесс распространения радиоизлучения. При формировании водных аэрозольных потоков (регистрация параметров водного аэрозоля осуществляется с помощью оптического лазерного малоуглового метода) с заряжением капель воды в них формируются электрические разряды в различной форме (стримерные, лидерные), аналогично тому, как это происходит в грозовых ячейках. Соответственно, такие разряды можно рассматривать как электромагнитные помехи, которые могут оказывать существенное влияние на работу радио и телекоммуникационное оборудование.

Электромагнитное излучение, возникающее при электрическом разряде в воздухе, в том числе в грозу, представляют значительный интерес для различных приложений. Генерация электромагнитных импульсов может быть использована для обнаружения высоковольтных разрядов [1], пеленгации и исследованиях молний [2]. Такие электромагнитные импульсы могут создавать помехи для работы аппаратуры связи, навигации или радиолокации, а также выводить её из строя [3]. Такое лабораторное физическое моделирование является хорошим дополнением к натурным наблюдениям, обеспечивая возможность исследования отдельных механизмов развития молнии в хорошо контролируемых и воспроизводимых условиях. Для воспроизведения отдельных составляющих разряда могут использоваться специальные установки, например, приспособленные для создания стримерной короны. Лабораторное моделирование молниевых разрядов может также производится с использованием облаков заряженного аэрозоля (моделей грозовых ячеек). Рассматриваемые генераторы позволяют создавать облака, заряженные до потенциала в несколько мегавольт и объёмом в несколько кубических метров.

В [4] описан эффект генерации сверхширокополосных субнаносекундных электромагнитных импульсов (СВЧ), наблюдавшийся в экспериментах с заряженным облаком капель воды. СВЧ излучение возникало на стадии стримерной вспышки, образования общей стриженной короны и главной стадии пробоя. Эффект возбуждения СВЧ излучения, сопровождающий возникновение длинной искры непосредственно наблюдался в эксперименте [5, 6]. Генерация множественных импульсов СВЧ излучения наблюдалась также в экспериментах со стримерным разрядом. Анализ

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ, грант № 25-79-20017

скоростной съёмки, проводившейся с синхронной регистрацией электромагнитных импульсов, показал, что генерация СВЧ излучения происходит при встрече положительных и отрицательных стримеров. В результате чего возникает область с очень высокой напряженностью электрического поля. При этом протекает ток большой амплитуды и крутизной, что приводит к возникновению радиоизлучения высокой частоты.

2. Результаты эксперимента

В табл. приведены характерные параметры стримерных разрядов для промежутка заряженный аэрозоль – плоскость, полученные в результате исследований.

Таблица. Параметры стримерных разрядов для промежутка заряженный водный аэрозоль – заземленная плоскость.

Источник стримеров	Параметры разряда стримерной формы				
	Длина, м	Скорость, см/мкс	Ток, А	Электрическое поле в промежутке, кВ/см	Промежуток
Разряды с заряженного водного аэрозоля (модель грозовой ячейки)	0,5 ÷5	10÷100	0,1÷1	до 15	промежуток заряженный аэрозоль-плоскость

Измерения показали, что максимальная мощность радиоизлучения такого лавино-стримерного разряда лежит в диапазоне 10 ÷ 500 МГц. При этом наблюдается достаточно сильное излучение и в диапазоне 1 ÷ 3 ГГц. Полученные результаты согласуются с имеющимися литературными данными [3].

3. Заключение по результатам исследования

1. Разработана методика и создан стенд по исследованию процесса распространения СВЧ радиоизлучения в воздушных средах с различными метеопараметрами и содержаших капельный аэрозоль различного размера.
2. При электрозарядке капель разного размера в потоке воздуха исследовались возникающие радиоизлучения стримерных и лавинных разрядов в формируемом облаке (моделирование грозовой ячейки)
3. В результате проведенных испытаний определен частотный спектр возникающего радиоизлучения разрядов, которое может оказывать негативное воздействие на работу радио оборудование.

Список литературы

1. Design and optimization of detection antenna for corona discharge in high-voltage transmission lines. Xiao, X.; Hu,W.; Ran, J.; Xu, Z.; Hei, G.; Han, X.; Zhao, L.; J. Phys. Conf. Ser. 2020, 1486, 062024. https://doi.org/10.1088/1742-6596/1486/6/062024
2. Simultaneous observation of lightning emission in different wave ranges of electromagnetic spectrum in Tien Shan mountains. Gurevich, A. V.; Garipov, G. K.; Almenova and all.; Atmospheric Research 2018, 211, 73-84. https://doi.org/10.1016/j.atmosres.2018.04.018.
3. Stand for research of radio emission of a long electric spark. Syssoev V.S., Kuznetsov Yu. A., Naumova M. и др Technical Physics Letters 2022, 48(4), 50-53. doi.org/10.21883/TPL.2022.04.53173.19070.
4. Nanosecond electromagnetic pulses generated by electric discharges: Observation with clouds of charged water droplets and implications for lightning. Gushchin, M.E.; Korobkov S.V., Zudin I.Y., Nikolenko A.S., Mikryukov P.A., Mareev E.A., Syssoev V.S., Sukharevsky D.I., Orlov A.I., Naumova M.Y., Kuznetsov Y.A., Shvets N.N., Belov A.S. Geophysical Research Letters, 48, e2020GL092108. https://doi.org/10.1029/2020GL092108.
5. Temporal correlation between hard x rays and radio emissions in the MHz and GHz frequency ranges generated by a laboratory high-voltage discharge. Parkevich, E. V.; Khirianova, A. I.; Khirianov, T. F.; Baidin, I. S.; Shpakov, K. V.; Rodionov, A. A.; Bolotov, Ya. K.; Ryabov, V. A.; Ambrozevich, S. A.; and Oginov A. V. J. Appl. Phys. 2023; 134 (15): 153303. https://doi.org/10.1063/5.0168616.
6. Amplitude–Temporal and Spectral Characteristics of Pulsed UHF-SHF Radiation of a High-Voltage Streamer Discharge in Air under the Atmospheric Pressure. Zudin, I.; Gushchin, M.and all. Energies 2022, 15, 9425. https://doi.org/10.3390/en15249425.

Стационарный режим автодинного приемопередатчика (АПП) системы радиозондирования атмосферы (СРЗА)

Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А.

Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация: *Представлены результаты анализа выходных параметров стационарного режима (выходной мощности, амплитуды колебаний и частоты) работы автодинного приемопередатчика (АПП) системы радиозондирования атмосферы. Получены выражения и построены нормированные графики для определения оптимального режима работы АПП, при котором обеспечиваются наилучшие значения выходной мощности.*

1. Введение

Наиболее высокие показатели по точности получения данных о состоянии атмосферы до высот порядка 40 км имеют системы радиозондирования атмосферы (СРЗА), построенные на принципе слежения за аэрологическими радиозондами (АРЗ). АРЗ, которые в свободную атмосферу запускаются с помощью шаров-зондов, на сегодня являются основным средством получения аэрологических данных [1]. В настоящее время одним из путей дальнейшего развития СРЗА является замена в АРЗ сверхрегенеративного (СПП) на автодинный приёмопередатчик (АПП) [2, 3]. Цель данного сообщения – на базе разработанной модели [4] транзисторного АПП выполнить исследование зависимости выходной мощности от выбранного режима стационарных колебаний для случая биквадратной аппроксимации импедансной характеристики.

2. Выходные параметры стационарного режима

Основными выходными параметрами, характеризующими стационарный режим работы СВЧ генераторов, в окрестности которого проявляется автодинный эффект, являются выходная мощность $P_{\text{н}}$, амплитуда A и частота ω генерации. Для нахождения этих параметров примем аппроксимацию средней за период проводимости АЭ следующего вида:

$$Y_{\text{АЭ}}(A,\omega) = -G^0_{\text{АЭ}}[g_{\text{э}}(u_{\text{н}}) + \nu_g(\omega-\omega_0)/\omega_0] - jB^0_{\text{АЭ}}[1-\nu_b(A-A_0)/A_0], \quad (1)$$

где $G^0_{\text{АЭ}}$, $B^0_{\text{АЭ}}$ – резистивная и реактивная проводимости АЭ при отсутствии колебаний; $g_{\text{АЭ}}(u_{\text{н}})$ – модуль нормированной характеристики резистивной проводимости АЭ:

$$g_{\text{АЭ}}(u_{\text{н}}) = 1 + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4; \quad (2)$$

$u_{\text{н}} = A_0 / A_{\max}$ – нормированная амплитуда колебаний; $A_{\max}$ – амплитуда колебаний на АЭ, при которой проводимость $g_{\text{АЭ}}(u_{\text{н}}) = 0$; c_g, ν_g, ν_b – коэффициенты, определяющие зависимость проводимостей $G_{\text{АЭ}}$ и $B_{\text{АЭ}}$ АЭ от изменений амплитуды $u_{\text{н}}$ и частоты ω генерации.

Из условия баланса проводимостей с учетом (1), (2) и проводимости нагрузки запишем выражения для частоты ω_0 и нормированной амплитуды $u_{\text{н}}$ стационарных колебаний СВЧ-генератора:

$$\omega_0 = \omega_{\text{с}}[1 + (\text{tg}\Theta_0 / 2Q_{\text{н}})],\ u_{\text{н}} = \left[c_g + \sqrt{c_g^2 + 4(c_g+1)(1-g_{\text{пот}}-g_{\text{н}})}/2(c_g+1)\right]^{1/2}, \quad (3)$$

где $\Theta_0 = \text{arctg}(B^0_{\text{АЭ}} / G^0_{\text{АЭ}})$ – фазовый угол запаздывания АЭ; $g_{\text{пот}} = G_{\text{пот}} / G^0_{\text{АЭ}}$, $g_{\text{н}} = G_{\text{н}} / G^0_{\text{АЭ}}$ – нормированные проводимости собственных потерь и нагрузки; $Q_{\text{н}}$ – нагруженная добротность КС:

$$Q_{\text{н}} = Q_0 g_{\text{пот}} / (g_{\text{пот}} + g_{\text{н}}) = Q_0 g_{\text{пот}} / [1 + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4], \quad (4)$$

Q_0 – собственная добротность колебательного контура (резонатора).

С учетом (4) легко получить выражение для выходной мощности: $P_{\text{н}} = A_0^2 G_{\text{н}} / 2 = P_{\text{ф}} \cdot p_{\text{н}}$, где $P_{\text{ф}} = A^2_{\max} G^0_{\text{АЭ}} / 2$ – «формально» максимальная мощность АЭ; $p_{\text{н}} = P_{\text{н}} / P_{\text{ф}}$ – нормированная зависимость выходной мощности генератора от величин нормированных проводимостей $g_{\text{пот}}$ и $g_{\text{н}}$:

$$p_{\text{н}}(g_{\text{н}}) = g_{\text{н}}\left[c_g + \sqrt{c_g^2 + 4(c_g+1)(1-g_{\text{пот}}-g_{\text{н}})}\right] / 2(c_g+1). \quad (5)$$

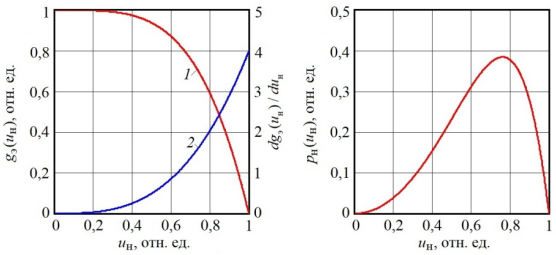
Используя замену: $g_{\text{н}} = 1 - g_{\text{пот}} + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4$, получим зависимость $p_{\text{н}}(u_{\text{н}})$:

$$p_{\text{н}}(u_{\text{н}}) = [1 - g_{\text{пот}} + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4]u_{\text{н}}^2. \quad (6)$$

При этом должны выполняться условия устойчивости колебаний:

$$u_{\text{н}} \geq [c_g / 2(c_g+1)]^{1/2} \text{ или } g_{\text{н}} \leq 1 - g_{\text{пот}} + [c_g^2 / 4(c_g+1)]. \quad (7)$$

На рис. 1 представлены результаты вычислений согласно (2), (3), (5), (6) с учетом (7) в виде графиков $g_{\text{АЭ}}(u_{\text{н}})$ (кривая *1*) и ее производной $dg_{\text{АЭ}}(u_{\text{н}})/du_{\text{н}}$ (кривая *2*), а также $P_{\text{н}}(u_{\text{н}}) = P_{\text{ф}} p_{\text{н}}(u_{\text{н}})$, построенных при условии $\omega = \omega_0$, $G_{\text{н}} = 0{,}03$, $A_{\max} = 6$ В и значении коэффициента $c_g = 0$.



(*а*) (*б*)

Рис. 1. Графики нормированных зависимостей электронной проводимости $g_э(u_н)$ (кривая *1*), ее производной $dg_э(u_н)/du_н$ (кривая 2) (*а*) и нормированной выходной мощности $p_н(u_н)$ (*б*) АПП

Как видно на полученных графиках рис. 1, зависимость выходной мощности от нормированной амплитуды $u_{\text{н}}$ колебаний генератора имеет максимум при определенной величине амплитуды колебаний. Такая зависимость присуща всем типам генераторов и в данном случае положение максимума мощности примем за основной ориентир при выборе рабочей точки АПП.

При оптимальной связи генератора с нагрузкой, когда $g_{\text{н}} = g_{\text{н}}^{\text{опт}}$ и $u_{\text{н}} = u_{\text{н}}^{\text{опт}}$, поступающая в нагрузку мощность имеет максимальное значение (см. рис. 1*б*). Если проводимость $g_{\text{н}} > g_{\text{н}}^{\text{опт}}$ и $u_{\text{н}} < u_{\text{н}}^{\text{опт}}$, то передаваемая в нагрузку мощность превышает мощность, рассеиваемую в резонаторе. Данный случай принято называть режимом «пересвязи». В режиме «недосвязи», когда $g_{\text{н}} < g_{\text{н}}^{\text{опт}}$ и $u_{\text{н}} > u_{\text{н}}^{\text{опт}}$, мощность в нагрузке становится меньше мощности в резонаторе. На рис. 1*б* область «недосвязи» находится справа от максимума мощности, где нормированная амплитуда $u_{\text{н}}$ колебаний на АЭ больше амплитуды, при которой наблюдается максимум мощности в нагрузке: $u_{\text{н}} > u_{\text{н}}^{\text{опт}}$, а область «пересвязи» – слева, когда $u_{\text{н}} < u_{\text{н}}^{\text{опт}}$.

Анализ функций (6) и (7) на экстремум по параметрам $g_{\text{н}}$ и $u_{\text{н}}$ позволяет получить формулы для вычисления максимальной мощности $P_{\max} = P_{\text{ф}} \cdot p_{\text{н}}^{\text{опт}}$ генератора, выделяемой в нагрузке, а также оптимальных величин проводимости нагрузки $G_{\text{н}}^{\text{опт}} = G_{\text{АЭ}}^0 g_{\text{н}}^{\text{опт}}$ и амплитуды колебаний $A_0^{\text{опт}} = A_0 u_{\text{н}}^{\text{опт}}$:

$$g_{\text{н}}^{\text{опт}} = \frac{2}{3}\left[1 + \frac{c_g}{6(c_g+1)}\left(c_g + \sqrt{3(1+c_g)+c_g^2}\right)\right], \; u_{\text{н}}^{\text{опт}} = \frac{A_0^{\text{опт}}}{A_0} = \sqrt{\frac{c_g + \sqrt{3(c_g+1)+c_g^2}}{3(c_g+1)}}, \quad (8)$$

где $p_{\text{н}}^{\text{опт}}$ – максимальные значения нормированных характеристик $p_{\text{н}}(g_{\text{н}})$ и $p_{\text{н}}(u_{\text{н}})$.

Расчет искомых параметров $g_{\text{н}}^{\text{опт}}$ и $u_{\text{н}}^{\text{опт}}$, при которых мощность в нагрузке максимальна, согласно (8) дает следующие значения: $g_{\text{н}}^{\text{опт}} = 0{,}869$ и $u_{\text{н}}^{\text{опт}} = 0{,}76$.

3. Заключение

На основе разработанной математической модели АПП выполнены расчеты зависимостей его основных параметров стационарного режима от значения относительной амплитуды колебаний на АЭ при аппроксимации его импедансной характеристики биквадратной параболой. При этом получены характеристики проводимости АЭ, выходной мощности и ее производной. Полученные в настоящей работе расчетные соотношения и графики зависимостей от относительной амплитуды колебаний представляются полезными для инженерного расчета параметров и характеристик, а также для их оптимизации не только в автодинных системах радиозондирования, но и в иных радиосистемах.

Список литературы

1. Иванов В.Э. (ред.), Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы: Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств. Екатеринбург: УрО РАН; 2004. 596 с.
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.
3. Богатырев Е.В., Галеев Р.Г., Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Развитие радиолокационных систем зондирования атмосферы применением асинхронных автодинных приемоответчиков. Успехи современной радиоэлектроники. 2024. Т. 78. № 1. С. 45—63.
4. Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Особенности формирования сигналов автодинного приемопередатчика при асинхронном приеме запросных сигналов системы радиозондирования атмосферы // Ural Radio Engineering Journal. 2025. Т. 9. № 1. С. 75—98.

Коррекция нелинейных искажений сигналов в сверхширокополосных устройствах радиотехнических систем [1]

[1, 2] Семенов Э. В., [1, 2] Назаров М. А.

[1] *Институт сильноточной электроники СО РАН*
г. Томск, 634055, пр. Академический, 2/3, Российская Федерация
edwardsemyonov@narod.ru
[2] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация

Аннотация: *Предложен метод коррекции нелинейных искажений, вносимых узлами, работающими в радиотехнических системах в основной области частот (или в сверхширокополосных системах). Метод основан на замещении объекта эквивалентной (в части переходных характеристик) параллельной нелинейной RC-цепью. Алгоритм коррекции сводится к отысканию входного сигнала цепи по выходному. Корректор может быть реализован и как предыскатель на входе нелинейной системы, и как корректор ее выходного сигнала. На примере сверхширокополосного усилителя мощности показано, что с применением предлагаемого метода коррекции статическая нелинейность может быть уменьшена с 12% до 1%, а динамическая нелинейность с 44% до 3%.*

1. Введение

Нелинейные искажения сигналов в тракте основной полосы частот радиотехнических систем (до модулятора в передатчике и после демодулятора в приемнике) ухудшают помехоустойчивость и увеличивают коэффициент ошибок в системах связи [1], приводят к перегрузке радиолокационных приемников фоновыми отражениями [2], делают актуальной коррекцию остаточной систематической погрешности после выполнения линейной калибровки в измерительных системах [3] и пр. Аналогичные проблемы возникают в системах, тракт которых целиком сверхширокополосный.

Нелинейные искажения можно корректировать цифровыми пред- или пост-корректорами [4], поскольку большинство современных радиосистем начинаются с ЦАП и заканчиваются АЦП. Синтезируются такие корректоры путем инверсии модели корректируемого узла. В настоящее время эффективны и просты в части экстракции параметров только модели полигармонических искажений, в результате чего распространены корректоры только для радиочастотных узлов [4].

В последние годы нам удалось предложить простые модели радиотехнических узлов, работающих в основной области частот [5], в виде нелинейных рекурсивных фильтров, которым ставится в соответствие некоторая RLC-цепь из нелинейных элементов. Логично попробовать применить их для синтеза корректоров нелинейных искажений, чему и посвящен предлагаемый доклад.

2. Метод коррекции, основанный на замещении объекта эквивалентной нелинейной RC-цепью

Простейшая модель в рассматриваемом классе – модель первого порядка, в которой узел замещается цепью из параллельно включенных нелинейных резистора и емкости. Входным сигналом считается общий ток этой цепи, а выходным – напряжение на ней. Параметризация модели заключается в косвенном измерении вольт-амперной характеристики (ВАХ) резистора и вольт-кулонной характеристики (ВКХ) емкости по зарегистрированному семейству переходных характеристик (ПХ) узла при разных амплитудах [6]. Обращение такой модели сводится к отысканию общего тока цепи $i(t)$ по заданному напряжению на ней $u(t)$. Из выходного напряжения находится ток резистора по его ВАХ. По ВКХ находится заряд конденсатора $q(t)$. Дифференцированием этой функции находим ток конденсатора. Добавляя ток резистора, получаем общий ток цепи.

Нужно учесть, что синтез корректора путем полного обращения модели узла приводит также и к коррекции линейных передаточных свойств узла, как в части коэффициента усиления, так и в части амплитудно-частотных характеристик. Это обычно не требуется для задачи коррекции нелинейных искажений. В рамках использованной модели узла передаточная характеристика узла $H(\omega)$ соответствует фильтру нижних частот с некоторым коэффициентом усиления в окрестности нулевой частоты. Чтобы малосигнальная передаточная функция системы «корректор – узел» или «узел – корректор» соответствовала малосигнальной передаточной функции узла, каскадно с операцией коррекции нужно выполнить операцию цифровой фильтрации функцией $H(\omega)$. Причем эта операция должна выполнять-

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2024-0001).

ся над сигналом без нелинейных искажений. Для случая предкоррекции последовательность получается такая: «фильтр – корректор – узел», а для посткоррекции – «узел – корректор – фильтр».

На рис. 1 приведен пример коррекции нелинейных искажений сигналов в усилителе мощности с выходной мощностью около 50 Вт и длительностью фронта ПХ около 100 нс. Усилитель трехкаскадный, без ООС, на биполярных транзисторах, включенных по схеме ОЭ+ОЭ+ОК [6]. На рис 1, *а* пунктиром приведено семейство ПХ узла без коррекции, сплошными кривыми – скорректированные ПХ. Поскольку ясно, что ПХ должны иметь экспоненциальный вид и одинаковую форму, то уже по рис. 1, *а* качественно можно определить, что нелинейные искажения существенно уменьшились.

Однако по рис. 1, *а* дать количественную оценку нелинейных искажений затруднительно. Поэтому на рис. 1, *б* и *в* мы привели характеристики статической и динамической нелинейности узла до (пунктир) и после коррекции (сплошные линии). Статическая нелинейность определяется как отклонение статического сопротивления резистора в эквивалентной RC-цепи от равномерного закона.

В части определения динамической нелинейности устройств есть проблема «развязки» со статической нелинейностью в присутствии линейной инерции – характеристика динамической нелинейности не должна показывать нелинейность для каскадного соединения безынерционного нелинейного узла и линейного преобразователя сигналов. Решение этой проблемы мы представили в [7]. При этом характеристика динамической нелинейности по размерности и смыслу соответствует постоянной времени эквивалентной узлу RC-цепи как функции выходного напряжения узла. На рис. 1, *в* приведено отклонение этой постоянной времени от равномерного закона.

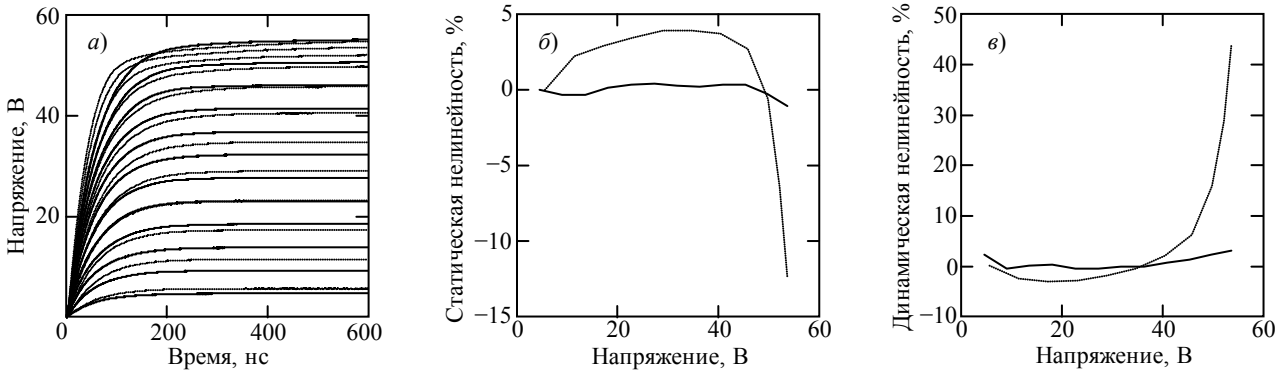


Рис. 1. Переходные характеристики (*а*), статическая (*б*) и динамическая (*в*) нелинейность усилителя. Пунктир – до коррекции, сплошные линии – после

3. Заключение

Показано, что нелинейность узлов, работающих в основной полосе частот или со сверхширокополосными сигналами может быть скомпенсирована при помощи простого цифрового корректора, синтезированного на основе модели узлов в виде эквивалентной нелинейной параллельной RC-цепи. На конкретном примере видеоимпульсного усилителя мощности продемонстрировано, что остаточные нелинейные искажения системы уменьшаются на порядок и более по сравнению с исходными.

Результаты работы могут найти применение в системах связи, локации (в том числе нелинейной), а также в нелинейных импульсных измерителях характеристик цепей.

Список литературы

1. Семенов Э.В. Моделирование влияния нелинейно-инерционных искажений в тракте основной частоты цифровых систем связи на целостность сигналов // Российский форум «Микроэлектроника 2024» / Сборник тезисов 10-й Научной конференции «ЭКБ и микроэлектронные модули». Сочи, Научно технологический университет «Сириус», 23–28 сентября 2024 г. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2024. С. 159–160.
2. Jol H.M. Ground Penetrating Radar: Theory and Applications. Elsevier : Amsterdam, 2009. 509 p.
3. Савин А.А., Губа В.Г. Дополнительная коррекция измерений двухпортовых векторных анализаторов цепей // В сб. : 24-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» – КрыМиКо’2014 (Севастополь, 7–13 сент. 2014 г.). 2014. С. 900–901.
4. Zhu A., Draxler P.J., Yan J.J., Brazil T.J., Kimball D.F., and Asbeck P.M. Open-Loop Digital Predistorter for RF Power Amplifiers Using Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Series // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. 2008. Vol. 56, No. 7. P. 1524–1534.
5. Semyonov E.V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter // IEEE Transactions on Circuits and Systems II. Express Briefs. 2021. Vol. 68, No. 6. P. 2192–2196.
6. Назаров М.А., Семенов Э.В. Минималистичная система характеристик нелинейных видеоимпульсных устройств и ее измерение // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 4. С. 123–132.
7. Семенов Э.В., Назаров М.А., Полторыхин К.М. О характеризации динамической нелинейности сверхширокополосных устройств // Журнал радиоэлектроники. 2025. № 1. 14 с.

Высокочувствительный микроволновый датчик на основе метаматериала DSRR для определения содержания железа в смазочных маслах[1]

Гафуривайган М., Бурлаков К.А., Сидибе Ф.М., Шабунин С.Н.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
mgafurivaigan@urfu.ru

Аннотация: *В данной статье представлена конструкция микроволнового датчика на основе соединенных двойных резонаторов с расщепленным кольцом (DSRR) для высокочувствительного измерения содержания железа в смазочных маслах. Предлагаемый датчик максимально использует резонансные свойства метаматериалов и интенсивное взаимодействие между электрическим и магнитными полями для точного обнаружения малых изменений в проницаемости материалов. Характеристики датчика рассчитана с помощью имитационных тестов для различных количеств железа в смазочных маслах, таких как 20, 50, 110, 170 мкг/г. Результаты показывают сдвиг резонансной частоты пропорционально изменению диэлектрической проницаемости и высоты тестируемой жидкости (LUT). Благодаря высокой чувствительности и надежности работы, данная конструкция предполагает применение в различных отраслях нефтяной промышленности, особенно на заводах по производству смазочных масел. Средняя чувствительность (S_{avg}) этого датчика составляет 8,4% при коэффициенте качества 191,07 на частоте 1,07 ГГц. Кроме того, датчик имеет компактные размеры, которые составляют $0,18\lambda_0 \times 0,16\lambda_0 \times 0,001\lambda_0$, где λ_0 - длина волны свободного пространства.*

1. Введение

Точное определение диэлектрических свойств жидких и твердых материалов с помощью микроволновых датчиков имеет первостепенное значение в области химии, промышленности, медицины и биологии [1],[2]. В качестве метаматериалов используются синтетические материалы, состоящие из периодически расположенных металлических компонентов, размеры которых меньше длины волны падающего электромагнитного излучения. Простые резонаторы, такие как волноводы, эффективны для зондирования, но отличительные характеристики кольцевых резонаторов (SRRs) и дополнительных кольцевых резонаторов (CSRRs) обеспечивают повышенную чувствительность и разрешение для приложений зондирования, что делает их предпочтительными для наших конкретных целей. Взаимодействие между линией передачи и элементом SRR было использовано для достижения высокой концентрации электромагнитного поля, тем самым увеличивая чувствительность датчика и пределы обнаружения за счет создания «горячих» точек [3], [4]. Различные метаматериальные резонаторы, включая CSRR [5] и SRR [6], показали высокие коэффициенты добротности. Микрополосковые датчики на основе этих резонаторов были использованы для обнаружения жидких смесей в воде, достигая средней чувствительности (S_{avg}) 0,2% [7] и 0,6% [8].

Предложенный датчик демонстрирует S_{avg} 8,4%, с Q-фактором 191,07 на частоте 1,07 ГГц. Результаты моделирования были подтверждены путем сравнения с другими структурами, что обеспечивает достоверность результатов.

2. Конструкция датчика и результаты моделирования

Промышленные приложения требуют усовершенствования компактных датчиков. Полуволновая связанная линия и метаструктура в виде двойного резонатора с расщепленным кольцом (DSRR) - это решение которое предлагается в данном исследовании. На Рис. 1 показана основная секция содержащая два прямоугольных резонатора длиной l_4=8 мм ($0,08\lambda_g$) и l_5=16 мм ($0,16\lambda_g$). Подключение датчика осуществляется через 50Ω SMA-разъемы, которые подключаются к этим резонаторам. В качестве подложки для предлагаемого датчика используется FR-4, имеющий диэлектрическую проницаемость 4,4 и $\tan\delta = 0,02$, как экономически эффективная подложка.

Компактная конструкция датчика была достигнута за счет использования отличительного расположения питающей линии. Взаимодействие между резонатором с двойными разрезанными кольцами и двумя резонаторами линии передачи создает локализованное электрическое поле, создавая "горячую точку", которая приводит к реализации датчика с высоким Q-фактором. Коэффициент Q и чувствительность являются важнейшими параметрами микроволновых датчиков,

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № 075-03-2025-258).

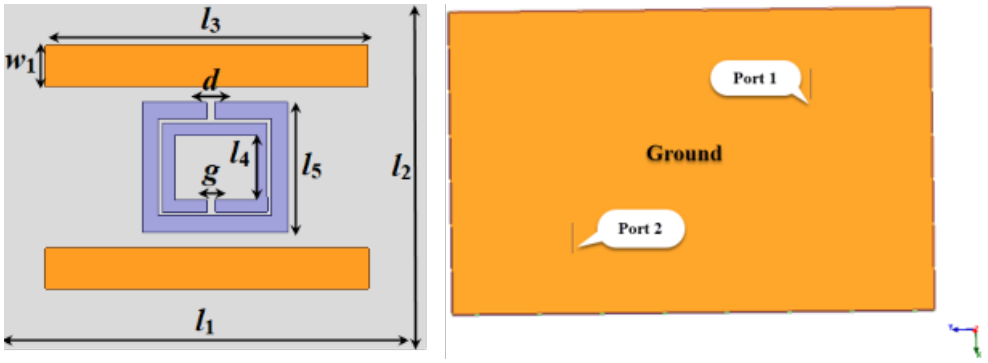


Рис. 1. Геометрические размеры предлагаемого датчика: l_1=80 мм, l_2=50 мм, l_3=40 мм, l_4=8 мм, l_5=16 мм, w_1=5 мм, d=0,5 мм, g=1 мм.

поскольку они определяют способность устройства обнаруживать и точно измерять небольшие изменения сдвига частоты. Эти параметры вычисляются следующим образом:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}, \; S = \frac{f_2 - f_1}{f_2(\varepsilon - 1)}$$

где, f_0, f_1, f_2 - центральная частота, сдвинутая частота и начальная частота, соответственно.

На рис. 2 показана величина S21 для предлагаемого датчика без тестируемой жидкости и с жидкостью при различном содержании железа в смазочном масле.

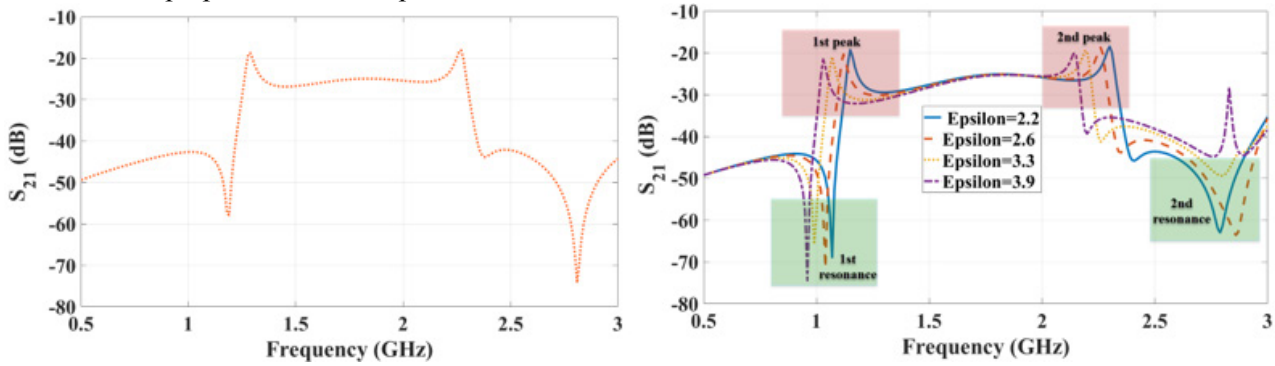


Рис. 2. S_{21} предлагаемого датчика с тестируемой жидкостью и без нее

3. Результаты

Эффективность датчика оценивается с помощью имитационных испытаний, проведенных при различном содержании железа в смазочных маслах, в частности при 20, 50, 110 и 170 мкг/г. Результаты показывают, что сдвиг резонансной частоты коррелируется с изменением диэлектрической проницаемости LUT. Средняя чувствительность этого датчика составляет 8,4 %, при этом коэффициент Q равен 191,07 на частоте 1,07 ГГц.

Список литературы

1. P. Velez, K. Grenier, J. Mata-Contreras, D. Dubuc, and F. Martín, "Highly-Sensitive Microwave Sensors Based on Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRRs) for Dielectric Characterization and Solute Concentration Measurement in Liquids," IEEE Access, vol. 6, pp. 48324–48338, 2018.
2. M. Ghafourivayghan and S. N. Shabunin, "Feasibility Assessment of Guided Resonance Modes in High Q and Resolution mm-Wave Metamaterial Biosensor," Optik, vol. 299, p. 171619, 2024.
3. W. Withayachumnankul, A. Tuantranont, C. Fumeaux, and D. Abbott, "Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization," Sensors and Actuators A: Physical, vol. 189, pp. 233-237, Aug. 2013.
4. A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. Al-Sarawi, and D. Abbott, "High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization," IEEE Sens. J., vol. 14, no. 5, pp. 1345-1351, May 2014.
5. M. H. Zarifi, M. Rahimi, M. Daneshmand, and T. Thundat, "Microwave ring resonator-based non-contact interface sensor for oil sands applications," Sensors and Actuators B: Chemical, vol. 224, pp. 632-639, 2016.
6. A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. F. Al-Sarawi, and D. Abbott, "Metamaterial-inspired rotation sensor with wide dynamic range," IEEE Sens. J., vol. 14, no. 8, pp. 2609-2614, 2014.
7. A. Ebrahimi, J. Scott, and K. Ghorbani, "Differential sensors using microstrip lines loaded with two split-ring resonators," IEEE Sens. J., vol. 18, no. 14, pp. 5786-5793, 2018.
8. T. Yun and S. Lim, "High-Q and miniaturized complementary split ring resonator-loaded substrate integrated waveguide microwave sensor for crack detection in metallic materials," Sensors and Actuators A: Physical, vol. 214, pp. 25-30, 2014.

Поляризационная ТГц дефектоскопия объектов в аддитивном производстве[1]

Кателина Д.С., Бадьин А.В., Москаленко В.Д., Бердюгин А.И.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36
thzlab@mail.ru

Аннотация: *В работе представлен метод поляризационной визуализации анизотропных объектов в терагерцовом диапазоне частот. Метод основан на регистрации синхронизированных по координатам матриц двумерного распределения мощности прошедшего электромагнитного излучения при ортогональной и параллельной поляризациях. Проверка метода производилась на массиве полос, выполненных методом 3D-печати электропроводящим акрилонитрилбутадиенстиролом на диэлектрической подложке.*

1. Введение

Неразрушающий контроль (НК) представляет собой набор методов для оценки свойства материала без нарушения его структурной целостности. НК находит применение в различных областях: оптимизация производственных процессов, контроль качества продукции и мониторинг состояния конструкций [1], которые в ряде случаев обладают анизотропией электромагнитных свойств. Сегодня развито множество методов НК анизотропных материалов [2]. Особый интерес представляет бесконтактный радиоволновый метод поляризационной визуализации материалов с использованием терагерцового (ТГц) излучения, способного проникать сквозь оптически непрозрачные материалы [3-7].

2. Материалы и методы

Системы поляризационного ТГц дефектоскопа (рис. 1) состоит из источника монохроматического излучения (лампа обратной волны), квазиоптической линии на основе тефлоновых линз, проволочного поляризатора, модулятора, детектора (ячейка Голея) и системы двумерного позиционирования объекта на основе линейных механизированных трансляторов, расположенной непосредственно за диафрагмой (D = 3мм) в центре квазиоптической линии.

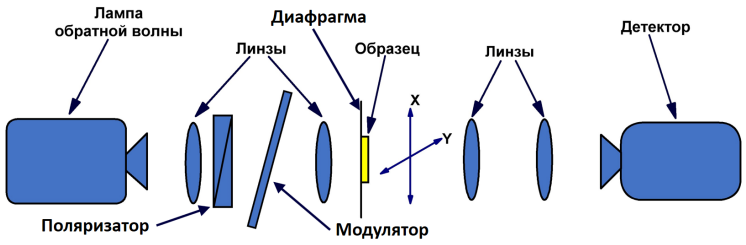


Рис. 1. Система поляризационной ТГц дефектоскопии анизотропных материалов

В качестве тестового анизотропного объекта (рис. 2) использовался массив из электропроводящих полос (ширина 0,45 мм, длина 16 мм, высота 0,4 мм) с шагом от 200 до 900 мкм, выполненных на 3D-принтере Prusa i3 электропроводящим акрилонитрилбутадиенстиролом (АБС) «Mellow» на диэлектрической подложке из чистого АБС («Bestfilaments») толщиной 400 мкм.

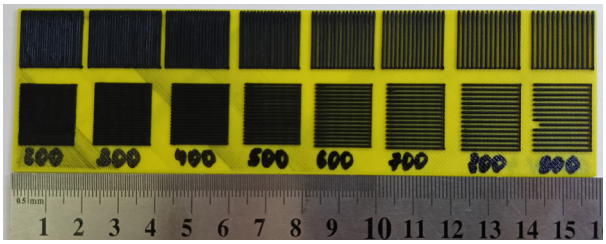


Рис. 2. Массив электропроводящих полос на диэлектрической подложке

[1] Научное исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 25-29-20174, https://rscf.ru/project/25-29-20174/ и средств Администрации Томской области

Для упрощения эксперимента, вместо вращения поляризации было организовано сканирование идентичных массивов полос, отличающихся только ориентацией (0° и 90°) и синхронизированных относительно начала отсчета по горизонтали.

3. Результаты

В результате получены массивы распределения мощности при двух поляризациях на частоте 208 ГГц. Произведен расчет матрицы анизотропии $A(x,y)$ (рис. 3) согласно выражению $A(x,y) = P_{\perp}(x,y) / P_{\parallel}(x,y)$, где $P_{\perp}(x,y)$ и $P_{\parallel}(x,y)$ – мощность излучения при ортогональной и параллельной поляризациях, соответственно, в позиции с координатами x и y.

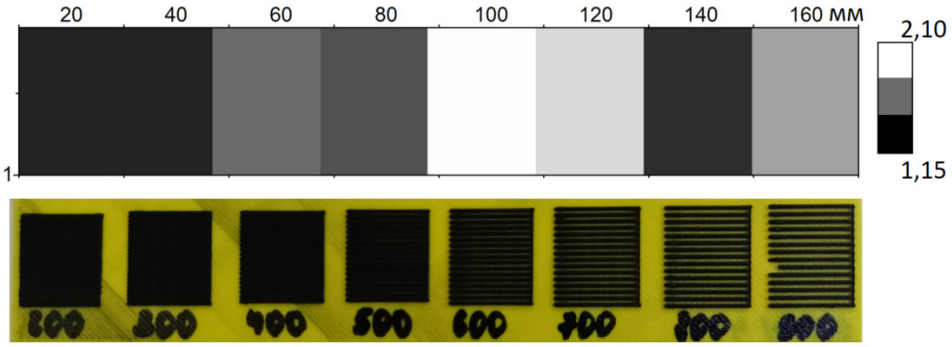


Рис. 3. Распределение коэффициента анизотропии

Как видно из рис. 3, тестовый образец анизотропный. При этом, периодичность нанесенной решетки напрямую влияет на коэффициент анизотропии, что подтверждает возможность использования бытового 3D-принтера для изготовления поляризационных объектов и конструкций в ТГц диапазоне. При периодичности полос ~ 600 мкм наблюдается максимальный коэффициент анизотропии, вероятно, вызванный объемным резонансом на структуре.

4. Заключение

Терагерцовая поляризационная дефектоскопия представляет собой метод неразрушающего контроля, обладающий уникальной способностью сочетать высокую проникающую способность с чувствительностью к анизотропным свойствам материалов. Ключевое преимущество данного метода заключается в возможности одновременного выявления внутренних дефектов и анализа ориентационной зависимости характеристик материала. Терагерцовая дефектоскопия представляет интерес для материаловедения и промышленного контроля, и может обеспечить точность, безопасность и универсальность при работе с анизотропными объектами.

Список литературы

1. Kromik A. et al. On the Effects of Anisotropy in Detecting Flaws of Fibre-Reinforced Composites // Applied Composite Materials. 2023. Vol. 30. No. 1. P. 21-39.
2. Wang J. et al. A comparative study of non-destructive evaluation of glass fiber reinforced polymer composites using terahertz, x-ray, and ultrasound imaging // International Journal of Precision Engineering and Manufacturing. 2019. Vol. 20. P. 963-972.
3. Nsengiyumva W. et al. Sensing and nondestructive testing applications of terahertz spectroscopy and imaging systems: State-of-the-art and state-of-the-practice // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2023. Vol. 72. P. 1-83.
4. Nakagawa M., Okano M., Watanabe S. Polarization-sensitive terahertz time-domain spectroscopy system without mechanical moving parts // Opt. Express. Optica Publishing Group. 2022. Vol. 30, No. 16. P. 29421.
5. Xu K. et al. Terahertz time-domain polarimetry (THz-TDP) based on the spinning E-O sampling technique: determination of precision and calibration // Opt. Express. Optica Publishing Group. 2020. Vol. 28, No. 9. P. 13482.
6. Zhang M. et al. Polarization-resolved ultrafast all-optical terahertz micro-grating array modulator based on Weyl semimetallic microfilm towards 6G technology // Results Phys. Elsevier B.V., 2023. Vol. 47.
7. Система терагерцовой диагностики неоднородностей листовых диэлектриков на основе фазово-контрастного метода / А. И. Бердюгин, А. В. Бадьин, К. В. Дорожкин, Р. П. Гурский // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2022. № 4. С. 223-224.

Численная оценка влияния шума на погрешность весового усреднения разностной частоты частотно-модулированного дальномера

Езерский В.В.
ООО предприятие «КОНТАКТ-1»
г. Рязань, 390010, проезд Шабулина, 18, Российская Федерация
ezerski@yandex.ru

Аннотация: *Выполнена численная оценка влияния шума на погрешность весового метода усреднения разностной частоты частотно-модулированного дальномера. Моделирование проведено при условии фильтрации сигнала разностной частоты с помощью следящего фильтра с частотной характеристикой, близкой к характеристике одиночного колебательного контура. Исследовано влияние формы используемой весовой функции и добротности колебательного контура.*

1. Введение

В работе [1] показано, что весовое усреднение разностной частоты (ВУРЧ) позволяет выполнять измерение расстояния с погрешностью не хуже, чем широко используемый на практике спектральный метод, но при существенно более простой процедуре обработки сигнала разностной частоты (СРЧ). Вместо громоздкой двухэтапной процедуры вычисления быстрого преобразования Фурье на первом этапе и численного поиска экстремума непрерывно дискретного преобразования Фурье на втором этапе достаточно в течение одного периода частотной модуляции накопить отсчёты весовой функции (ВФ) в точках пересечения СРЧ с нулевым уровнем:

$$\widehat{S} = \sum_{i=1}^{N_{нул}} \alpha\left(t_i\right), \tag{1}$$

где $\alpha(t)$ - ВФ; t_i - моменты времени, в которых СРЧ пересекает нулевой уровень (нули СРЧ); $N_{нул}$ - количество нулей СРЧ в обрабатываемой реализации; $\widehat{S}$ - накопленная сумма отсчётов ВФ.

Расчёт измеряемого расстояния R выполняется по выражению:

$$\widehat{R} = \delta_R \widehat{S}, \tag{2}$$

где $\delta_R = c/(4\Delta F)$ - величина ошибки дискретности (ОД) частотного дальномера, c - скорость распространения электромагнитных волн, ΔF - диапазон перестройки частоты при частотной модуляции (ЧМ) за период $T_{мод}$.

Однако ВУРЧ присуща сильная чувствительность к наличию аддитивного шума в принимаемом СРЧ. Поэтому для устранения такой чувствительности при обработке СРЧ с помощью ВУРЧ используется фильтрация с помощью следящего фильтра. В [1] получены аналитические выражения для среднеквадратического отклонения (СКО) шумовой составляющей погрешности измерения расстояния и суммарной погрешности (методической плюс шумовой), достигаемых после фильтрации смеси СРЧ и белого шума с помощью фильтров трёх видов [2]: одиночного колебательного контура, идеального фильтра с прямоугольной частотной характеристикой и многокаскадного усилителя. В данной работе с помощью компьютерного моделирования выполняется численная оценка суммарной погрешности измерения расстояния, достигаемой при использовании одиночного колебательного контура.

2. Моделирование

Основой для моделирования является выражение для СРЧ [1], в дискретном виде

$$u_{\text{р}}\left(t_i\right) = A_{\text{р}} \cos\varphi_{\text{р}}\left(t_i\right), \tag{3}$$

где: $A_{\text{р}}$ и $\varphi_{\text{р}}\left(t_i\right)$ - соответственно, амплитуда и текущая фаза СРЧ; $t_i = i\Delta_t$ - дискретный момент времени; $i = 0, 1, \ldots N-1$; Δ_t - шаг дискретизации по времени, выбранный так, чтобы на максимальном рассматриваемом расстоянии выполнялись условия теоремы Котельникова; $N = T_{мод}/\Delta_t$.

Фазу СРЧ можно представить в виде

$$\varphi_{\text{р}}\left(t_i\right) = \omega_0 t_{\text{з}} + \omega_{\text{мод}}\left(t_i\right) t_{\text{з}} + \varphi_c, \tag{4}$$

где $\omega_0 = 2\pi F_0$ -начальная частота ЧМ; $\omega_{\text{мод}}(t_i) = 2\pi F(t_i)$ - закон ЧМ; φ_c - начальная фаза СРЧ; $t_з = 2R/c$ - время задержки отражённого сигнала на расстоянии R.

При моделировании полагалось, что ЧМ выполнялась по линейному закону с $F_0 = 10$ ГГц, $\omega_{\text{мод}}(t_i) = \omega_{\text{мод}}(i) = 2\pi\Delta F t_i / T_{\text{мод}} = 2\pi\Delta F i / N$; $\Delta F = 1$ ГГц, $T_{\text{мод}} = 10$ мс – период ЧМ; φ_c принималось равной 0. Амплитуда СРЧ принималась равной единице.

Моделирование производилось в среде моделирования Octave. Процедура моделирования включала задание текущего расстояния R, формирование по (3) и (4) массива из N отсчётов СРЧ, формирование для каждого заданного расстояния по 100 массивов из N отсчётом белого нормального шума, исходя из заданного отношения сигнал-шум, формирование в соответствии с рекомендациями (3) отсчётов шума на выходе следящего фильтра в виде одиночного колебательного контура, суммирование каждой шумовой реализации со сформированным СРЧ, обработка каждой сформированной суммы СРЧ и шума в соответствии с (1), вычисление по (2) оценки расстояния $\widehat{R}_n$ и расчёт текущей нормированной погрешности

$$\Delta_R(n) = \left(\widehat{R}_n - R\right)\Big/\delta_R . \qquad (5)$$

Результаты вычислений усреднялись для каждого заданного расстояния, которое изменялось с шагом 1 мм в диапазоне от $2\delta_R$ до $15\delta_R$. Затем эти средние значения усреднялись на участках расстояний, равных величине ОД, как предложено в [1]. Перечисленные действия повторялись для разных отношений сигнал шум и разных заданных добротностей контура. На рис. 1 для примера показано сравнение логарифмов полученных усреднённых нормированных СКО при добротности контура $Q = 40$.

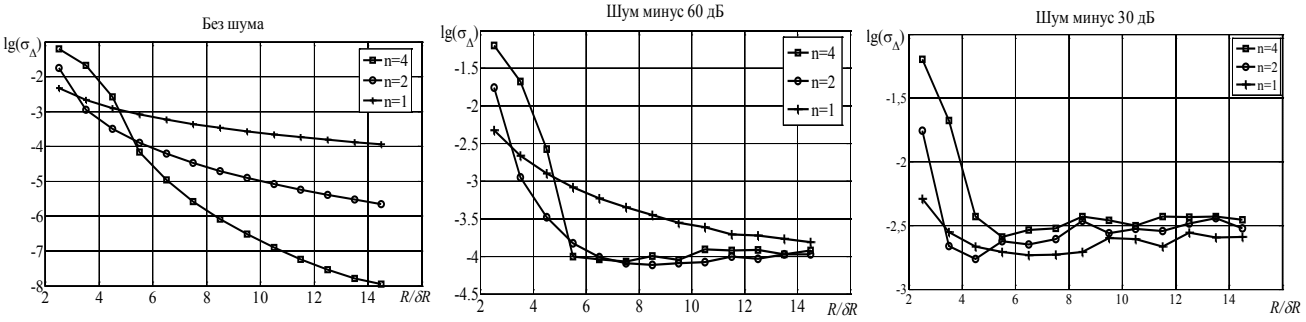


Рис. 1. Результат влияния шума для трёх параметров формы ВФ и добротности контура Q=40:
а) без шума; б) шум минус 60 дБ; в) шум минус 30 дБ

Анализ результатов, аналогичных рис. 1 для разных условий моделирования, показывает, что на экстремально малых измеряемых расстояниях (менее 5 – 6 ОД) основной вклад в суммарную погрешность вносит методическая погрешность и она сильно зависит от вида ВФ. При увеличении расстояния методическая погрешность становится существенно меньше шумовой составляющей. Поэтому здесь погрешность определяется шумом, её величина зависит от отношения сигнал-шум и практически не зависит от вида ВФ.

3. Заключение

Построена компьютерная модель ЧМ дальномера с обработкой СРЧ весовым усреднением разностной частоты и добавлением коррелированного шума при использовании в качестве следящего фильтра колебательного контура. Разработана методика моделирования и проведено подробное численное моделирование процесса измерения расстояния на фоне шума. Результаты качественно и количественно хорошо соответствуют теоретическим расчётам, приведённым в [1].

Список литературы

1. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. Монография / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, В.С. Паршин, С.М. Смольский. – М. Радиотехника, 2012. – 512 с.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Сов. Радио» 1974, 552 стр.
3. Математическое моделирование систем связи : учебное пособие / К.К. Васильев, М.Н. Служивый. – 2-изд., перераб. и доп. – Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 170 с.

Радиочастотное резонаторное устройство для измерения физических свойств диэлектрической жидкости

Совлуков А. С.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, Москва
г. Москва, 117997, ул. Профсоюзная, 65, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

Аннотация: *Рассматривается радиочастотное устройство, применимое для измерения физических свойств жидкости, содержащее резонатор в виде отрезка коаксиальной длинной линии с двумя, рабочим и эталонным, чувствительными элементами в виде участков этого отрезка длинной линии. Один из них заполняется контролируемой жидкостью, а другой – эталонной жидкостью. Отрезок длинной линии установлен вертикально. К его верхнему концу подсоединен электронный блок. Один из участков отрезка длинной линии образован центральным металлическим стержнем и внутренней поверхностью соосного с ним внутреннего металлического цилиндра, а другой – внешней поверхностью внутреннего металлического цилиндра и внешним металлическим цилиндром. Внешний цилиндр закрыт с обоих торцов верхней и нижней металлическими плоскостями, а центральный стержень разомкнут на верхнем конце и замкнут накоротко на его нижнем конце с нижней плоскостью. Внутренний цилиндр замкнут накоротко на его верхнем конце с верхней плоскостью и имеет снизу длину, меньшую длины центрального стержня и длины внешнего цилиндра. На нижней части резонатора, у нижнего конца внутреннего цилиндра размещена горизонтально диэлектрическая пластина, герметично разделяющая пространство выше нее между центральным стержнем и внутренней поверхностью внутреннего цилиндра и пространство выше нее между внешней поверхностью внутреннего цилиндра и внешним цилиндром. Одно из них заполнено, по меньшей мере частично, контролируемой жидкостью, а другое, до того же уровня, – эталонной жидкостью.*

1. Введение

Рассматриваемое устройство может быть использовано для высокоточного определения различных физических свойств (концентрации смеси веществ, влагосодержания, плотности и др.) жидкостей. Известны устройства для определения физических свойств жидкостей, основанные на измерении их электрофизических параметров с применением радиоволновых резонаторов [1, 2]. Их недостатком является ограниченная область применения, обусловленная невозможностью контроля малых изменений физических свойств жидкостей ввиду невысокой точности измерения соответствующих малых изменений информативных параметров (резонансной частоты, добротности резонатора и др.). Для обеспечения возможности проведения таких измерений применяют двухканальные измерительные схемы с эталонными каналами, в которых чувствительные элементы содержат жидкости с известными физическими свойствами [1]. В известном устройстве содержатся два канала, измерительный и эталонный, с чувствительными элементами в виде отрезков коаксиальной длинной линии, являющимися резонаторами и заполняемыми, соответственно, контролируемой и эталонной жидкостями [3]. Информативным параметром каждого канала является резонансная частота электромагнитных колебаний соответствующего резонатора. Недостатком этого устройства является невысокая точность измерения, что вызвано нахождением резонаторов в разных внешних условиях, в частности при температуре, которая может быть различной в местах расположения данных резонаторов.

Известно также устройство, которое содержит измерительный канал с двумя оконечными, измерительным и эталонным, чувствительными элементами в виде торцевых участков резонатора, в частности, отрезка коаксиальной длинной линии [4]. Один из чувствительных элементов заполнен контролируемой жидкостью, а другой – эталонной жидкостью. Недостатком устройства также является невысокая точность измерения. Это вызвано тем, что и здесь измерительный и эталонный чувствительные элементы, содержащие, соответственно, контролируемую и эталонную жидкости, могут находиться в разных внешних условиях, в частности при температуре, которая может быть различной в местах расположения этих чувствительных элементов.

2. Радиочастотное устройство

Рассматриваемое устройство имеет повышенную точность измерения. Радиочастотный резонатор выполнен в виде отрезка коаксиальной длинной линии с двумя, рабочим и эталонным, чувствительными элементами в виде участков отрезка длинной линии. Один из этих участков

содержит внутри полости между проводниками отрезка длинной линии контролируемую диэлектрическую жидкость, физические свойства которой подлежат измерению, а другой – эталонную диэлектрическую жидкость, т.е. жидкость с номинальным значением измеряемого физического свойства контролируемой жидкости. Отрезок длинной линии установлен вертикально. Обе жидкости или полностью заполняют полости соответствующих участков отрезка длинной линии, или частично, до одинакового уровня в обоих участках.

При отличии измеряемого физического свойства жидкости от его эталонного значения в отрезке длинной линии, являющегося резонатором, происходит изменение резонансной частоты f электромагнитных колебаний данного резонатора [5]. При заполнении контролируемой жидкостью пространства между проводниками одного из участков отрезка длинной линии, в котором пространство между проводниками его другого участка заполнено эталонной жидкостью, изменяется величина f в зависимости от диэлектрической проницаемости ε контролируемой жидкости, функционально связанной с измеряемым физическим свойством жидкости. Значения f, находящиеся обычно в пределах $1 \div 100$ МГц, определяются размерами одинаковых участков отрезка длинной линии и значениями диэлектрической проницаемости обеих жидкостей.

Один участок отрезка длинной линии образован центральным металлическим стержнем и внутренней поверхностью соосного с ним внутреннего металлического цилиндра. Другой участок образован внешней поверхностью внутреннего цилиндра и внешним металлическим цилиндром. Внешний цилиндр закрыт на его верхнем торце верхней металлической плоскостью, а на нижнем торце – нижней металлической плоскостью. Центральный стержень разомкнут на верхнем конце и замкнут накоротко на его нижнем конце с нижней плоскостью. Внутренний цилиндр имеет снизу длину, меньшую длины центрального стержня и длины внешнего цилиндра. На нижней части резонатора, у нижнего конца внутреннего цилиндра размещена горизонтально диэлектрическая пластина, герметично разделяющая пространство выше нее между центральным стержнем и внутренней поверхностью внутреннего цилиндра и пространство выше нее между внешней поверхностью внутреннего цилиндра и внешним цилиндром. Одно из этих пространств между проводниками заполнено, по меньшей мере частично, контролируемой жидкостью, а другое, до того же уровня заполнения, – эталонной жидкостью.

Отрезок длинной линии является U-образным, состоящим из двух участков. Эти участки могут быть идентичными, что обеспечивается одинаковой длиной участков и выбором соотношения диаметров центрального стержня, внутреннего и внешнего цилиндров. Поскольку участки пространственно-совмещены, то они находятся в одинаковых внешних условиях, в частности, при одной и той же температуре. При этом возможно с высокой точностью измерять малые изменения (доли процента) измеряемого параметра.

3. Заключение

Устройство обеспечивает возможность измерения физических свойств диэлектрической жидкости при одинаковых внешних условиях, в которых находятся контролируемая и эталонная жидкости. Это устройство позволяет с высокой точностью измерять физические свойства различных жидкостей. Его, в частности, целесообразно применять при наличии различных дестабилизирующих факторов, в частности, изменений температуры, имеющих разное значение в контролируемой области.

Список литературы

1. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Физматгиз. 1963. 403 с.
2. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
3. Ершов А.М., Маслов А.А., Совлуков А.С., Фатеев В.Я., Яценко В.В. Радиочастотная концентратометрия технологических водных растворов// Датчики и системы. 2007. № 11. С. 17-21.
4. Совлуков А.С. Микроволновые волноводные методы измерений физических величин// Датчики и системы. 2020. № 8. С. 35-43
5. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. М.: Наука. 1978. 280 с.

Исследование микромеханических и энергетических свойств клеток меланомы методами атомно-силовой микроскопии

[1,2] Торхов Н. А., [2] Ращенкова И. И., [2] Лантушенко А. О.

[1] *АО «НПП «Пульсар»*
105187, Россия, г. Москва, Окружной проезд, дом 27
administrator@pulsarnpp.ru
[2] *Севастопольский государственный университет*
299053, Россия, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

Аннотация: *Было получено, что выявленные особенности микромеханических и энергетических свойств клеток меланомы мыши "Clone M-3" определяют наряду с остальными биологическими факторами их высокий инвазивный потенциал.*

1. Введение

Механосенсорика, механотрансдукция и механореакция играют важную роль в подвижности, адгезии, инвазии и метастазировании клеток меланомы поскольку все эти процессы связаны с их реакцией на микромеханическое взаимодействие с внешней средой, например, с клеточным или внеклеточным матриксом носителя (хозяина). Интенсивное развитие методов атомно-силовой микроскопии (АСМ) позволяет сейчас на новом качественном и количественном уровнях, например, с использованием гибридных АСМ-методов сканирования подойти к неразрушающему исследованию при нормальных условиях (НУ) локальных микромеханических и энергетических свойств живых клеток меланомы на микро и нано -уровнях. К настоящему времени основной объём АСМ-исследований был направлен в основном на поиск и оптимизацию способов обнаружения таких клеток, их механического вклада в некоторые биохимические процессы, связанные, например, с пигментацией, различиями между нормальными и раковыми клетками [1, 2], исследованию синергии между меланоцитами, кератиноцитами, фибробластами и матриксом носителя [3]. В то же время, до сих пор всё ещё не установлены окончательные причины, обусловливающие их высокий инвазивный потенциал, связанный вероятно с их уникальными микромеханическими свойствами. В связи с этим в данной работе будет исследован комплекс таких микромеханических свойств и энергетических характеристик клеток меланомы, как: упругие деформации Δh_{dfrm}, жёсткость F_{stif}, сила адгезии F_{adh} и механическая работа адгезионных сил A_{adgh}.

2. Эксперимент

Микромеханические свойства клеток меланомы исследовались на примере клеток меланомы мыши "Clone M-3" культивированных в полной питательной среде F12 с добавлением 10% эмбриональной телячьей сыворотки и 1% антибиотиков (пенициллин, стрептомицин). Культура поддерживалась при температуре воздуха T=37 °C, влажности 90% и концентрации CO_2 5% в культуральных флаконах объемом 25 мл (Eppendorf, США), размещенных в культиваторе Binder (Германия). Формирование монослоя с 70% заполнением поверхности происходило на протяжении 24-48 часов инкубации.

В дальнейшем перевод клеток в суспензию осуществлялся посредством двукратной промывки раствором DPBS с последующим добавлением трипсина с экспозицией 10 минут при T=37 °C. Инактивация трипсина производилась добавлением полной питательной среды. Далее суспензия центрифугировалась в течение 5 минут при 1000 об./мин. Затем клетки ресуспендировались в полной питательной среде.

Приготовленные таким образом клетки вносились на поверхность образцов эпитаксиального кремния дырочного типа проводимости p-Si{111}, которые помещались в культиватор с питательной средой на 24 часа. После отмывки поверхность образцов с живыми клетками исследовалась методами атомно-силовой микроскопии (АСМ) в полуконтактном (на резонансной частоте механических колебаний балки кантилевера f_{res}=73 Hz, рис. 1, I) и гибридном (рис. 1, II) режимах сканирования. Оставшийся на поверхности клеток адсорбат позволял сохраняться им в живом состоянии в процессе АСМ-измерений на воздухе при НУ в течении достаточно длительного промежутка времени.

Исследования морфологии поверхности клеток (рис. 1, I), их микромеханических и энергетических свойств (рис. 1, II) осуществлялось с использованием АСМ NTEGRA-AURA производства NT-MDT г. Зеленоград, Москва. В качестве измерительного зонда использовались кантилеверы НА-

FMW$_2$C с радиусом закругления острия $r \leq 6$ *нм*. Непосредственно перед проведением АСМ-измерений осуществлялась калибровка механических параметров балки кантилевера.

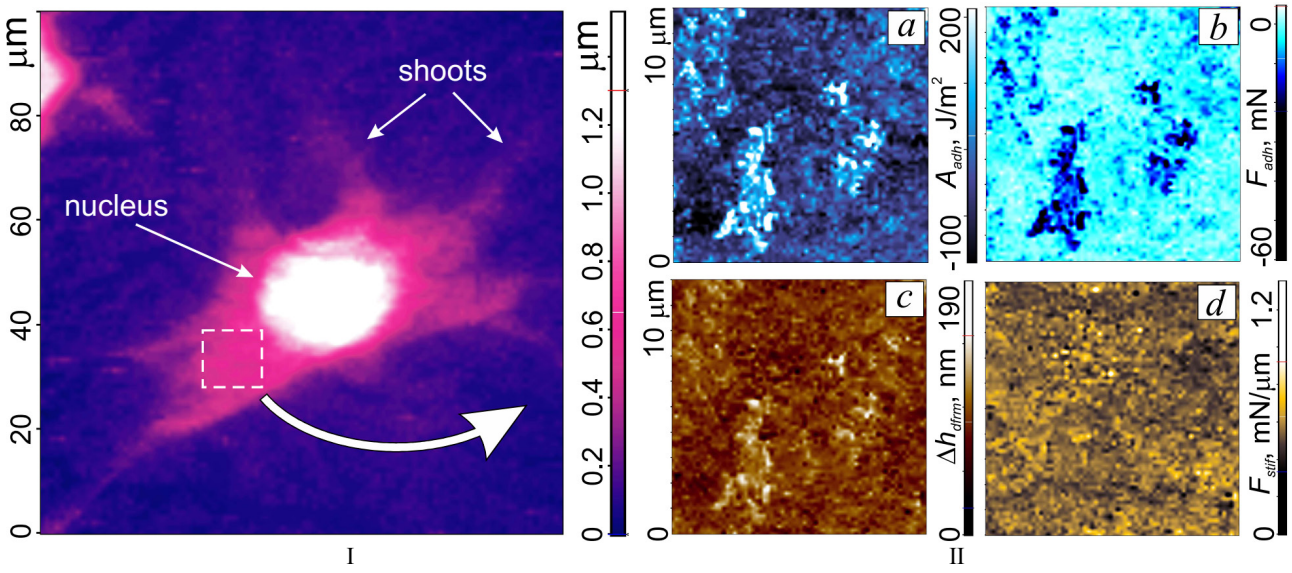


Рис. 1. АСМ-изображение клетки меланомы мыши “Clone M-3” – I) и карты микромеханических и энергетических параметров на участке 10×10 μm (выделено пунктиром, A_{adgh} – (II *a*), F_{adgh} – (II *b*), Δh_{dfrm} – (II *c*) и F_{stif} – (II *d*)) – II)

Проведенные исследования показали, что клетки “Clone M-3” обладают уникальными микромеханическими свойствами, обуславливающими их сильное сцепление с поверхностью подложки и способность к перемещению, например, в сторону наиболее близко расположенных биологических объектов – в данном случае аналогичных клеток меланомы. В основном акты перемещений связаны с отростками, распространяющимися от материнской клетки в выбранном направлении на достаточно большие (превышающие размеры самой клетки) расстояния.

Интересно сравнить полученные результаты с аналогичными параметрами клеток буккального эпителия человека. Так как последние являются одними из наиболее прочных и устойчивых к воздействиям внешней среды, то их можно использовать в качестве некоего сравнительного эталона по отношению к микромеханическим свойствам и других клеток человека (таб. 1).

Таблица 1.

Клетка	Средние значения микромеханических и энергетических параметров.			
	$\langle F_{adh} \rangle$, N	$\langle A_{adgh} \rangle$, J/m^2	$\langle F_{stif} \rangle$, N/m	$\langle \Delta h_{dfrm} \rangle$, nm
буккального эпителия человека [4, 5].	12×10^{-6}	198.0	36.5	3.0
меланомы мыши.	8.2×10^{-3}	6.8×10^{-4}	7.59×10^{2}	92.4

3. Заключение

Полученные результаты (таб.1) показали, что относительно большой интервал упругих деформаций Δh_{dfrm} позволяет клеткам меланомы “Clone M-3” затрачивать существенно меньше энергии на совершение механической работы адгезионных сил A_{adgh} в клеточном и внеклеточном матриксе носителя (хозяина), а большая жёсткость их мембран F_{stif} и сила адгезии F_{adh} способствуют достаточно свободно (практически не ощущая границ) и относительно быстро перемещаться в клеточной и внеклеточной среде носителя. Таким образом было выявлено, что именно микромеханические и энергетические свойства данных клеток могут определять наряду с остальными биологическими факторами их высокий инвазивный потенциал.

Список литературы

1. Laidler P., Dulińska J., Lekka M., Lekki J., Arch. Biochem. Biophys. 2005. 435, 1–14.
2. Lekka M., Laidler P., Labedz M., Kulik A.J., Lekki J., Zajac W., Stachura Z., Chem. Biol. 2006. 13, 505–512.
3. Brás MM, Radmacher M, Sousa SR and Granja PL. Melanoma in the Eyes of Mechanobiology. // Front. Cell Dev. Biol. 2020. 8:54. P.1-19. DOI: 10.3389/fcell.2020.00054.
4. Torkhov N.A., Mosunov A.A., Novikov V.A., Ivonin I. V. Study of tribological properties of human buccal epithelium cell membranes using probe microscopy. // Scientific Reports. 2022. 12:11302. DOI: https://doi.org/10.1038/s41598-022-14807-5.
5. Torkhov N.A., Buchelnikova V.A., Mosunov A.A., Ivonin I.V. AFM methods for studying the morphology and micromechanical properties of the membrane of human buccal epithelium cell. // Scientific Reports. 2023. 13:10917. DOI: https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-2131384/v1.

Классификация вязких жидкостей при помощи акустического датчика, работающего на щелевой акустической моде, с использованием линейного дискриминантного анализа[1]

Семёнов А.П., Теплых А.А., Зайцев Б.Д., Бородина И.А.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация

Аннотация: *Для классификации жидкостей с различной вязкостью на основе экспериментальных данных предложен метод линейного дискриминантного анализа. В качестве экспериментальных данных использовались частота и глубина резонансных пиков, наблюдаемых на частотной зависимости полных потерь линии задержки при расположении над ней резонирующей пластины с исследуемой жидкостью. Таким образом, исследуемая жидкость характеризуется вектором в пространстве, размерность которого соответствует количеству экспериментально измеренных параметров.*

1. Введение

Разработка электроакустических датчиков для одновременного определения акустических и электрических свойств жидкостей стала особо актуальной в настоящее время. Ранее было показано, что щелевая акустическая мода, возбуждаемая в структуре состоящей из линии задержки, резонирующей пьезопластины и жидкости может быть использована для подобных целей [1]. Кроме того, в последние десятилетия стали широко развиваться численные методы математического анализа [2-3].

В работе применен метод линейного дискриминантного анализа для вязких жидкостей. Идея заключается в том, что, в многомерном пространстве можно определить такие направления степеней свободы, для которых точки, соответствующие результатам измерений образцов с одинаковой вязкостью, будут расположены в этом пространстве ближе друг к другу, чем точки для образцов с различной вязкостью.

2. Классификация образцов жидкостей методом линейного дискриминантного анализа

Для возбуждения щелевой акустической моды была использована структура, состоящая из линии задержки на основе пластины ниобата лития Y-X среза, резонирующей пьезопластины ниобата лития Z-X среза и слоя жидкости. На одной стороне линии задержки на определенном расстоянии друг от друга были нанесены два встречно-штыревых преобразователя (ВШП) с расщепленными электродами [1]. ВШП использовались для возбуждения и приема акустической моды с поперечно-горизонтальной поляризацией нулевого порядка (SH_0). Как известно, электрические поля, сопровождающие эту волну, присутствуют не только внутри пластины, но и проникают глубоко в прилегающий вакуум [1]. ВШП линии задержки подключались к анализатору цепей E5071C в режиме измерения частотной зависимости полных потерь коэффициента прохождения S_{21}. Над линией задержки, между преобразователями, была расположена резонирующая пластина с жидкостным контейнером объемом 2 мл. Наличие верхней резонирующей пьезопластины приводило к появлению последовательности резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь коэффициента S_{21}. Для проведения исследований были использованы образцы смеси воды и глицерина с объемным процентным содержанием глицерина в воде (β)*:* 0, 44 и 90% и с поперечным коэффициентом вязкости (η_{66}): 0.81, 4.1 и 292 mPa×s, соответственно [4]. В процессе работы были измерены зависимости глубины и частоты каждого резонансного пика от объемной концентрации глицерина в воде.

На основе результатов этих экспериментов была проведена проверка метода классификации жидкостей с различной вязкостью при помощи метода линейного дискриминантного анализа. Как показали эксперименты (рис.1а), для данной комбинации линии задержки и резонатора наблюдаются 6 пиков затухания в частотном диапазоне 1.5 – 2.2 МГц. При этом глубина и частота каждого пика затухания определенным образом зависит от характеристик жидкости, находящейся в жидкостной ячейке. Метод линейного дискриминантного анализа (Linear Discriminant Analysis, LDA) [1] применялся следующим образом. Каждое измерение щелевой моды с ячейкой, заполненной определенной жидкостью, позволяет нам определить вектор из 12 чисел a_i, i = 1..12, а именно, число a_{2j-1} соответствует частоте пика затухания под номером j = 1..6 (в мегагерцах), а число a_{2j} соответствует абсолютному значению логарифма вносимых потерь на этой частоте (в децибелах). Этот вектор называется

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Научного Фонда (грант № 24-29-00289)

вектором признаков образца и представляет собой точку в 12-мерном пространстве признаков. Предполагается, что точки, соответствующие результатам измерений образцов с одинаковой вязкостью, будут расположены в этом пространстве ближе друг к другу, чем точки для образцов с различной вязкостью. Для решения задачи классификации образцов, т.е. отнесения конкретного образца к классу жидкостей с определенной вязкостью, в данной работе был применен хорошо известный статистический метод линейного дискриминантного анализа. Этот метод позволяет находить такую линейную комбинацию используемых признаков, которая наилучшим образом разделяет классы исследуемых объектов. Это означает, что данная комбинация может быть использована как линейный классификатор образцов жидкости. Задача классификации решалась следующим образом. Вначале была измерена частотная зависимость вносимых потерь для свободной линии задержки (без резонирующей пластины). Затем было проведено несколько серий измерений частотных зависимостей для пустой акустической ячейки, и для ячейки, заполненной известной жидкостью. Из каждой измеренной частотной зависимости вносимых потерь вычиталась ранее измеренная частотная зависимость для свободной линии задержки. Это позволило уменьшить влияние затухания на краях измеряемого диапазона. Затем из полученной кривой измерения образца вычислялся вектор признаков *a*. Каждый вектор дополнительно маркировался названием соответствующего образца. К получившемуся в результате серии экспериментов набору векторов был применен метод LDA, при помощи которого размерность вектора признаков была понижена до 2, что позволило отобразить каждый образец на плоскости. Результат применения LDA показан на рис. 1б. На данном рисунке векторы признаков для каждого измерения, линейно спроецированы на абстрактные оси LDA1 и LDA2 при помощи вычисленного линейного классификатора, наилучшим образом разделяющем классы между собой. Из рисунка наглядно видно, что классы 1 (дистил. вода), 2 (β = 44%), 3 (β = 90%), образуют явно выраженные компактные кластеры и допускают однозначную классификацию конкретного образца.

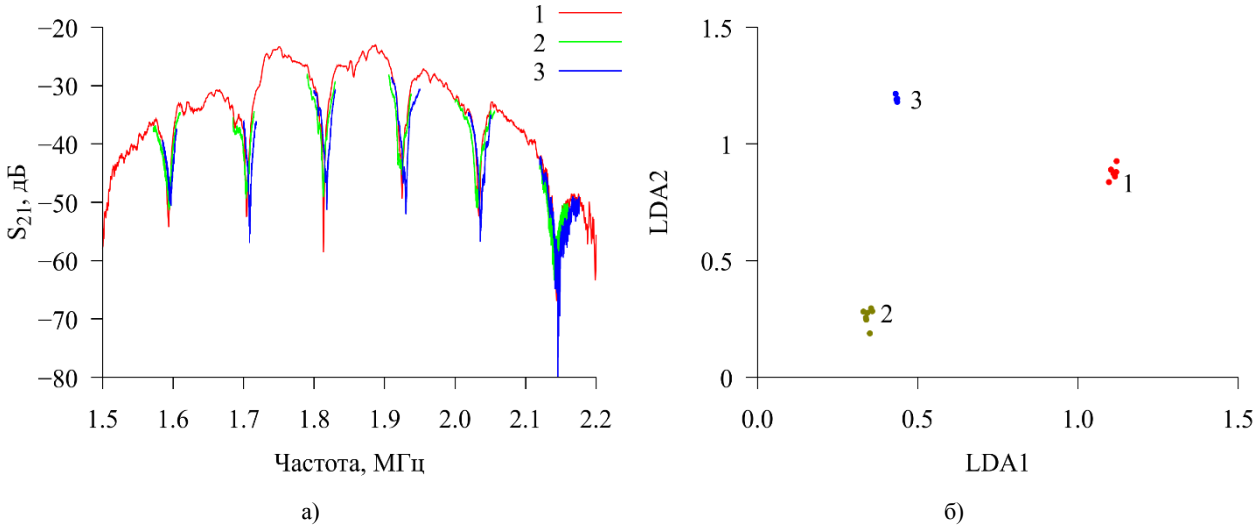


Рис. 1. а) - Частотные зависимости вносимых потерь для 1 - дистиллированной воды, 2 – β = 44%, 3 – β = 90%.
б) – результат классификации методом LDA: 1 - дистиллированная вода, 2 – β = 44%, 3 – β = 90%.

3. Заключение

В работе предложен новый метод классификации образцов жидкостей при помощи метода линейного дискриминантного анализа. Показано, что при помощи данного метода возможно различение образцов жидкостей с вязкостями в диапазоне 0.81 - 292 mPa×s. В целом, показана возможность классификации образцов непроводящей жидкости данным методом.

Список литературы

1. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A. The influence of viscous and conducting liquid on the characteristics of the slot acoustic wave // Ultrasonics. 2018. Vol. 82. P. 39.
2. Боровиков В. П. Искусство анализа данных. СПб.: ПИТЕР. 2005. 688 с.
3. Discriminant Analysis and Statistical Pattern Recognition. Geoffrey J. McLachlan. WILEY-INTERSCIENCE. A JOHN WILEY & SONS, INC., 2004. ISBN: 0-471-61531-5
4. Semyonov A.P., Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Borodina I.A. Determination of Electrical and Mechanical Properties of Liquids Using a Resonator with a Longitudinal Electric Field // Sensors. 2024. Vol. 14. P. 793.

Многоканальный акустоэлектронный датчик жидкостей[1]

[1] Агейкин Н.А., [1] Смирнов А. В., [1] Анисимкин В.И.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, ул. Моховая, д.11, стр.7, Российская Федерация
Ageykin_niki@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки и экспериментального исследования 4-х канального датчика жидкостей, основанного на анизотропии акустических волн Лэмба в пластине 128°YX-LiNbO3. Измерены его калибрационные зависимости. Оценена чувствительность к вязкости и проводимости.*

1. Введение

При разработке датчиков жидкостей используют различные физические принципы, один из которых акустоэлектронный. Для повышения чувствительности акустоэлектронных датчиков к вязкости предпочтительно использовать волны с эллиптической поляризацией в плоскости пластины [1]. Для обеспечения высокой чувствительности к электропроводности – применить волны с высоким коэффициентом электромеханической связи. При этом в большинстве датчиков используется одно направление распространения и одна зондирующая волна. Многоканальное распространение и большое число зондирующих волн использовалось пока лишь для идентификации жидкостей.

Цель настоящей работы – исследовать применимость многоканального подхода для измерения отдельных параметров жидкости таких, как вязкость и проводимость.

2. Метод

Многоканальное акустоэлектронное устройство представляет собой трехдюймовую пластину анизотропного пьезоэлектрического кристалла 128°YX $LiNbO_3$ толщиной h=500 мкм, на поверхности которой по окружности расположены четыре пары встречно штыревых преобразователей. Оси преобразователей образуют углы Θ = 0°, X+30°, X+60°, X+90° с кристаллографической осью X (рис.1). Периодом преобразователей (λ=200 мкм) задается длина волны возбуждаемых волн Лэмба. В центре пластины располагается кювета из тефлона радиусом 18 мм и толщиной 1 мм.

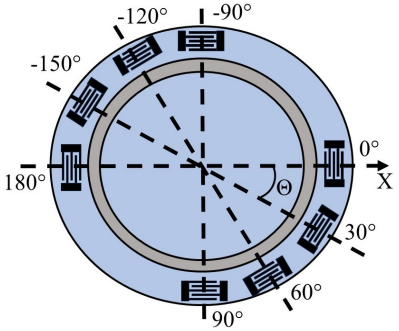


Рис. 1. Многоканальное акустоэлектронное устройство

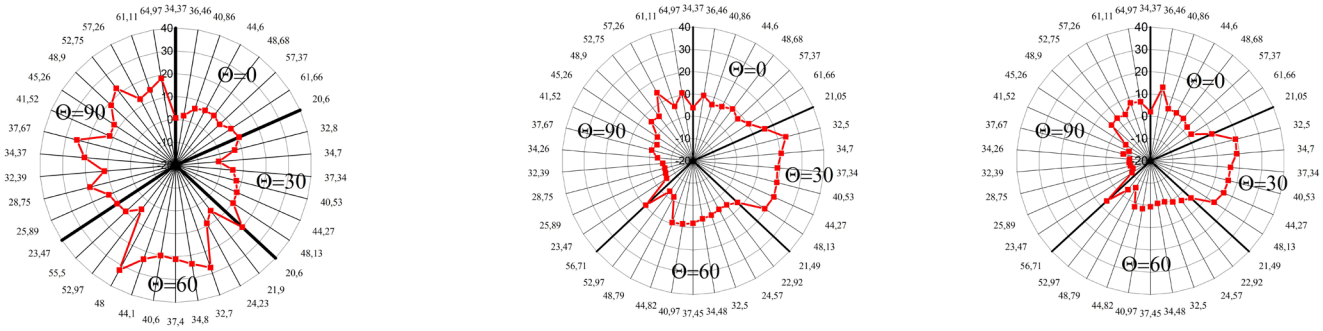
Для исследования влияния вязкости и электропроводности жидкости на характеристики волн использовались, соответственно, водные растворы глицерина с различной вязкостью и водные растворы NaCl с различной удельной электропроводностью (УЭП). Откликом волн на действие жидкости служит изменение амплитуды ΔS_{12}, которое слабо зависит от температуры. Измеренные значения ΔS_{12} представлялись в виде полярных гистограмм, по углу которых откладывался частота моды, а по радиусу – отличие величины ΔS_{12} этой моды для дистиллированной воды и анализируемого вещества в дБ. Сравнение гистограмм проводилось по их площади S, которая определялась суммированием площадей составляющих гистограмму треугольников, боковые стороны которых - отклики соседних мод $\Delta S_{12}(n)$ и $\Delta S_{12}(n+1)$, а угол между ними - $\beta = 360^o/n$: $S = 0.5 \cdot \sin\beta \cdot \Sigma[\Delta S_{12}(n) \cdot \Delta S_{12}(n+1)]$.

3. Полученные результаты и их обсуждение

Полученные результаты представлены на рис.2, 3 и в таблице 1. Рис.2 демонстрирует высокую степень анизотропии всех видов гистограмм - радиационных, вязкоупругих и акустоэлектронных. Рис.3 показывает, что при использовании площади гистограмм в качестве акустического отклика функцио-

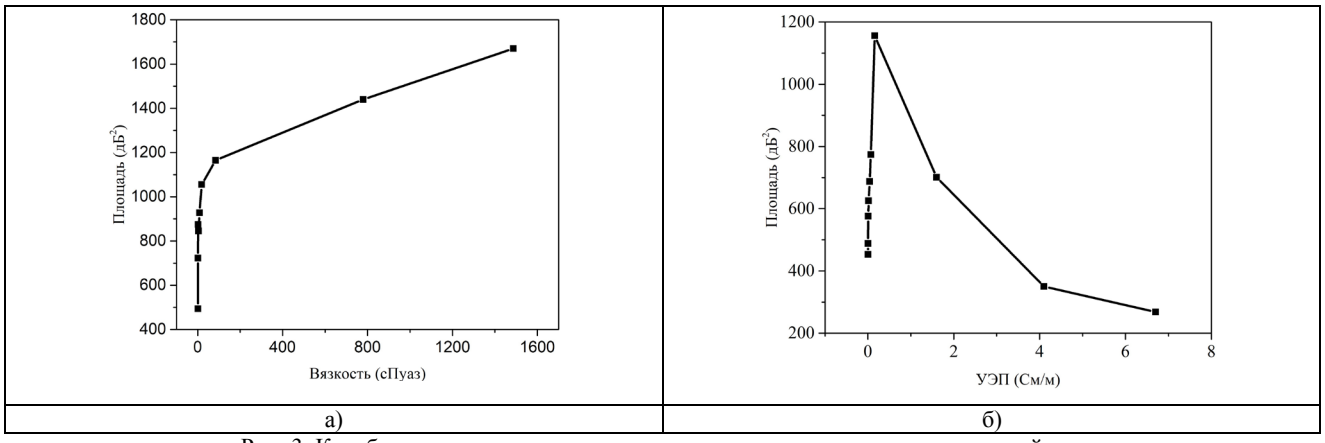
[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ в рамках Государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (FFWZ-2025-0001).

нальные зависимости откликов от вязкости и проводимости имеет такой же вид, как и при использовании одноканальных датчиков и единственной зондирующей волны. Таблица 1 демонстрирует высокую чувствительность многоканального устройства к отдельным параметрам тестируемой пробы.



(а) (б) (в)

Рис. 2. Гистограммы радиационных потерь, измеренные в 4-х акустических каналах пластины 128°$LiNbO_3$ (рис.1,б, h/λ = 2.5). (а) – вода, (б) – глицерин, (с) – водный раствор NaCl, проводимость 0,016 См-м



а) б)

Рис. 3. Калибрационные кривые многоканального акустоэлектронного устройства

Таблица 1. Чувствительность многоканального акустоэлектронного устройства

η, сПуаз	дБ²/сПуаз	σ, См/м	дБ²/(См/м)
1.29-8.3	20	0.0016-0.16	4093
8.3-84.4	2.6	0.16-4.1	197
84.4-1487	0.36		

4. Заключение

Использование нескольких направлений в анизотропной пластине, большого количества акустических волн, зондирующих тестируемую жидкостную пробу, и площади гистограмм в качестве акустического отклика позволяет измерять отдельные параметры жидкости с высокой точностью. Калибрационные зависимости многоканального устройства для вязкости и проводимости аналогичных таковым для одноканального прототипа.

Список литературы

1. Шамсутдинова Е.С., Анисимкин В.И., Фионов А.С., Смирнов А.В., Колесов В.В., Кузнецова И.Е. Совершенствование методов исследования электрофизических и вязкостных свойств жидкостей // Акустический журнал. – 2023. – Т. 69. – № 1. – С. 56-62. DOI: 10.31857/S0320791922600238, EDN: DAGBJL

Мощный импульсный радиопередатчик когерентной аэрологической РЛС

Кудинов С. И., Иванов В. Э.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, Российская Федерация
kudinoffs@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрены особенности разработки мощного импульсного передатчика когерентного аэрологического радиолокатора зондирования атмосферы. Когерентный режим работы системы радиолокатор-радиозонд позволяет повысить точность определения пространственных координат радиозонда и измерения мгновенной скорости его перемещения в свободной атмосфере.*

1. Введение

Радиолокационные системы радиозондирования атмосферы с активным ответом используют в составе аэрологического радиозонда (АРЗ) сверхрегенеративный приемопередатчик (СПП), обеспечивающий реакцию на запросный радиосигнал наземной РЛС – СПП радиозонда формирует в канале дальности ответный сигнал в виде короткой паузы между собственными излучаемыми радиоимпульсами. Это позволяет измерить угловые координаты и наклонную дальность до АРЗ радиоимпульсным методом на одной несущей частоте. СПП обеспечивает передачу телеметрической информации от датчиков температуры и влажности за счет частотно-импульсной модуляции радиоимпульсов поднесущей (суперирующей) частоты fп=800±15кГц СПП сигналом, вырабатываемым блоком телеметрии АРЗ в виде цифрового пакета. Исследования показали, что запросный радиосигнал РЛС синхронизирует фазу радиоимпульсов сверхрегенеративного приемопередатчика радиозонда. Эффект синхронизации может способствовать использованию информации о фазе квазикогерентных радиоимпульсов СПП для обнаружения ответного сигнала среди их последовательности и определения мгновенной скорости движения радиозонда [1].

Прием и обработка фазовой информации в ответном сигнале СПП позволяет на 20-25 дБ повысить чувствительность СПП к уровню запросного сигнала передатчика РЛС и, следовательно, существенно снизить требуемую импульсную мощность запросного радиоимпульса РЛС. За счет когерентного режима работы РЛС достигается повышение чувствительности приемного режима СПП до значений минус 115-120 дБ/Вт, что на 25-30 дБ выше некогерентного режима. Для решения задачи создания когерентного аэрологического радиолокатора был разработан рабочий макет мощного микроволнового импульсного радиопередатчика.

2. Технические требования и решения

Первое требование к передатчику запросного радиоимпульса – частота запросного радиоимпульса передатчика должна оперативно изменяться во время полета радиозонда в выделенном международном метеорологическом диапазоне (1680±10) МГц. Второе требование к передатчику – это когерентный режим работы РЛС. Третье требование к передатчику – все узлы передатчика должны быть расположены в одном корпусе минимально возможного размера и веса, так как необходимо расположить передатчик максимально близко к входу подвижной антенны для минимизации потерь мощности запросного радиоимпульса в фидере между ними. Поэтому антенна радиолокатора конструктивно совмещена с приборным отсеком, где располагаются радиопередатчик, СВЧ-малошумящий усилитель приёмного устройства, фазовый коммутатор для сканирования диаграммой направленности антенной решетки. Четвертое требование к передатчику – возможность формирования мощных коротких радиоимпульсов в 400-500 Вт и максимально полное блокирование его сигнала в паузе между запросными радиоимпульсами.

Управление частотой узла возбудителя передатчика обеспечивается применением синтезатора частот с фазовой перестройкой частоты. Проведено практическое исследование работы микросхем синтезаторов частот на возможность формирования коротких (0,6–1,2 мкс) запросных радиоимпульсов за счет управления выходным радиосигналам в режиме «включено/выключено». Анализ работы показал невозможность применения штатной функции формирования выходного радиосигнала синтезатора на таких коротких интервалах из-за срыва режима когерентности запросного радиосигнала. Поэтому формирование короткого запросного радиоимпульса необходимо реализовать в последующих каскадах усиления. Для достижения требуемой импульсной выходной мощности передатчика 400 Вт необходимо обеспечить суммарный коэффициент усиления в передатчике 56 дБ.

Для сокращения количества усилительных каскадов и выполнения предъявленных требований разработана структура мощного микроволнового передатчика аэрологического радиолокатора с выходной мощностью 400 Вт на базе LDMOS транзисторов серии КП9110. Эти транзисторы имеют коэффициент усиления мощности (15—16) дБ на частотах до 1550 МГц [2]. Исследования амплитудно-частотной характеристики этих транзисторов в требуемом частотном диапазоне 1680±10 МГц показали незначительное снижение коэффициента усиления до (13-14) дБ, что позволяет применить их в проектируемом передатчике. Структурная схема передатчика РЛС приведена на рис. 1.

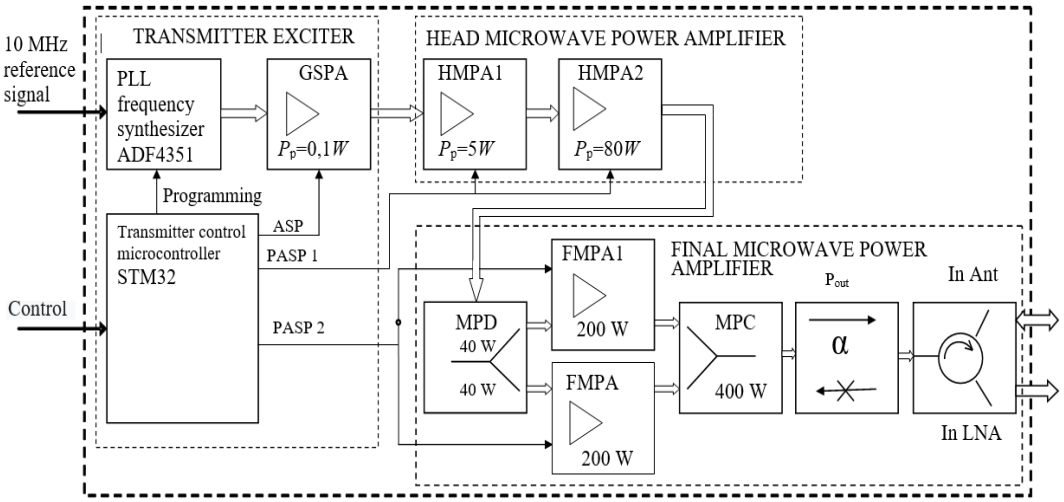


Рис. 1. Структурная схема передатчика

Передатчик состоит из трех основных узлов: возбудителя, предварительного усилителя мощности и оконечного усилителя мощности. Возбудитель передатчика формирует выходной радиосигнал импульсной мощностью 0,1 Вт в усилителе GSPA. Коэффициент усиления возбудителя составляет приблизительно 39 дБ. Предварительный усилитель мощности реализован на полевых LDMOS-транзисторных каскадах серии КП9110. Первый каскад обеспечивает импульсную выходную мощность 10 Вт. Второй каскад – 200 Вт. Оконечный усилитель мощности реализован на четырех транзисторах КП9110Д по схеме деления/суммирования входного/выходного сигнала в виде двух параллельных канала, что обеспечивает коэффициент усиления мощности 9-10 дБ. Нагрузкой оконечного усилителя является ферритовый вентиль. С выхода ферритового вентиля СВЧ-сигнал поступает в отдельную экранированную часть корпуса в которой установлен ферритовый циркулятор, который развязывает запросные радиосигналы передатчика, поступающие в антенну, и радиосигналы от радиозонда, поступающие в малошумящий усилитель приемного устройства. Делитель входных и сумматор выходных сигналов реализованы по схеме Уилкинсона.

Основные параметры передатчика РЛС при скважности 1000: максимальная импульсная мощность 400±20 Вт, минимальная импульсная мощность 45 Вт.

3. Заключение

Лабораторные испытания когерентного режима работы аэрологического радиолокатора подтвердили повышение чувствительности сверхрегенеративного приемопередатчика радиозонда в режиме фазовой синхронизации. Разработка когерентного передатчика позволяет обеспечить измерения скорости ветра допплеровским методом, существенно повысить потенциал радиоканала системы радиозондирования, увеличить оперативную дальность слежения.

Список литературы

1. Кудинов С.И., Иванов В.Э., Гусев А.В., Плохих О.В. Разработка метода обработки ответного сигнала приемопередатчика радиозонда в квазикогерентном режиме //26-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2016) Материалы конференции. В 13 томах. 2016. С. 2153-2159.
2. Волков Ю.К., Илюшечкин М.Н., Ковтун Ю.Ю. и др./ Перспективы построения усилителей мощности L-диапазона на транзисторах серии 2П9110 производства ОАО «НИИЭТ»// Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2015, №3. с.6-12.

Параметры реакции АПП на асинхронное воздействие запросного радиоимпульса СРЗА

Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация: *Представлены результаты анализа коэффициентов передачи и параметров быстродействия автодинного приемопередатчика при асинхронном воздействии на него запросного радиоимпульса системы радиозондирования атмосферы. Выполнен анализ коэффициентов передачи, постоянной времени автодинного отклика и граничной частоты преобразованного сигнала от относительной амплитуды колебаний АПП.*

1. Введение

Основными параметрами автодинного приемопередатчика (АПП) на асинхронное воздействие запросного радиоимпульса системы радиозондирования атмосферы (СРЗА) являются коэффициенты передачи по изменению амплитуды $K_{\text{а}}$ и частоты $L_{\text{а}}$ колебаний, а также постоянная времени $\tau_{\text{а}}$ автодинного отклика и граничная частота $F_{\text{гр}}$ передачи преобразованного автодином гармонического сигнала. В настоящем сообщении, используя результаты разработанной в [1] модели, выполнен анализ изменений упомянутых параметров от режима колебаний АПП.

2. Коэффициенты передачи и параметры быстродействия АПП

В АПП под воздействием запросного сигнала происходят изменения параметров колебаний. Эти изменения описываются линеаризованными в окрестности стационарного режима выражениями для относительных изменений амплитуды $a(t)$ и частоты $\chi(t)$ колебаний [1]:

$$a(t) = \Gamma_{\text{запр}} K_{\text{а}} K(\Omega_{\text{а}}) \cos[\varphi(t) + \psi],\ \chi(t) = -\Gamma_{\text{запр}} L_{\text{а}} L(\Omega_{\text{а}}) \sin[\varphi(t) + \theta_0] \tag{1}$$

где $K_{\text{а}}$, $L_{\text{а}}$ – коэффициенты передачи автодинного отклика по изменению амплитуды и частоты:

$$K_{\text{а}} = \eta\sqrt{1+\rho^2}\,/\alpha(1-\gamma\rho),\ L_{\text{а}} = \eta\sqrt{1+\gamma^2}\,/Q_{\text{н}}(1-\gamma\rho); \tag{2}$$

η – коэффициент полезного действия КС генератора:

$$\eta = g_{\text{н}} / (g_{\text{пот}} + g_{\text{н}}) = \frac{1 - g_{\text{пот}} + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4}{1 + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4}; \tag{3}$$

$\psi = \text{arctg}\,(\rho)$, $\theta = \text{arctg}(\gamma)$ – углы фазового смещения автодинных изменений амплитуды и частоты автоколебаний; γ и ρ – коэффициенты неизохронности и неизодромности генератора [1]:

$$\gamma = \beta/\alpha = -\nu_b \text{tg}\,\Theta / 2u_{\text{н}}^2[c_g - 2(c_g+1)u_{\text{н}}^2],\ \rho = \varepsilon / Q_{\text{н}} = \nu_g / 2Q_0 g_{\text{пот}}; \tag{4}$$

α, β, ε – дифференциальные параметры генератора, характеризующие его чувствительность к изменениям амплитуды и частоты колебаний в окрестности стационарного режима [1]:

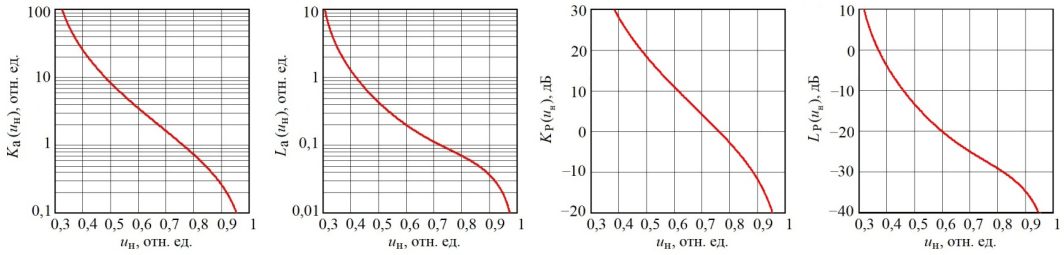
$$\alpha = -u_{\text{н}}^2 \frac{c_g - 2(c_g+1)u_{\text{н}}^2}{1 + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4},\ \beta = \frac{\nu_b \text{tg}\,\Theta_0}{2[1 + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4]},\ \varepsilon = \frac{\nu_g}{2[1 + c_g u_{\text{н}}^2 - (c_g+1)u_{\text{н}}^4]}. \tag{5}$$

Рассмотрим основные параметры, характеризующие процесс приема, преобразования и прохождения отклика генератора на воздействие сигнала запроса РЛС. Этими параметрами являются записанные выше коэффициенты передачи автодинного отклика по изменению амплитуды $K_{\text{а}}$ и частоты $L_{\text{а}}$ генерации (2), а также коэффициенты передачи $K_{\text{Р}}(u_{\text{н}})$ и $L_{\text{Р}}(u_{\text{н}})$ этих изменений по мощности сигнала запроса имеют вид:

$$K_{\text{Р}}(u_{\text{н}}) = K_{\text{а}}\,\eta\sqrt{1+\rho^2}\,/\alpha(1-\gamma\rho),\ L_{\text{Р}}(u_{\text{н}}) = L_{\text{а}}\,\eta\sqrt{1+\gamma^2}\,/Q_{\text{н}}(1-\gamma\rho) \tag{6}$$

Результаты вычислений согласно (2) и (6) с учетом (4), (5) зависимостей $K_{\text{а}}(u_{\text{н}})$, $L_{\text{а}}(u_{\text{н}})$, $K_{\text{Р}}(u_{\text{н}})$ и $L_{\text{Р}}(u_{\text{н}})$ представлены на рис. 1 при значении $c_g = 0$. Исходные данные для этих и последующих расчетов были приняты применительно к генератору на транзисторе *L*-диапазона следующие: $g_{\text{пот}} = 0{,}01$, $v_g = 1$, $\omega_0 = 2\pi \times 1{,}7 \times 10^9$, $Q_0 = 2000$.

На графиках рис. 1*а*, *б* видно, что коэффициенты передачи $K_{\text{а}}$ и $L_{\text{а}}$ являются монотонными функциями напряжения $u_{\text{н}}$. При приближении генератора к порогу срыва колебаний (1), где проводимость нагрузки достаточно велика, прочность предельного цикла α уменьшается. При этом коэффициенты $K_{\text{а}}$ и $L_{\text{а}}$, характеризующие соответственно амплитудную и частотную чувствительности СВЧ генератора к внешним воздействиям, значительно растут. Величина автодинной девиации частоты $\Delta\omega_m = \Gamma\omega_0 L_{\text{а}}$, которая определяется нагруженной добротностью $Q_{\text{н}}$, также зависит от режима работы генератора и может изменяться в широких пределах (рис. 1*б*).



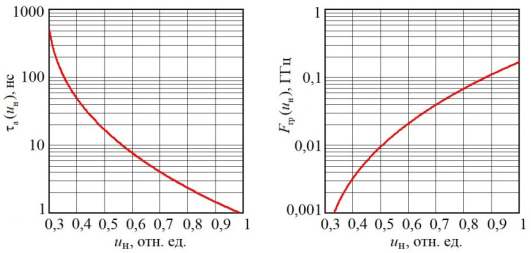
(*а*) (*б*) (*в*) (*г*)

Рис. 1. Графики зависимостей $K_{\text{а}}(u_{\text{н}})$ (*а*) и $L_{\text{а}}(u_{\text{н}})$ (*б*), а также $K_{\text{Р}}(u_{\text{н}})$ (*в*) и $L_{\text{Р}}(u_{\text{н}})$ (*г*)

Анализ выражений (1) и кривых на рис. 1 показал, что прочность предельного цикла α (5) является основной функцией, зависящей от режима колебаний генератора и влияющей на поведение зависимости $K_{\text{а}}(u_{\text{н}})$. Остальные составляющие, например обусловленные значениями γ и ρ, вносят незначительный вклад в характер поведения этих зависимостей. С приближением к режиму высоких значений проводимости $g_{\text{н}}$ значения коэффициентов $K_{\text{а}}$ и $L_{\text{а}}$ быстро растут.

Следующим важным параметром автодинов является постоянная времени $\tau_{\text{а}}$ автодинного отклика, которая характеризует быстродействие установления выходного сигнала на воздействие импульсного запросного радиосигнала:

$$\tau_{\text{а}} = Q_{\text{н}} / [\omega_0 \alpha_{11}(1-\gamma\rho)] = 2Q_0 g_{\text{пот}} / \omega_0 [n(1-g_{\text{пот}}-g_{\text{н}}) - (\nu_g \nu_b \text{tg}\Theta)/2Q_0 g_{\text{пот}}]. \quad (7)$$



(*а*) (*б*)

Рис. 2. Графики зависимостей постоянной времени автодинного отклика $\tau_{\text{а}}(u_{\text{н}})$ (*а*) и граничной частоты $F_{\text{гр}}(u_{\text{н}})$ (*б*) автодинного отклика

Данный параметр также определяет формирование частотных зависимостей, входящих в (1) коэффициентов автодинного усиления $K(\Omega_{\text{а}})$ и девиации частоты $L(\Omega_{\text{а}})$ генерации [1]. При этом не сложно установить, что граничная частота $F_{\text{гр}}$ автодинного отклика по уровню –3 дБ относительно максимального значения определяется как: $F_{\text{гр}} = 1/2\pi\tau_{\text{а}}$. Результаты вычислений $\tau_{\text{а}}$ (нс) и $F_{\text{гр}}$ (ГГц) в виде зависимостей $\tau_{\text{а}}(u_{\text{н}})$ и $F_{\text{гр}}(u_{\text{н}})$, выполненные согласно (7), представлены на рис. 2 при значении $c_g = 0$.

На графиках этого рисунка видно, что при приближении генератора к порогу возбуждения, где проводимость нагрузки велика, а амплитуда колебаний мала, постоянная времени $\tau_{\text{а}}$ резко увеличивается. При этом граничная полоса пропускания квазигармонических сигналов автодинного отклика соответственно сужается. Как видно на кривых рис. 2, у генератора C-диапазона постоянная времени $\tau_{\text{а}}$ может находиться в диапазоне от десятых долей до десятков наносекунд. При этом граничное значение $F_{\text{гр}}$ полосы частот выходных сигналов АПП может быть от единиц до двух сотен МГц (рис. 2).

3. Заключение

На основе разработанной математической модели АПП выполнены расчеты зависимостей его коэффициентов передачи, постоянной времени и граничной частоты преобразованного сигнала. Полученные характеристики представляются полезными для инженерных расчетов параметров и характеристик АПП, а также для оптимизации их режима работы.

Список литературы

1. Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Особенности формирования сигналов автодинного приемопередатчика при асинхронном приеме запросных сигналов системы радиозондирования атмосферы // Ural Radio Engineering Journal. 2025. Т. 9. № 1. С. 75—98.

Шумовые параметры АПП в режиме асинхронного приема запросного радиоимпульса СРЗА

Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация: *Представлены результаты анализа шумовых параметров автодинного приемопередатчика (АПП) в режиме асинхронного приема запросных радиоимпульсов системы радиозондирования атмосферы. Получены выражения и построены нормированные графики для определения оптимального режима работы АПП, при котором обеспечиваются наилучшие шумовые характеристики.*

1. Введение

В настоящее время актуальной задачей дальнейшего развития систем радиозондирования атмосферы (СРЗА) является замена в аэрологическом радиозонде (АРЗ) сверхрегенеративного (СПП) на автодинный приёмопередатчик (АПП) [1, 2]. Цель данного сообщения – на базе разработанной модели [3] транзисторного АПП, выполнить исследование зависимости шумовых параметров от выбранного режима стационарных колебаний для случая биквадратной аппроксимации импедансной характеристики.

2. Шумовые параметры и характеристики АПП

Знания о шумовых параметрах и характеристиках используемых в качестве АПП СВЧ генераторов при создании систем радиозондирования атмосферы имеют существенное значение, поскольку они определяют возможности систем по дальности действия и надёжности приёма запросных радиоимпульсов РЛС. Для расчета шумовых характеристик АПП воспользуемся разработанной в [3] математической моделью. В этой модели спектральное распределение внутренних источников шума активного элемента (АЭ) в окрестности частоты запросных радиоимпульсов примем равномерным в виде «белого» шума $S_{б}(F) = 2kT_{ш}M_{ш}G_{КС}$, где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_{ш}$ – эквивалентная шумовая температура АЭ; $M_{ш}$ – мера шума АЭ; $G_{КС}$ – резистивная составляющая проводимости колебательной системы (КС). Кроме того, учтём в дальнейших вычислениях известные энергетические соотношения между квадратурными составляющими:

$$\overline{[a_c(t)]^2} = \overline{[a_s(t)]^2} = 2kT_{ш}M_{ш}G_{КС}\Delta F / P_0 , \qquad (1)$$

где $P_0 = 0{,}5(A_0)^2 G_{н} = 0{,}5(A_{max})^2 G^0_{АЭ} g_{н}(1 - g_{пот} - g_{н})^{2/n}$ – выходная мощность СВЧ генератора; ΔF – полоса анализируемых частот.

В результате элементарных преобразований получим выражения для расчета эффективных значений уровней амплитудного $a_{ш.\,эф}$ и частотного $\Delta f_{ш.\,эф}$ шума СВЧ генератора:

$$a_{ш.\,эф} = \sqrt{\overline{a_{ш}(t)^2}} = \frac{2A_0\sqrt{1+\rho^2}}{\alpha(1-\gamma\rho)}\sqrt{\frac{kT_{ш}M_{ш}\Delta F}{P_0}},\ \Delta f_{ш.\,эф} = \sqrt{\overline{\Delta f^2_{ш.\,эф}}} = \frac{2f_0\sqrt{1+\gamma^2}}{Q_{н}(1-\gamma\rho)}\sqrt{\frac{kT_{ш}M_{ш}\Delta F}{P_0}}. \qquad (2)$$

Коэффициент шума $N_{ш}$ характеризует, как известно, ухудшение характеристик сигнала при его прохождении через четырехполюсник с учётом собственных тепловых шумов. Выражение для коэффициента шума $N_{ш}$ АПП имеет вид:

$$N_{ш} = 1 + P_{ш.\,пр} / kT_0\Delta F = 1 + T_{ш}M_{ш} / T_0 , \qquad (3)$$

где $P_{ш.\,пр} = kT_{ш}M_{ш}\Delta F$ – мощность источника амплитудных шумов СВЧ генератора АПП; T_0 – температура нормальной среды.

Из (3) видно, что коэффициент шума АПП определяется параметрами используемого транзистора. При этом собственная входная шумовая температура АПП определяется как:

$$T_{ш} = (N_{ш} - 1)T_0 = T_{ш}M_{ш} . \qquad (4)$$

На графиках рис. 1 представлены зависимости среднеквадратического уровня амплитудного (*а*) и частотного (*б*) шума СВЧ-генератора от величины нормированной амплитуды $u_{н}$ колебаний в полосе анализа один килогерц. Расчеты выполнялись в соответствие с (2) и (3). Исходные данные для

этих расчётов были приняты применительно к транзисторному СВЧ генератору C-диапазона следующие: $g_{\text{пот}} = 0,01$, $v_{\text{g}} = 1$, $v_{\text{b}} = 1$, $G_0 = 10$ мОм$^{-1}$, $A_{\max} = 6$ В, $G_{\text{пот}} = 1$ мОм$^{-1}$, $\Delta F = 1$ кГц, собственная добротность колебательной системы $Q_0 = 2000$, $f_0 = 1,7 \cdot 10^9$.

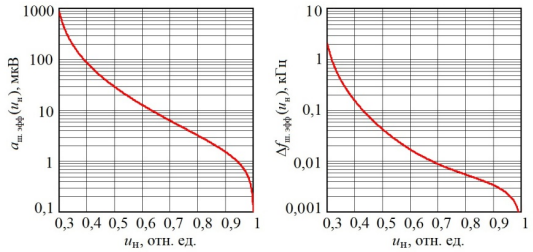


Рис. 1. Графики эффективных значений флуктуаций амплитуды $a_{\text{ш.эфф}}(u_{\text{н}})$ (*а*) и частоты $\Delta f_{\text{ш.эфф}}(u_{\text{н}})$ (*б*) колебаний АПП

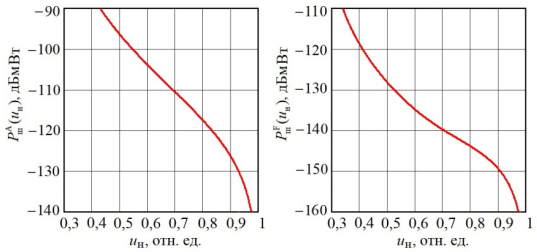


Рис. 2. Графики мощности флуктуаций амплитуды $P_{\text{ш}}^{\text{A}}(u_{\text{н}})$ (а) и частоты $P_{\text{ш}}^{\text{F}}(u_{\text{н}})$ (б) колебаний АПП

При указанных выше параметрах исходных данных вычисления коэффициента шума и шумовой температуры согласно (3) и (4) дали следующие значения: $N_{\text{ш}} = 22$ дБ и $T_{\text{ш}} = 6 \cdot 10^5$ К. Необходимо отметить, что представленные здесь результаты вычислений носят лишь оценочный характер, поскольку точное значение меры шума $M_{\text{ш}}$ для конкретного типа АЭ требует своего уточнения.

Выражения для расчета мощности амплитудного $P_{\text{ш}}^{\text{A}}$ и частотного $P_{\text{ш}}^{\text{F}}$ шума СВЧ генератора, приведенного к входу АПП, имеют вид:

$$P_{\text{ш}}^{\text{A}} = P_0 \cdot \overline{a_{\text{ш}}(t)^2} = kT_{\text{ш}} M_{\text{ш}} \Delta F \left(\frac{2\sqrt{1+\rho^2}}{\alpha(1-\gamma\rho)} \right)^2, \quad P_{\text{ш}}^{\text{F}} = P_0 \cdot \overline{\Delta f_{\text{ш. эф}}^2} = kT_{\text{ш}} M_{\text{ш}} \Delta F \left(\frac{2\sqrt{1+\gamma^2}}{Q_{\text{н}}(1-\gamma\rho)} \right)^2. \qquad (5)$$

На графиках рис. 2 представлены зависимости уровней амплитудного (*а*) и частотного (*б*) шума СВЧ-генератора в полосе один килогерц, определяющие предельную чувствительность АПП по изменению амплитуды и частоты колебаний соответственно к воздействующему сигналу запроса РЛС. Расчеты выполнялись в соответствие с (2) – (5). Исходные данные для этих расчётов были приняты прежними, как и в предыдущих вычислениях.

Из графиков рис. 2 следует, что в режиме оптимальной связи, наиболее предпочтительном для работы АПП одновременно в качестве телеметрического передатчика, когда выходная мощность P_0 генератора максимальна, значение коэффициента передачи по мощности $K_{\text{р}}$ имеет величину около единицы. Переход в режим перегрузки генератора, при котором относительная амплитуда $u_{\text{н}}$ колебаний на АЭ имеет меньшие значения, чем при критической связи, способствует значительному увеличению коэффициента передачи. Однако чувствительность АПП при этом значительно ухудшается, растут уровни как амплитудных, так и частотных шумов (рис. 1). Поэтому, как видно на графиках рис. 2, предпочтительным является режим в окрестности критической связи с тенденцией некоторой «недосвязи» генератора с нагрузкой. При этом необходимо отметить, что из-за низкого значения коэффициентов усиления $K_{\text{р}}$ и $L_{\text{р}}$ по мощности преобразованного сигнала в обозначенной области на выходе АПП требуется применение усилителя с малым уровнем собственного шума.

3. Заключение

На основе разработанной математической модели АПП выполнены расчеты зависимостей его шумовых параметров от значения относительной амплитуды колебаний на АЭ при аппроксимации его импедансной характеристики биквадратной параболой. Полученные в настоящей работе расчетные соотношения и графики зависимостей от относительной амплитуды колебаний представляются полезными для инженерного расчета параметров и характеристик, а также для их оптимизации режима работы АПП АРЗ системы радиозондирования атмосферы.

Список литературы

1. 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.
2. Богатырев Е.В., Галеев Р.Г., Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Развитие радиолокационных систем зондирования атмосферы применением асинхронных автодинных приемоответчиков. Успехи современной радиоэлектроники. 2024. Т. 78. № 1. С. 45—63.
3. Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Особенности формирования сигналов автодинного приемопередатчика при асинхронном приеме запросных сигналов системы радиозондирования атмосферы // Ural Radio Engineering Journal. 2025. Т. 9. № 1. С. 75—98.

Потенциал и дальность действия СРЗА с АПП в режиме асинхронного приема запросного радиоимпульса

Иванов В. Э., Кудинов С. И., Носков В. Я., Черных О. А.

Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация: *Представлены результаты расчета энергетического потенциала автодинного приемопередатчика (АПП) и дальности действия системы радиозондирования атмосферы (СРЗА) для различных режимов колебаний СВЧ-генератора. Расчеты дальности действия выполнены как по каналу «запросчик – ответчик», так и по обратному каналу: «ответчик – запросчик».*

1. Введение

В настоящее время одним из путей дальнейшего развития систем радиозондирования атмосферы (СРЗА) является замена в аэрологическом радиозонде (АРЗ) сверхрегенеративного (СПП) на автодинный приёмопередатчик (АПП) [1]. Для определения потенциальных возможностей АПП и нахождения оптимального режима его работы необходимо выполнить расчеты энергетического потенциала АПП и дальности действия СРЗА с этим приемоответчиком. Цель данного сообщения – на базе разработанной нами модели [2] транзисторного АПП выполнить исследование зависимости энергетического потенциала АПП и дальности действия системы от выбранного режима колебаний СВЧ-генератора. При этом представляет интерес отдельно рассмотреть дальность действия по каналу «запросчик – ответчик» и по обратному каналу «ответчик – запросчик».

2. Потенциал и дальность действия СРЗА с АПП

Формулы для расчета энергетических потенциалов АПП при регистрации сигнала по изменению амплитуды $\Pi_{\text{A}}(u_{\text{н}})$ и частоты $\Pi_{\text{F}}(u_{\text{н}})$ колебаний СВЧ генератора запишем в виде [1]:

$$\Pi_{\text{A}} = \frac{\alpha^2(1-\gamma\rho)^2 P_{\text{н}}}{2kT_{\text{ш}}M_{\text{ш}}\Delta F(1+\rho^2)},\ \Pi_{\text{F}} = \frac{Q_{\text{н}}^2(1-\gamma\rho)^2 P_{\text{н}}}{2kT_{\text{ш}}M_{\text{ш}}\Delta F(1+\gamma^2)}, \tag{1}$$

где входящие в (1) обозначения раскрыты в [1] и серии наших докладов настоящего сборника.

Уравнения дальности для каналов «запросчик – ответчик» и «ответчик – запросчик» соответственно при их работе на одной длине волны λ в свободном пространстве имеют вид [3]:

$$R_{\text{з-о}} = \sqrt{\frac{P_{\text{пер.запр}}G_{\text{запр}}G_{\text{отв}}\lambda_{\text{запр}}^2}{(4\pi)^2 P_{\text{пр.отв}}}},\ R_{\text{о-з}} = \sqrt{\frac{P_{\text{пер.отв}}G_{\text{запр}}G_{\text{отв}}\lambda_{\text{отв}}^2}{(4\pi)^2 P_{\text{пр.запр}}}}, \tag{2}$$

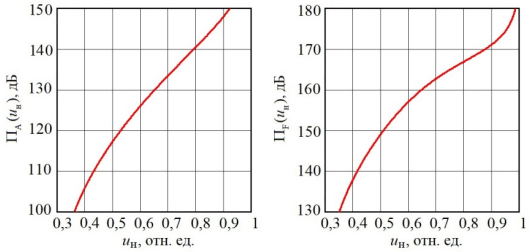
где $P_{\text{пер.запр}}$ – мощность передатчика РЛС запросного сигнала; $P_{\text{пер.отв}}$ – мощность передатчика ответного сигнала; $P_{\text{пр.запр}}$ – мощность ответного сигнала, получаемая антенной запросчика; $P_{\text{пр.отв}}$ – мощность запросного сигнала, получаемая антенной ответчика; $G_{\text{запр}}$, $G_{\text{отв}}$ – коэффициенты усиления антенн запросчика и ответчика соответственно.

Результаты вычислений согласно (1) зависимостей $\Pi_{\text{A}}(u_{\text{н}})$ и $\Pi_{\text{F}}(u_{\text{н}})$ представлены на рис. 1. Исходные данные для расчетов приняты прежними, как и в [4, 5]. На рис. 2 приведены графики зависимостей $R_{\text{з-о}}(u_{\text{н}})$ и $R_{\text{о-з}}(u_{\text{н}})$. Вычисления выполнялись при следующих исходных данных: мощность запросного передатчика в импульсе $P_{\text{пер.запр}} = 200$ Вт; коэффициент усиления антенны запросчика $G_{\text{запр}} = 24$ дБ, или 250 раз; коэффициент усиления антенны АРЗ $G_{\text{отв}} = 2$; $\lambda = 0{,}176$ м; предельная мощность входного сигнала приемника запросчика $P_{\text{пр.запр}} = 6{,}31\times10^{-14}$ Вт.

Из анализа графиков рис. 1 следует, что при малых значениях проводимости $g_{\text{н}}$ генератор обеспечивает режим работы с минимальным уровнем шумов $a_{\text{ш.эфф}}(u_{\text{н}})$ и $\Delta f_{\text{ш.эфф}}(u_{\text{н}})$. При этом характеристики $\Pi_{\text{A}}(u_{\text{н}})$ и $\Pi_{\text{F}}(u_{\text{н}})$ имеют обратный ход зависимостей: максимальным значениям потенциалов соответствуют минимальные уровни эффективных значений шумов.

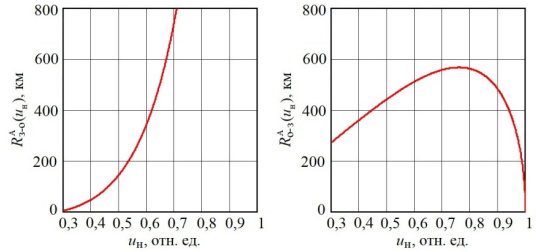
Из сравнения графиков нормированной выходной мощности $p_{\text{н}}(u_{\text{н}})$, представленных в [4], с графиками рис. 1 следует, что для обеспечения наибольшего потенциала предпочтительно примене-

ние генератора в режиме «недосвязи» с нагрузкой. При этом амплитуда колебаний $u_{н}$ находится вблизи ее максимальных значений A_{max}, а выходная мощность $P_{н}$ – несколько меньше ее максимума. При этом необходимо отметить преобладание величины потенциала АПП при регистрации сигналов по изменению частоты $П_{F}$ генерации примерно на 20…30 дБ по сравнению с регистрацией сигналов по изменению амплитуды $П_{A}$ колебаний.



(*а*) (*б*)

Рис. 1. Графики энергетических потенциалов АПП при регистрации сигнала по изменению амплитуды $П_{A}(u_{н})$ (*а*) и частоты $П_{F}(u_{н})$ (*б*) колебаний генератора



(*а*) (*б*)

Рис. 2. Графики дальности действия системы с АПП канала «запросчик – ответчик» $R^{A}_{з\text{-}о}(u_{н})$ (*а*) и канала «ответчик – запросчик» $R^{A}_{о\text{-}з}(u_{н})$ (*б*)

Из графиков рис. 2 следует, что по каналу «запросчик – ответчик» указанная дальность обеспечивается при выборе нормированной амплитуды колебаний $u_{н} \geq 0,6$. При этом предел регулировки $u_{н}$ сверху ограничен характеристикой выходной мощности АПП и составляют $u_{н} \leq 0,98$. Реальная дальность действия СРЗА составляет порядка 300…350 км. Эта дальность обычно ограничена сферичностью Земли и получена для равнинного характера местности при максимальной высоте подъема АРЗ 40 км.

3. Заключение

Оптимальный режим работы АПП, при котором обеспечиваются близкие к наилучшим значениям выходная мощность и чувствительность, находится вблизи области критической связи СВЧ генератора с нагрузкой, переходящей в режим «недосвязи». В этом режиме обеспечивается относительно высокое значение амплитуды колебаний на АЭ. Выходная мощность СВЧ генератора при этом несколько меньше мощности, отдаваемой этим генератором в нагрузку при оптимальной связи. Однако чувствительность АПП как приемника в этом режиме достаточно высока для получения требуемой дальности действия. Колебательная система СВЧ генератора для достижения лучших шумовых показателей должна, согласно результатам нашего сообщения [6], иметь по возможности высокое значение собственной добротности, а АЭ – наименьшее значение меры шума [5].

Быстродействие АПП в указанном режиме обеспечивает достаточное для формирования ответной паузы и приема радиоимпульсов запроса с фронтами наносекундной длительности [6]. Полоса пропускания усилителя преобразованного сигнала на выходе АПП может иметь порядка несколько мегагерц. При этом данный усилитель должен быть достаточно малошумящим вследствие малого значения собственного коэффициента усиления АПП в выбранном режиме. Полученные выше характеристики необходимы для интерпретации и правильного выбора режима работы АПП, обеспечивающего требуемые выходные параметры СРЗА.

Список литературы

1. 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.
2. Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Особенности формирования сигналов автодинного приемопередатчика при асинхронном приеме запросных сигналов системы радиозондирования атмосферы // Ural Radio Engineering Journal. 2025. Т. 9. № 1. С. 75—98.
3. Васин В.В., Власов О.В., Григорин-Рябов В.В., Дудник П.И., Степанов Б.М. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения). Под ред. В.В. Григорина-Рябова. М.: Советское радио, 1970. 680 с.
4. Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Стационарный режим автодинного приемопередатчика (АПП) системы радиозондирования атмосферы (СРЗА). – см. настоящий сборник.
5. Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Шумовые параметры АПП в режиме асинхронного приема запросного радиоимпульса СРЗА. – см. настоящий сборник.
6. Иванов В.Э., Кудинов С.И., Носков В.Я., Черных О.А. Параметры реакции АПП на асинхронное воздействие запросного радиоимпульса СРЗА. – см. настоящий сборник.

Хаотические колебания в системе связанных автогенераторов с разрушением когерентности

[1] Новиков С. С., [1] Костерова В. С., [1] Морозов Е.С.

[1] *Национальный исследовательский Томский государственный университет*
г. Томск, пр. Ленина 36, 634050, Российская Федерация
nss@mail.tsu.ru, vsk727@yandex.ru

Аннотация: *Работа посвящена исследованию хаотической динамики системы связанных автогенераторов. Приведены результаты математического моделирования и экспериментальной реализации. Сопоставлены спектральные характеристики хаотических колебаний.*

1. Введение

Системы связанных автогенераторов могут работать не только в когерентном режиме, но и в хаотическом режиме [1, 2]. В последнем случае хаотическая динамика реализуется за счет неустойчивости всех возможных когерентных типов колебаний; данный эффект называется разрушением когерентности [1]. Как показывают численные эксперименты [2] динамический хаос возникает при сильных резонансных свойствах связи, формирующих необходимое условие разрушения когерентности. Достаточное условие разрушения реализуется при перенапряженном режиме работы активных элементов [2].

Целью настоящего сообщения является сопоставление результатов математического моделирования хаотической динамики и результатов реального эксперимента.

2. Система двух связанных автогенераторов

На рис. 1 приведена исследуемая схема. Два транзисторных автогенератора собраны по трёхточечной схеме. Генераторы максимально идентичны и в автономном режиме генерируют стабильные одночастотные колебания на частоте вблизи f_0=840 кГц. Цепь связи автогенераторов представляет собой последовательный резонансный колебательный контур r, L, C с общей нагрузкой $R_н$, настраиваемый на ту же частоту. Изменение сопротивления $R_э$ позволяет эффективно регулировать напряженность работы транзисторов.

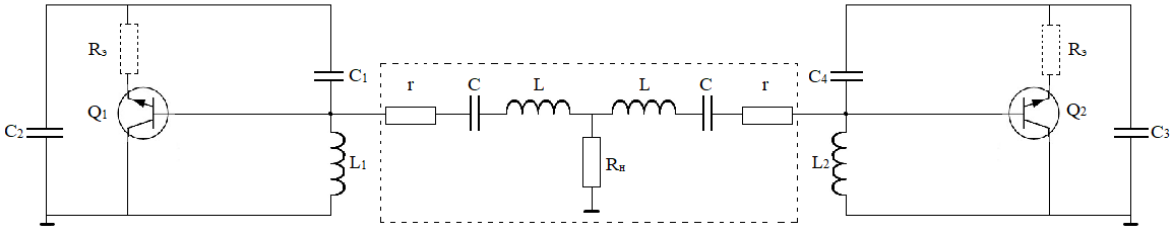


Рис. 1. Схема системы связанных автогенераторов с резонансной связью

На рис. 2 представлены спектральные характеристики хаотических колебаний на одном из генераторов (рис. 2а) и на общей нагрузке (рис. 2б), полученные путем моделирования в среде NI Multisim. Спектральный состав колебаний отражает механизм разрушения когерентности. Спектральные максимумы описывают колебания, соответствующие базовым, почти полностью разрушенным синхронным колебаниям противофазного типа: $f_н$≈560 кГц, $f_в$≈1300 кГц. (Частоты указанных мод практически совпадают с собственными частотами трехконтурной резонансной системы.) При полной симметрии схемы колебания этих мод полностью вычитаются на общей нагрузке (рис. 2б), то есть реализуется динамическая фильтрация.

В синфазном режиме частота колебаний равна 840 кГц и совпадает с частотами автогенераторов, ее положение также отмечено на спектре символом f_0. Как видно, данная компонента полностью разрушена, и на ее «месте» формируется непрерывный спектр. Путем специального подбора параметров цепи связи и автогенераторов можно получить хаотический режим с плотным непрерывным спектром во всем диапазоне анализа.

Экспериментальная реализация хаотической динамики в системе связанных автогенераторов полностью соответствует описанной схеме. На рис. 2в представлен спектр колебаний, развиваемых на контуре одного из генераторов, а на рис. 2г- спектр колебаний на общей нагрузке. Как видно, спектральный состав колебаний, в целом, соответствует спектру численного эксперимента.

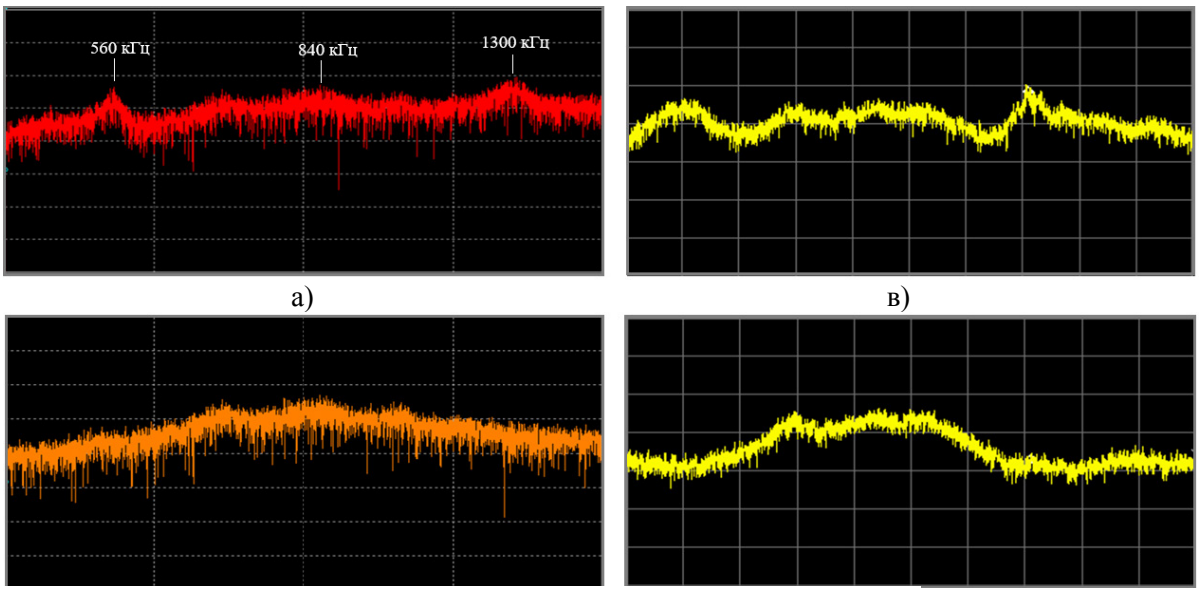


Рис. 2. Спектры колебаний системы в хаотическом режиме: а) на колебательном контуре (моделирование); б) на общей нагрузке (моделирование); в) на колебательном контуре (экспериментальная реализация); г) на общей нагрузке (экспериментальная реализация). Полоса обзора анализаторов спектра 0,35-1,5 МГц; цена деления шкалы интенсивности – 20 дБ

3. Заключение

Проведенные численные и экспериментальные исследования показывают, что система двух связанных автогенераторов может служить источником шумовых колебаний с шириной спектра в несколько октав.

Список литературы

1. Новиков С. С., Усюкевич А. А. Неустойчивость синхронных режимов в системе двух связанных СВЧ-автогенераторов // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т. 55. № 11. С. 51 – 56.
2. Костерова В.С., Новиков С.С., Верификация условий перехода системы связанных автогенераторов в режим динамического хаоса // Техника радиосвязи. – 2022. – № 4(55). – С. 108-117.

Оценка дальности радиосвязи при различных эксплуатационных сценариях работы беспроводных систем передачи информации

Ж. В. Шапошникова, Н. О. Левенков, Г.В. Подшивалова, Т.И. Шипилова

АО «Концерн «Созвездие», 394018, Воронеж, Российская Федерация

Аннотация: *Расчет дальности радиосвязи в условиях воздействия помех, в том числе преднамеренных, при различных условиях эксплуатации.*

1. Введение

Определение характеристик радиоканала является актуальным в практических задачах планирования и развертывания систем (земля-земля, земля – самолет, самолет-самолет) беспроводной передачи информации.

Одной из основных задач системы радиосвязи является обеспечение эффективного функционирования на заданных расстояниях как при отсутствии помех, так и при их наличии, с заданным качеством и скоростью передачи информации.

Для осуществления радиосвязи должно быть обеспечено превышение сигнала над помехами в условиях воздействия различных помех (том числе преднамеренных и имеющих заградительный характер).

Цель работы – рассмотрение методик расчета уровня полезного сигнала и уровня преднамеренных помех для использования в «Программе расчета дальности и потерь распространения радиосигнала».

2. Расчёт уровня полезного сигнала

Известно несколько методов расчета уровня поля: методика МСЭ [1] ориентирована на среднепересеченную местность, двухлучевая модель, построенная на основе геометрической оптики, Корсунского [5], Эгли [6], Окамура-Хата [7], Введенского [2].

3. Расчёт уровня преднамеренных (заградительных) помех

При определении уровня помехи в месте расположения приемного устройства необходимо учитывать, что в современных условиях источники помех расположены, как правило, на воздушных носителях. В этих случаях из предложенных моделей для определения уровня поля помех можно использовать следующие модели. – формулы Корсунского [5]. В модели предполагается, что приемная антенна располагается вблизи поверхности Земли.

Значение напряженности поля помехи в месте приема определяется на основе формулы:

$$E_{П} = \frac{4{,}74*10^{3}*0{,}3}{L_{П}} * \sqrt{\rho * \Delta f} * \left[1 - \left(\frac{H_{П}}{L_{П}}\right)^{2}\right], \quad (1)$$

где $E_{П}$ – значение напряженности поля помехи, мкВ/м; $L_{П}$ – дальность до источника помех, км; ρ – плотность помехи, Вт/МГц; $H_{П}$ – высота полета источника помех, км.

Формула (1) приведена с учетом пересчета плотности помехи в полосу принимаемого сигнала. Выражение в скобках учитывает дополнительное затухание поля, вызываемое земной поверхностью.

Данная формула применима для УКВ- диапазона в случае самолет-земля (земля-самолет). Также данная модель позволяет проводить расчёт для случая БПЛА-земля. Формула применима для расстояний, не превышающих прямую видимость.

Для трассы «самолет-самолет» необходимо учитывать интерференцию между прямым лучом и лучом, отражённым от земной поверхности. Для этого в формулу (1) вводится дополнительный множитель, характеризующий ослабление поля, вызываемое наличием земной поверхности и интерференционными явлениями между прямыми и отражёнными лучами.

4. Программа для расчёта дальности

Разработана программа («Программа расчета дальности и потерь распространения радиосигнала», свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ № 2025617328), для расчета

дальности системы радиосвязи на основе моделей распространения радиоволн: статистических-Эгли, Окамура-Хата, и детерминированных – Введенского, двухлучевая модель, модель распространения в свободном пространстве [8]. В зависимости от условий размещения аппаратуры выбирается необходимая модель. Методика расчета дальности приведена в [8].

Программа применяется при расчёте дальности радиосвязи и прогнозирования бюджета канала радиосвязи в зависимости от скорости передачи информации при различных видах модуляции при разработке радиоаппаратуры в различных условиях эксплуатации.

5. Заключение

В работе проводится краткое рассмотрение основных способов расчета потерь на трассе для различных случаев и расчета уровня преднамеренных заградительных помех с учетом полосы принимаемого сигнала.

Список литературы

1. VHF and UHF propagation curves for the frequency range from 30 MHz to 1000 MHz, ITU, Rec. ITU-R P.370-7, 1995.
2. Долуханов М.П., Распространение радиоволн, М.: «Связь», 1972.
3. Файнберг Е.Л., «Распространение радиоволн вдоль земной поверхности», М.: Изд. АН СССР, 1961.
4. Л.Н. Корсунский «Распространение радиоволн при самолетной радиосвязи». М: «Советское радио», 1965.
5. Okumura Y. Field strength and its variability in vhf and unf land mobile radio service. Rev. ecl. 1968. V.16, №9,10. P.825-873.
6. R. Mardeni and K.F. Kwan Optimization of Hata propagation prediction model in suburban area in Malaysia, Progress In Electromagnetics Research C. Vol. 13. P.91-106, 2010.
7. Рекомендация МСР-R P.525-2, «Расчет ослабления в свободном пространстве», 1994.
8. Л.И. Аверина, А.А. Гриднев, и др. «Увеличение помехоустойчивости системы радиосвязи за счёт амплитудно-фазового синтеза кольцевой антенной решётки», Теория и техника радиосвязи, 2016, №2, с. 5-11.

Оценка влияния предикторов машинного обучения на точность восстановления тенденций вариаций ПЭС [1]

Конкин Н. А., Вершинин М. В.

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

Аннотация: *Проведена оценка влияния предикторов машинного обучения на точность восстановления тенденций временных вариаций ПЭС с использованием различных комбинаций данных предикторов, представленных в формате n_d_p. Первое число (n) формата n_d_p — характеризует шаг простого сдвига, второе (d) — дифференцированного сдвига, третье (p) — процентного дифференцированного сдвига. Результат оценки показал, что для зимнего сезона приемлемо использование малого (от 6_6_6 до 18_18_18) и среднего (от 24_24_24 до 36_36_36) значений шагов сдвига, для весеннего и летнего сезонов — только среднего.*

1. Введение

Полное электронное содержание (ПЭС) представляет собой интегральную характеристику ионосферы, количественно определяющую суммарное содержание свободных электронов вдоль луча зрения между спутником и наземной станцией. Круглосуточный мониторинг ПЭС подвержен ошибкам, для восстановления которых применяются методы машинного обучения (МО) [1, 2]. В отличие от физических моделей, машинное обучение способно улавливать сложные тенденции и сезонность, а добавление предикторов улучшает результаты восстановления пропусков.

Цель работы: оценка влияния предикторов машинного обучения на точность восстановления тенденций временных вариаций ПЭС с использованием различных комбинаций данных предикторов.

2. Алгоритм исследования

Для оценки влияния предикторов на точность восстановления использовались вложенные циклы перебора шага сдвигов (простого, дифференцированного и процентного дифференцированного) в диапазоне от 6 до 48 с периодом 6 (512 комбинаций, формат n d p). Оценка проводилась для трёх сезонов (зима, весна, лето) с фильтрацией аномалий (±2 СКО). Для повышения точности, кроме динамических предикторов, использовались временные характеристики (год, месяц, день, квартал, часы, минуты и т. д.).

Пропуски для восстановления были созданы искусственно [3]. Окно обучения смещалось на горизонт восстановления и составляло 48 отсчётов (сутки). Диапазон восстановления - 1 отсчёт (30 минут).

3. Анализ экспериментальных результатов

Рис. 1 показывает метрики точности для зимы. Наименьшая ошибка по MSE 0.2-0.4 TECu и MAPE 15-17% наблюдается при шагах сдвига (от 12_48_42 до 18_36_42), что соответствует среднему и малому объему данных. Комбинация 42_48_30 приводит к резкому увеличению MSE до 1 TECu и MAPE до 27%.

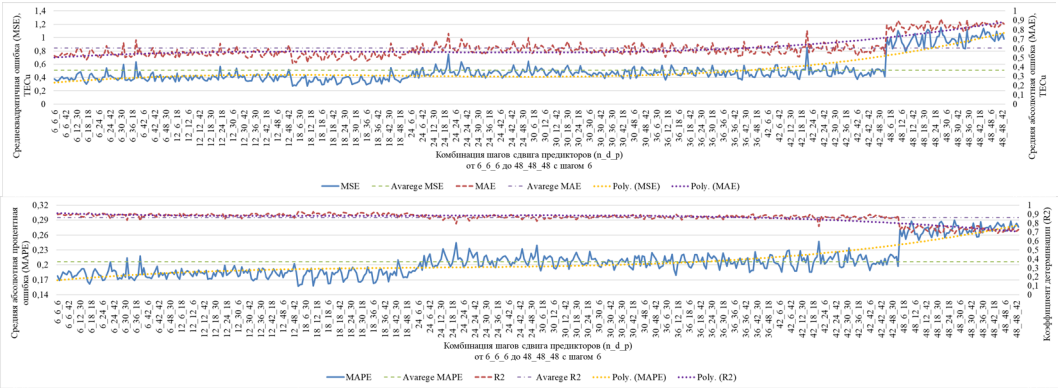


Рис. 1. Зависимость среднеквадратичной ошибки (MSE) и средней абсолютной ошибки (MAE) (верхний) и средней абсолютной процентной ошибки (MAPE) и коэффициента детерминации (R^2) (нижний) от комбинации предикторов для зимнего сезона

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 23-19-00145.

Весной (см. рис. 2) наблюдаются значительные колебания метрик при шагах сдвига (от 6_6_6 до 24_6_6), что соответствует малому объему данных Минимальная ошибка достигается при шагах (от 24_6_42 до 42_42_42), что соответствует среднему объему данных. Ошибка по MSE составляет 0.2-0.4 TECu, а по MAPE — 7-8%. При комбинации 42_48_30 MSE возрастает до 0.5 TECu, а MAPE до 10%.

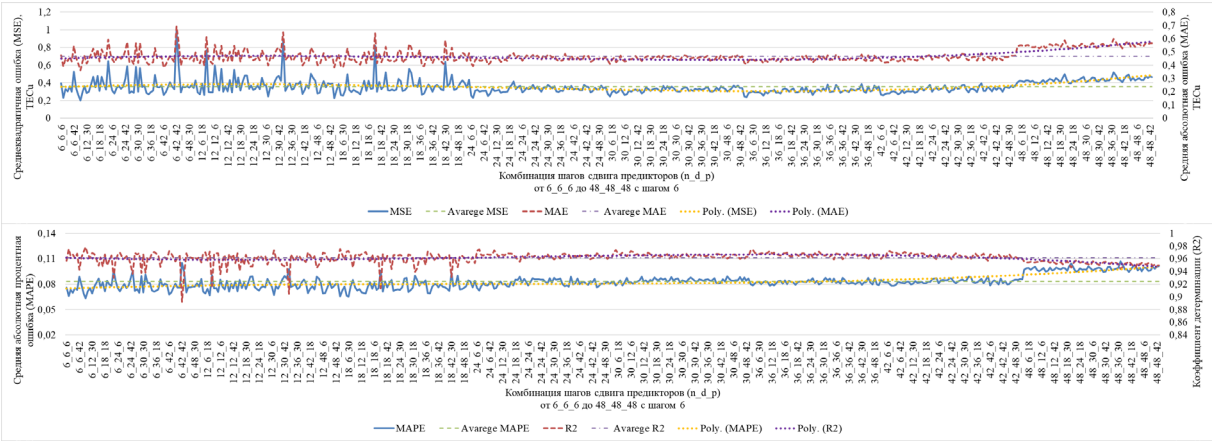


Рис. 2. Зависимость среднеквадратичной ошибки (MSE) и средней абсолютной ошибки (MAE) (верхний) и средней абсолютной процентной ошибки (MAPE) и коэффициента детерминации (R^2) (нижний) от комбинации предикторов для весеннего сезона

В летний сезон (см. рис. 3) наблюдаются значительные колебания ключевых метрик при комбинации значений шагов сдвигов (от 30_6_18 до 48_48_42), что соответствует среднему и большему объему данных. Наименьшая ошибка наблюдается при комбинации (от 18_6_30 до 24_46_30), что соответствует среднему объему данных. В данном диапазоне MSE находится в диапазоне от 0,15 до 0,25 TECu, а MAPE – в пределах от 4% до 4,5%. При комбинации 24_48_30 происходит повышение MSE до 0,35 TECu, а MAPE – до 6%.

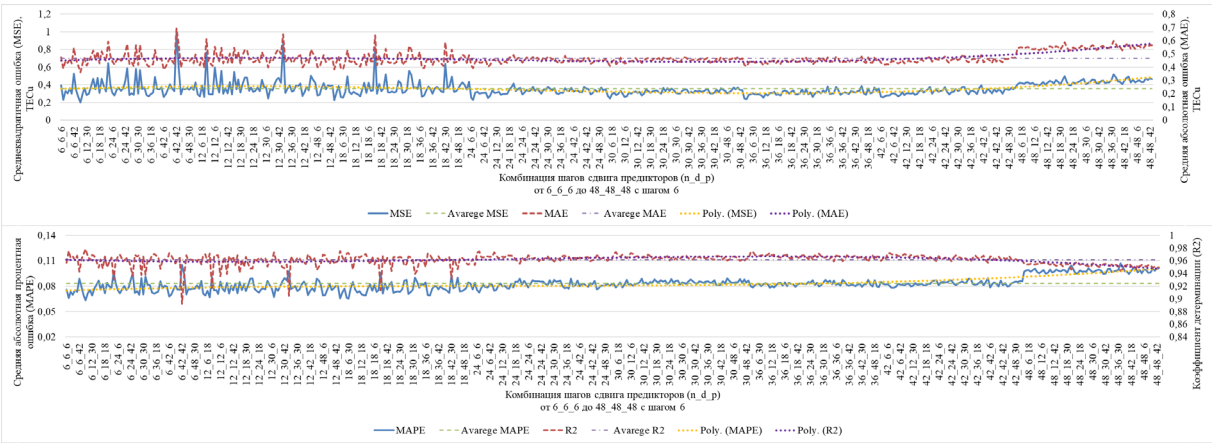


Рис. 3. Зависимость среднеквадратичной ошибки (MSE) и средней абсолютной ошибки (MAE) (верхний) и средней абсолютной процентной ошибки (MAPE) и коэффициента детерминации (R^2) (нижний) от комбинации предикторов для летнего сезона

3. Заключение

В исследовании оценено влияние комбинаций предикторов машинного обучения на точность восстановления временных вариаций ПЭС. Для каждого сезона требуется свой набор комбинаций. Зима наиболее стабильна: значения шагов от 6_6_6 до 42_42_42 обеспечивают хорошее восстановление, так как минимальная солнечная активность снижает влияние внешних факторов. Лето наименее стабильно, требуя меньших шагов (от 12_12_12 до 18_18_18) для качественного восстановления. Весенний сезон оптимален при шагах от 18_18_18 до 42_42_42, поскольку дальнейшее увеличение шага перегружает модель и ухудшает поиск закономерностей.

Список литературы

1. Рябова, Н. В. Восстановление временного хода ПЭС с использованием методов машинного обучения / Н. В. Рябова, Н. А. Конкин, М. В. Вершинин // Распространение радиоволн : сборник докладов I Всероссийской молодежной научной школы-конференции, посвященной памяти Д. С. Лукина, Йошкар-Ола, 11–14 ноября 2024 года. – Йошкар-Ола: Поволжский государственный технологический университет, 2024. – С. 113-117.

2. Рябова, Н. В. Синтез и анализ структур нейронных сетей для прогнозирования полного электронного содержания ионосферы Земли / Н. В. Рябова, Н. А. Конкин, М. В. Вершинин // Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн : Всероссийские открытые Армандовские чтения. Материалы Всероссийской открытой научной конференции, Муром, 25–27 июня 2024 года. – Муром: Владимирский государственный университет им. Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2024. – С. 445-457.
3. Масленникова, Ю. С. Прогнозирование динамики ионосферы с помощью классифицирующих нейронных сетей и персептронов / Ю. С. Масленникова, В. В. Бочкарев // Взаимодействие полей и излучения с веществом : тезисы Международной Байкальской молодежной научной школы по фундаментальной физике и XII Конференции молодых ученых, Иркутск, 19–24 сентября 2011 года. – Иркутск: Институт солнечно-земной физики Сибирского отделения Российской академии наук, 2011. – С. 56.

Способ обнаружения протяженных объектов подстилающей поверхности вероятностным классификатором для импульсного радиовысотомера[1]

Сорокин А. К.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
sorokinak@mail.ru

Аннотация: *Данная статья посвящена способу обнаружения протяженных объектов по сигналу импульсного радиовысотомера. В отличие от предыдущих работ используется способ, основанный на построении пространства опорных векторов (SVM), а также на кластеризации с использованием стохастического градиентного спуска (SGD). Используется многокластерный анализ и сравниваются два способа построения решающего правила: один ко многим (one-vs-many) и каждый против каждого (one-vs-other). Для построения границ кластеров предлагается использовать гиперплоскость, полученную с помощью hinge-loss функции потерь. Результаты анализа показали, что такой способ позволяет получать хорошие (по сравнению с предыдущими работами) результаты, которые позволяют различать подстилающие поверхности при высокой точности (accuracy) и большой полноте (recall).*

1. Введение

Существующие системы автономной навигации беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) необходимо развивать в соответствии с требованиями современности. По этой причине существующие системы подвергаются переосмыслению и модернизации. Одним из направлений модернизации является расширение функционала существующих бортовых устройств БПЛА. В настоящее время многие БПЛА снабжены импульсным радиовысотомером с вычислителем, который позволяет проводить вторичную обработку сигнала. Однако следует отметить, что предлагаемый способ не ограничивается импульсным радиовысотомером, он также может быть использован для обработки сигнала с ЛЧМ. С другой стороны, существует обширная база сигналов, отраженных от типовых подстилающих поверхностей, например [1]. В ранних работах [2] предлагалось использовать гистограммы распределений отраженного сигнала для оценки типа подстилающей поверхности. Было показано, что такой способ позволяет различать типовые подстилающие поверхности с вероятностью более 0,8 для контрастных поверхностей, что вполне подходит для задачи навигации, однако предложенный метод обладает тем недостатком, что требуется большой интервал усреднения, в результате чего падает точность определения местоположения летательного аппарата. В данной работе предлагается развить предложенный способ, но использовать неусредненные огибающие импульсов и огибающие с небольшим количеством усреднений в качестве данных для кластеризации. Аппарат кластеризации хорошо зарекомендовал себя в машинном обучении [3]. Для получения начальных кластеров, которые будут соответствовать известным подстилающим поверхностям, предлагается использовать данные полета над типовыми поверхностями. Исходные данные необходимо подвергнуть первичной обработке для нормализации (например, сигнал нормируется к высоте полета). В следующем разделе приводится описание способа обработки.

2. Метод обработки

На вход алгоритма обработки поступают неусредненные квадратурные составляющие отраженного сигнала. В настоящей версии высотомера используется квадратурная обработка для получения огибающей отраженного сигнала. При этом используется три приемных и одна излучающая антенна. Принимаемые данные организованы в пачки импульсов. В пределах каждого интервала накопления происходит накопление отраженных импульсов. При скорости летательного аппарата 60 м/с для одного интервала накопления пролетаемое расстояние составляет около 2 м (из 6 м). При этом образуется около 900 огибающих отраженных импульсов (квадратурные компоненты пересчитываются в огибающие). Каждая огибающая содержит около 50 отсчетов (как синусной, так и косинусной составляющей), часть отсчетов в «хвосте» импульса может содержать шумовые импульсы. Следует отметить, что диаграмма направленности используемой антенны имеет ширину

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № FEUZ-2023-0015).

40^0, что достаточно для оценки высоты (снижает влияние эволюций летательного аппарата). В качестве дополнительного свойства, такая принимающая антенна имеет возможность сохранять информацию о подстилающей поверхности в «хвосте» отраженного импульса.

Полученные данные обрабатываются с помощью библиотеки *scikit-learn*, которая содержит много удобных функций для простых алгоритмов машинного обучения. Строится пространство опорных векторов, где каждый импульс представлен в виде точки в многомерном пространстве (50-мерное для огибающих длиной в 50 отсчетов). Данный метод можно отнести к алгоритмам с учителем, что означает что необходим размеченный набор данных. Для построения такого набора использовался один полет (другой использовался для тестирования). На участках однородной поверхности с горизонтальным полетом (отслеживалось по видео, эволюциям ЛА и по спутниковым снимкам) строились эталоны по следующим типам поверхности: «вода», «лес», «поле». Эталонные данные агрегировались, нормировались к высоте и были использованы для получения центров кластеров. Также следует отметить, что по имеющимся полетным данным классы оказались небалансными (данных по «лесу» и «воде» много больше, чем по «полю»)

Для разделения кластеров использовалась hinge-loss («петельная») функция потерь:

$$L_{Hinge}(y, w) = \frac{1}{n_{samples}} \sum_{i=0}^{n_{samples}-1} \max\left\{1 + \hat{w}_{i,y_i}, 0\right\},$$

где $\hat{w}_{i,y_i}$ – максимум предсказанного решения для всех других кластеров.

В качестве оптимизатора использовался оптимизатор стохастического градиентного спуска (SGD). Данный оптимизатор дает быструю сходимость для задач кластеризации за счет устранения проблемы локальных минимумов. Также использовалось два способа выбора кластера: каждый против каждого (one-vs-one) и один против всех (one-vs-other).

3. Результаты

В данном разделе приведены типовые результаты, полученные по тестовым испытаниям. На рисунке 1 показаны матрицы неопределенности (по выборке и в процентах (справа)). Исходя из рисунка видно, что набор данных является небалансным, наблюдается сильный перекос в сторону «воды». При этом усреднение осуществлялось только по трем антеннам, а внутри пачки оно отсутствовало, что показывает не только высокую точность обнаружения момента смены типа подстилающей поверхности, но также и момент обнаружения поверхности заданного типа.

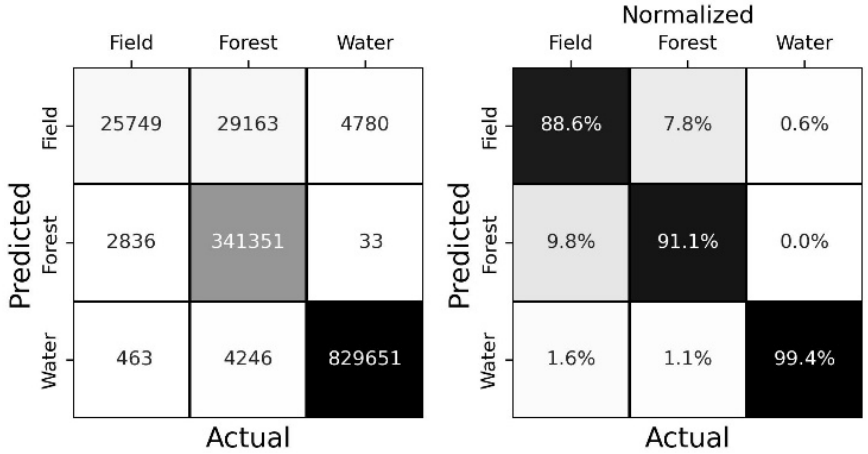


Рис. 1. Результаты применения метода к тестовым данным с усреднением только по трем антеннам без отсечения «хвоста» импульса (использовался метод выбора кластера каждый против каждого)

Таким образом, предложенный метод обеспечивает лучшие вероятности обнаружения по сравнению с LODA [2] при меньшем усреднении.

Список литературы

1. Ulaby F.T., Dobson M.C. Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain: Includes 2019 Software Update (Artech House Remote Sensing). Artech house, USA, 2019. 395 p.
2. Sorokin A. Some Implementation Questions of the Lengthened Objects Detection Algorithm, 2023 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT). 2023. P. 170-173.
3. Burkov A. The Hundred-Page Machine Learning Book, Andriy Burkov. в The Hundred-Page Books. 160 p.

Оценка погрешности определения интенсивности неоднородностей при сильных возмущениях ионосферы

Пашинцев В.П., Гринев Е.М., Диптан П.А., Белоконь Д.А.
Северо-Кавказский федеральный университет
г. Ставрополь, ул. Пушкина 1, 355017, Российская Федерация
saru3d@yandex.ru

Аннотация: *Разработана методика оценки интенсивности мелкомасштабных ионосферных неоднородностей для условий сильной диффузности. Показано, что традиционные подходы, использующие линейное приближение, приводят к систематической недооценке интенсивности на величину до 10% при сильных возмущениях. Предложенное уточненное аналитическое выражение учитывает нелинейные эффекты, что подтверждается сравнительным анализом с существующими методами. Полученные результаты позволяют повысить точность прогнозирования условий радиосвязи в сильно возмущенной ионосфере.*

1. Введение

Известно [1], что интенсивность ионосферных неоднородностей (уровень диффузности) в невозмущенной (нормальной) ионосфере составляет $\beta = 10^{-3}...10^{-2}$, а при появлении мелкомасштабных неоднородностей возрастает и достигает значений $\beta = 10^{-2}...10^{-1}$, а в некоторых случаях $\beta = 0{,}5....1$.

Интенсивность неоднородностей определяется среднеквадратическим отклонением (СКО) относительных флуктуаций электронной концентрации (ЭК) $\Delta N / \langle N \rangle$:

$$\beta = \sqrt{\left\langle \left(\Delta N(\rho, h) / \langle N(h) \rangle \right)^2 \right\rangle} = \sigma_{\Delta N} / \langle N(h_m) \rangle, \qquad (1)$$

где $\langle N(h_m) \rangle$ – среднее значение ЭК на высоте $h = h_m$, соответствующей максиму ЭК слоя F ионосферы; $\sigma_{\Delta N}$ – СКО флуктуаций ЭК в неоднородностях ионосферы.

Из анализа [2] следует, что при расчете уровня диффузности ионосферы, использовали разложение в биноминальный ряд только до первых двух членов ряда, так как при диффузности $\beta = 10^{-3}...10^{-2}$ учет третьего и более высших членов биномиального ряда не оказывает существенного влияния на точность результатов. Цель статьи заключается определении уровня диффузности ионосферы в зависимости от уширения (размытости) высотно-частотной характеристики.

2. Результаты

При нормальной ионосфере ($\beta = 10^{-3}...10^{-2}$) ЭК составляет $\overline{N} \approx 2 \cdot 10^{11}...10^{12}$ эл/м^3, отклонение относительных флуктуаций ЭК – $\Delta N = 2 \cdot 10^{8}...10^{10}$ эл/м^3, однако при сильных возмущениях ионосферы ($\beta = 0{,}5....1$) отклонения составляют $\Delta N = 2 \cdot 10^{10}...10^{12}$ эл/м^3.

С учетом неоднородностей ЭК в слое F ионосферы критическая частота $f_{\text{кр}}$ отражения волны будет определяться как

$$f_{\text{кр}} = \sqrt{80{,}8 N(\rho, h_m)} = \left\{ 80{,}8 \left[\langle N(h_m) \rangle + \Delta N(\rho, h_m) \right] \right\}^{0{,}5} = \left\{ \langle f_{\text{кр}} \rangle \left[1 + \Delta N(\rho, h_m) / \langle N(h_m) \rangle \right] \right\}^{0{,}5}, \qquad (2)$$

где $\langle f_{\text{кр}} \rangle = \sqrt{80{,}8 \langle N(\rho, h_m) \rangle}$ – среднее значение $f_{\text{кр}}$.

Так как диффузность сильно возмущенной ионосферы $\beta = 0{,}5....1$, то интенсивность неоднородностей на любой высоте меньше единицы $\Delta N(\rho, h_m) / \langle N(h_m) \rangle < 1$, следовательно, второй сомножитель в выражении (2) можно разложить в биномиальный ряд

$$f_{\text{кр}} \approx \langle f_{\text{кр}} \rangle \left[1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta N(\rho, h_m)}{\langle N(h_m) \rangle} - \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta N(\rho, h_m)}{\langle N(h_m) \rangle} \right)^2 \right] = \langle f_{\text{кр}} \rangle + \Delta f_{\text{кр ут}}, \qquad (3)$$

где $\langle f_{\text{кр}} \rangle$ – регулярная и $\Delta f_{\text{кр ут}}$ – уточненная флуктуационная составляющая $f_{\text{кр}}$.

Учитывая случайный характер изменения флуктуационной составляющей $\Delta f_{\text{кр ут}}$, среднеквадратическое отклонение $\sigma_{f_{\text{кр ут}}}$ флуктуаций критической частоты при возмущениях ионосферы будет составлять

$$\sigma_{f_{\text{кр ут}}} = \sqrt{\left\langle \left(f_{\text{кр}} - \left\langle f_{\text{кр}} \right\rangle \right)^2 \right\rangle} = \sqrt{\left\langle \left(\Delta f_{\text{кр ут}} \right)^2 \right\rangle} = \frac{1}{2} \left\langle f_{\text{кр}} \right\rangle \sqrt{\left\langle \left[\frac{\Delta N(\rho, h_m)}{\left\langle N(h_m) \right\rangle} \right]^2 \right\rangle + \left\langle \left[\frac{1}{4} \left(\frac{\Delta N(\rho, h_m)}{\left\langle N(h_m) \right\rangle} \right)^2 \right]^2 \right\rangle}. \quad (4)$$

В соответствии с выражениями (4) и (1) уточненное выражение для определения интенсивности неоднородностей сильно возмущенной ионосферы $\beta_{\text{ут}}$

$$\beta_{\text{ут}} = \beta \left(1 + 0{,}25\beta^2 \right)^{0{,}5} = 2\sigma_{f_{\text{кр ут}}} \Big/ \left\langle f_{\text{кр}} \right\rangle. \quad (5)$$

На рис. 1 показано расхождение при расчетах интенсивности неоднородностей ионосферы в соответствии с полученными (5) результатами (сплошная линия) относительно оценки диффузности по известной методике [2] (пунктирная линия).

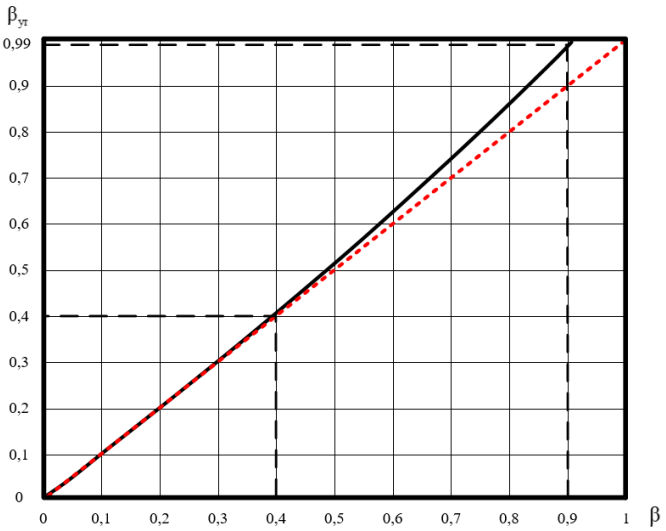


Рис. 1. Зависимость уточненного уровня диффузности $\beta_{\text{ут}}$ от существующих методов расчета интенсивности β неоднородностей ионосферы

Анализ графика (рис. 1) показывает, что при малых значениях интенсивности неоднородности ионосферы ($\beta \le 0{,}4$) значения уточненной $\beta_{\text{ут}}$ совпадает с известным методом [2] расчета диффузности β, т.е. $\beta_{\text{ут}} \approx \beta$. При повышении флуктуаций электронной концентрации, т.е. сильно возмущенной ионосферы, когда уровень диффузности $\beta > 0{,}4$, оценка уточненной интенсивности неоднородностей $\beta_{\text{ут}}$ превышает β. Наибольшая погрешность в расчетах интенсивности неоднородностей β по сравнению с уточненным значением $\beta_{\text{ут}}$ составляет $\Delta = \left(\beta_{\text{ут}} - \beta \right) \Big/ \beta = \left((0{,}99 - 0{,}9) / 0{,}9 \right) \times 100\% = 10\%$.

3. Заключение

В работе предложена методика оценки интенсивности мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации в ионосфере на основе анализа уширения высотно-частотной характеристики в условиях сильной диффузности. Показано, что традиционные подходы, основанные на разложении в биномиальный ряд с ограничением двумя первыми членами, приводят к значительной погрешности (до 10 %) в условиях сильных возмущений ионосферы.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-21-00295 (https://rscf.ru/project/24-21-00295/).

Список литературы

1. Пашинцев В. П., Скорик А. Д., Коваль С. А., Киселев Д. П., Сенокосов М. А. Зависимость надежности связи в декаметровой радиолинии от выбора рабочей частоты с учетом сигнально-помеховой обстановки и диффузности ионосферы // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 4. С. 300-322. doi: 10.24411/2410-9916-2019-10412.
2. Пашинцев В.П., Омельчук А.В., Коваль С.А., Галушко Ю.И. Метод определения интенсивности неоднородностей по данным ионосферного зондирования // Двойные технологии. 2009. №1 (46). С. 38 - 41.

Моделирование сложных нелинейных откликов объектов на сверхширокополосные сигналы [1]

Безрукова И. В., Семенов Э. В.

Институт сильноточной электроники СО РАН
г. Томск, 634055, пр. Академический, 2/3, Российская Федерация
edwardsemyonov@narod.ru

Аннотация: *Предложена поведенческая модель, позволяющая предсказывать нелинейные отклики сложной формы при зондировании объектов сверхширокополосными сигналами. Приведен пример моделирования отклика резонансного вида. На поведенческом уровне модель описана как результат перемножения задержанного тестового сигнала и сигнала, пропущенного через фильтр нижних частот. Для того, чтобы описать сложную (резонансную) форму отклика, в модели установлена передаточная функция, которая преобразовывает выходной сигнал перемножителя в нелинейный отклик объекта.*

1. Введение

Для систем нелинейного зондирования применение коротких видеоимпульсных сигналов способствует увеличению пиковой мощности зондирующего сигнала при фиксированной средней мощности по сравнению с радиоимпульсами большей длительности. При мощных воздействиях объект оказывается в режиме более сильной нелинейности, что позволяет усиливать уровень нелинейного отклика. Кроме того, при использовании видеоимпульсных сигналов увеличивается разрешающая способность по дальности и проникающая способность за счет наличия низкочастотной части спектра [1–2]. Однако применение видеоимпульсных сигналов в системах нелинейного зондирования не получило широкого распространения. Одной из проблем является отсутствие информации о рассеивающих свойствах объектов, поэтому возникает необходимость в разработке поведенческих моделей нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигналов.

2. Поведенческая модель сложных нелинейных откликов электронных устройств на сверхширокополосные сигналы

Для измерения нелинейного рассеяния сигналов объектом зондирования использовалась измерительная установка, описанная в [3]. Мы выполнили тестирование электронного устройства (в качестве примера был взят программно-определяемый радиоприемник NEWGEN.RTL2832) сверхширокополосными сигналами с различной длительностью фронта и спада (рис. 1, *а*). В результате проведенных измерений нелинейного рассеяния сигналов был осуществлен синтез поведенческих моделей нелинейного рассеивателя.

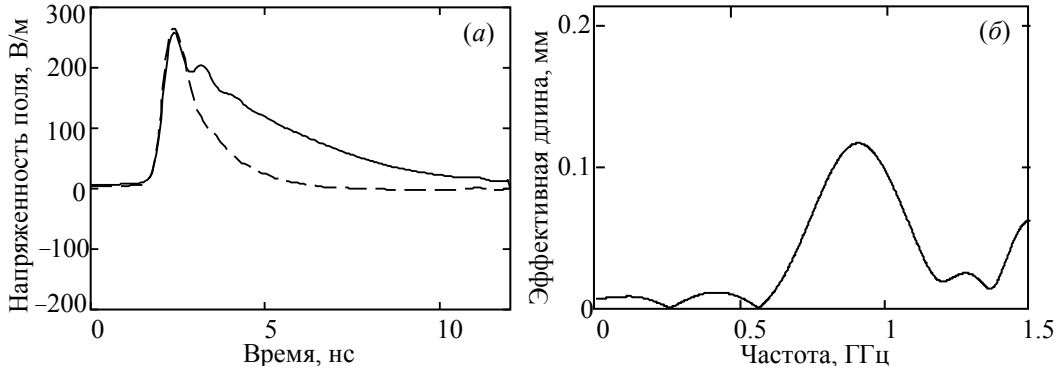


Рис. 1. Тестовые сигналы: с медленным спадом (сплошная кривая) и с быстрым спадом (штриховая кривая) (*а*), передаточная характеристика, преобразующая выходной сигнал перемножителя в нелинейный отклик объекта (*б*)

Было установлено, что нелинейный отклик может быть найден линейным преобразованием высокочастотной части спектра тестового сигнала, а его амплитуда – низкочастотной составляющей. Для правильного представления таких свойств мы предложили поведенческую модель, в которой нелинейный отклик описан в виде перемножения задержанного тестового сигнала на сигнал, пропущенный через фильтр нижних частот. В результате высокочастотная часть сигнала соотносится с

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2024-0001).

вершиной низкочастотного импульса на выходе фильтра нижних частот. Если тестовый сигнал имеет быстрый спад, то высокочастотная часть окажется уже в области спада выходного импульса фильтра нижних частот. Это приводит к ослаблению выходного нелинейного отклика модели, что совпадает с экспериментальными наблюдениями [4]. Однако в [4] предложенная поведенческая модель в качестве отклика на ступенчатое воздействие выдает только сигнал, близкий к МНАТ-вейвлету. Реальные же электронные системы могут давать более сложные (например, резонансные) отклики. Для моделирования этих эффектов мы ввели в поведенческую модель (рис. 2) передаточную функцию, которая определена по формуле (1). С помощью данной передаточной функции $H_n(\omega)$ тестовый сигнал преобразовывается в нелинейный отклик объекта. Поскольку функция связывает потенциал рассеянного поля с напряженностью падающего поля, то ее значения получаются с размерностью длины. Эти значения можно интерпретировать как нелинейную действующую высоту объекта на определенных частотах (рис. 1, *б*).

$$H_n(\omega) = F[\varepsilon(t)]/F[e^*(t)], \tag{1}$$

где F – преобразование Фурье, $\varepsilon(t)$ – нелинейный отклик объекта зондирования, $e^*(t)$ – сигнал на выходе перемножителя.

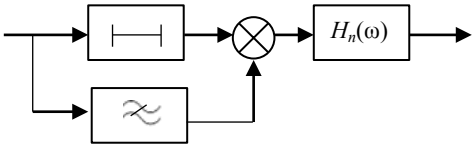


Рис. 2. Функциональная схема поведенческой модели нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигалов

Результат работы рассматриваемой поведенческой модели нелинейного рассеяния сверхширокополосных сигналов в сравнении с экспериментальными данными представлен на рис. 3.

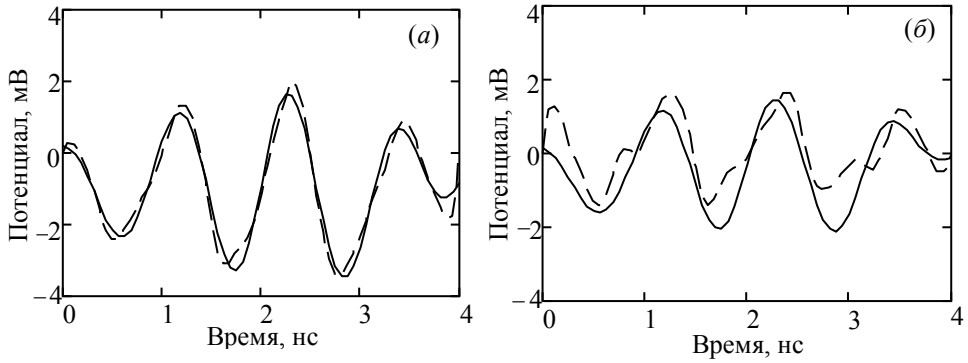


Рис. 3. Нелиненый отклики (штриховая кривая) на тестовые сигналы, представленные на рис. 1, и соотвествующие им результаты модели (сплошная кривая): *а* – отклик на сигнал с медленным спадом, *б* – отклик на сигнал с быстрым спадом

3. Заключение

В данной работе предложена поведенческая модель нелинейного рассеивателя, адекватная на сверхширокополосных сигналах. Предложенная поведенческая модель описывает нелинейный отклик как результат перемножения задержанного тестового сигнала на сигнал, пропущенный через фильтр нижних частот, что позволяет правильно учесть вклад низкочастотных спектральных составляющих в проявление нелинейности. За счет применения передаточной функции общего вида модель позволяет удовлетворительно описывать отклик объектов со сложной внутренней нелинейной динамикой.

Список литературы

1. Якубов В.П., Лосев Д.В., Мальцев А.И. Использование сверхширокополосного излучения для диагностики нелинейностей // Журнал радиоэлектроники. 2000. № 3.
2. Semyonov E.V. Nonlinear scattering of narrowband and ultra-wideband signals at equal peak intensity // 15th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE – 2021): proceedings. Novosibirsk, November 19–21, 2021. P. 295–298.
3. Семенов Э.В., Назаров М.А., Фатеев А.В., Полторыхин К.М., Березин А.А., Поздняков В.С. Измерение нелинейного рассеяния видеоимпульсных электромагнитных волн малоразмерными объектами // Приборы и техника эксперимента. 2024. № 4. С. 115−124.
4. Безрукова И.В. Синтез поведенческих моделей нелинейного рассеяния сложных сверхширокополосных сигналов объектом зондирования / Безрукова И.В., Семенов Э.В. // Излучение и рассеяния электромагнихных волн (ИРЭМВ). Дивноморское, Россия. 2025. – [в печати].

Определение параметров двойных сверхмассивных черных дыр по данным многочастотного мониторинга в радиодиапазоне

[1] Вольвач А. Е., [1] Вольвач Л.Н., [2] Ларионов М. Г., [1] Орленсон В.Б., [1] Малашевич С.В.

[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория РАН, Ялта, 298688, Российская Федерация*
[2] *Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва, Российская Федерация*
volvach@bk.ru

Аннотация: *Рассматривается гипотеза существования тесных двойных сверхмассивных чёрных дыр (СМЧД) в ярчайших активных ядрах галактик (АЯГ), находящихся на стадии, близкой к слиянию. На основе статистических данных показано, что наблюдаемая доля таких объектов составляет около 1% от общего числа АЯГ, что связано с узкой направленностью их излучения и коротким временем активной фазы (~10^4 лет). Проведён анализ энергетического баланса, демонстрирующий, что стандартная аккреция на одиночную СМЧД не может объяснить наблюдаемую мощность излучения. Предлагается модель, в которой основное энерговыделение связано с прохождением вторичной СМЧД через общую аккреционную среду. Представлены новые данные многолетнего многочастотного мониторинга АЯГ, состоящих из СМЧД, 3C 273, 3C 454.3, S 0528+134, AO 0235+164. На основе этих данных предложена новая модель для нахождения параметров тесных двойных СМЧД только на основе наблюдений в радиодиапазоне. Методология определения физических характеристик СМЧД включает проведение гармонического и вейвлет-анализов, определение масс компаньонов и их орбитальных характеристик. Показано, что данные СМЧД могут быть очень массивными и тесными двойными системами, содержащими компаньоны с близкими массами. Оценки показывают, что эти СМЧД могут быть мощным излучателем гравитационных волн (ГВ), доступных для регистрации детекторами гравитационных волн International Pulsar Timing Array (IPTA).*

1. Введение

Возникновение феномена активных ядер галактик (АЯГ) связано с проведением в 1960-х годах поисковых обзоров неба на дециметровых и сантиметровых длинах волн: в Огайской обсерватории (США) на длине волны 21 см и позднее в Паркской обсерватории (Австралия) на длине волны 11 см. Ключевым моментом того времени было открытие Шоломицким явления переменности радиоисточников. Как выяснилось после этого открытия, переменность плотности потока излучения является присущей и важнейшей частью свойств АЯГ.

Поисковые обзоры неба сформировали списки обнаруженных радиоисточников, которые составили основу для исследований радиоисточников в других диапазонах длин волн. Выяснилось, что переменные радиоисточники имеют основную долю излучения на коротких волнах. Поисковый обзор неба на длине волны 3.5 см «S-Simeiz» проведен в 1969 году на радиотелескопе РТ-22 Крымской астрофизической обсерватории в Симеизе. Самым сильным из новых обнаруженных радиоисточников был S0528+134, получивший персональное имя «Nimfa». Позднее, радиоисточник подтвержден при проведении Огайского и Паркского обзоров неба, проведено его оптическое отождествление и определено красное смещение z=2.07. По современной классификации «Nimfa» относится к классу блазаров. Основная доля энерговыделения S0528+134 сосредоточена в рентгеновском и гамма-диапазонах длин волн.

В данной работе представлены результаты многолетнего многочастотного радио мониторинга блазаров 3C 273, 3C 454.3, S 0528+134 и AO 0235+164, выполненного на радиотелескопе РТ-22 в Симеизе. Предложена модель, позволяющая на основе только радионаблюдений определять параметры тесных двойных СМЧД: массы компонентов, размеры орбит, скорости, кинетическую энергию системы, потери на гравитационное излучение и время до слияния. Особое внимание уделено перспективам регистрации гравитационно-волнового сигнала от таких систем при помощи инструментов, включая International Pulsar Timing Array (IPTA), NANOGrav и EPTA.

2. Наблюдения и результаты

Данные наблюдений на частотах 4.8, 8, 14.5, 22.2 и 36.8 ГГц были получены с помощью 22-метрового радиотелескопа РТ-22 Крымской астрофизической обсерватории [1]. Для мониторинга на частоте 14.5 ГГц использовался 26-метровый радиотелескоп РТ-26 обсерватории Мичиганского университета в период с 1974 по 2012 гг. Наблюдения на частоте 15 ГГц проводились с помощью 40-

метровой радио обсерватории Owens Valley в период с 2013 по 2019 гг. Многочастотный долговременный мониторинг объектов АО 0235+164, 3С 454.3, S 0528+134 и 3С 273 проведен с 1970 года.

С помощью РТ-22 в Симеизе получена база данных переменности АЯГ в см и мм диапазонах длин волн, которая является практически единственной в Мире в указанном диапазоне длин волн (55 летний мониторинг ~300 внегалактических радиоисточников на частотах 22 и 37 ГГц. Около 150000 наблюдений). Выделен особый класс АЯГ, в которых наблюдается квазипериодичность в изменении излучения - тесные двойные системы из сверхмассивных чёрных дыр, которые находится на стадии эволюции, близкой к слиянию. Статистические данные указывают на то, что из-за узкой направленности излучения мы наблюдаем около 1% данных АЯГ.

Предложен новый метод определения параметров тесных двойных систем из сверхмассивных чёрных дыр по наблюдениям в радиодиапазоне. В настоящее время известно четыре блазара, предположительно обладающих определенными физическими параметрами. Под параметрами мы подразумеваем прецессионные и орбитальные периоды спутников СМЧД, радиус орбиты спутника, массы спутников и время жизни до слияния. Указанные характеристики блазаров приведены в Таблице 1.

Таблица 1. Физические параметры 3С 454.3, S0528+134, АО 0235+164, 3С 273

3С 454.3	Прецессионный период в системе координат источника ($T_{пр}$)	Орбитальный период в системе координат источника ($T_{орб}$)	Орбитальный полупериод в системе координат источника ($T_{орб}/2$)
	188±19	31.0±2.8	15.0±1.5
Радиус компаньона (см)	Масса центральной СМЧД ($M_\odot$)	Масса компаньона ($M_\odot$)	Время жизни компаньонов до слияния (годы)
$4.5\cdot10^{17}$	$2.4\cdot10^{10}$	$6.8\cdot10^{9}$	$5.5\cdot10^{4}$
S 0528+134	Прецессионный период в системе координат источника $T_{пр}$	Орбитальный период в системе координат источника $T_{орб}$	Орбитальный полупериод в системе координат источника $T_{orb}/2$
	100±10	52±7.4	24±3.4
Радиус компаньона (см)	Масса центральной СМЧД ($M_\odot$)	Масса компаньона ($M_\odot$)	Время жизни компаньонов до слияния (годы)
$2.0\cdot10^{17}$	$5\cdot10^{9}$	$2.5\cdot10^{9}$	10^{5}
АО 0235+164	Прецессионный период в системе координат источника $T_{пр}$	Орбитальный период в системе координат источника $T_{орб}$	Орбитальный полупериод в системе координат источника $T_{орб}/2$
	75±2.5	25±1.5	12±0.7
Радиус компаньона (см)	Масса центральной СМЧД ($M_\odot$)	Масса компаньона ($M_\odot$)	Время жизни компаньонов до слияния (годы)
$2.0\cdot10^{17}$	$7.5\cdot10^{9}$	$6.0\cdot10^{9}$	$4.6\cdot10^{5}$
3С 273	Прецессионный период в системе координат источника ($T_{пр}$)	Орбитальный период в системе координат источника ($T_{орб}$)	Орбитальный полупериод в системе координат источника ($T_{орб}/2$)
	287±20	77±5	38±2.5
Радиус компаньона (см)	Масса центральной СМЧД ($M_\odot$)	Масса компаньона ($M_\odot$)	Время жизни компаньонов до слияния (годы)
$4.5\cdot10^{17}$	$1.0\cdot10^{10}$	$0.55\cdot10^{10}$	$3\cdot10^{5}$

3. Заключение

Предложена модель расчета параметров двойных СМЧД на основе данных многочастотного мониторинга в радиодиапазоне. Она успешно продемонстрирована на активных ядрах галактик 3С 273, 3С 454.3, S 0528+134, АО 0235+164. На основе полученных физических характеристик показано, что данные активные ядра галактик могут быть очень массивными и близкими СМЧД, содержащими компаньоны с практически равными массами. Показано, что данные массивные системы, могут быть мощными излучателями гравитационных волн в диапазоне 10^{-8} – 10^{-9} Гц, которые могут быть обнаружены детекторами International Pulsar Timing Array.

Список литературы

1. Volvach A E, Volvach L N, Larionov M G A&A 691 L9 (2024).

Обнаружение новых линий метанола CH_3OH вблизи частот 19.9 и 20.9 ГГц в направлении на массивный источник активного звездообразования G358.931-0.030

[1] Вольвач А. Е., [1] Вольвач Л.Н., [2] Ларионов М. Г., [1] Дмитроца А.И.

[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*
volvach@bk.ru

Аннотация: *В результате детального мониторинга мазера водяного пара на частоте 22,2 ГГц, проведенного с октября 2021 по февраль 2023 года, в галактическом объекте W 51 обнаружено мощное вспышечное явление вблизи лучевой скорости 60 км/с с амплитудой 140 кЯн. Зафиксировано одиннадцать коротких вспышек продолжительностью около полумесяца каждая. Экспоненциальное увеличение и уменьшение плотности потока вспышек при уменьшении ширины их спектральных линий свидетельствовало о том, что водные мазеры во время вспышек находились в ненасыщенном состоянии. Все вспышки располагались на вершине менее мощной вспышки 0 с амплитудой 13,5 кЯн и полушириной спектральной линии 3,0 км/с. Получены новые параметры водных мазеров и важнейшие физические выводы.*

1. Введение

Проблемой образования и эволюции массивных (~60 Мо) звезд в нашей Галактике занимаются во многих обсерваториях Мира. Тем не менее, остается еще достаточное количество вопросов на эту тему. Эволюция сверхмассивных звезд быстротечна и скрыта от наших глаз гигантским поглощением в оптическом (до тысячи звездных величин) и других диапазонах длин волн. Время жизни таких объектов в тысячи раз меньше, чем у нормальных звезд. Именно мазеры (в том числе и CH_3OH) являются указателями областей, в которых происходят процессы рождения сверхмассивных звезд.

Данных по мазерам метанола в диапазоне 19-26 ГГц существенно меньше, чем в более низкочастотных диапазонах спектра. В большей степени это относится к диапазону 19-21 ГГц, где в линиях 19.967 ГГц (переход $2_1 \rightarrow 3_0$ E) и 20.971 ГГц (переход $10_1 \rightarrow 11_2$ A) о вспышках мазеров метанола в G358.931-0.030 вообще не сообщалось. Поэтому, любая новая информация о характере изменения спектральной плотности потока в линии мазеров метанола CH_3OH и вариации ее спектральных характеристик имеет большое значение для изучения механизмов накачки линий и динамики мазерных областей.

2. Наблюдения и результаты

С помощью 22-м телескопа (РТ-22, Симеиз) и спектрально-поляриметрического радиометра с параллельным фурье-анализатором спектра выполнены наблюдения в диапазоне частот 19-21 ГГц. Спектральное разрешение составляло 8 и 2 кГц (0,105 и 0,03 км/с). Полуширина диаграммы направленности РТ-22 составляла 150 угловых секунд; чувствительность радиотелескопа 13 Ян/К. Температура системы при углах места $\geq 60°$ изменялась в диапазоне от 120 до 150 К.

Наблюдения с помощью РТ-22 проводились на частотах метанольных линий 19.967 ГГц и 20.971 ГГц в период с 23 февраля по 5 марта и были инициированы сообщением о появлении вспышки мазера метанола на частоте 6.7 ГГц в G358.931-0.030 (Sugiyama K., Saito Y., Yonekura Y., Momose M., The Astronomer's Telegram, 12446 (2019)).

В результате сразу было обнаружено мазерное излучение на частоте 19.967 ГГц в диапазоне скоростей от -14 до -18 км/сек, представляющее собой совокупность отдельных линий от источников с близкими скоростями. На рис 1 показана спектральная линия излучения метанола вблизи частоты 19.9 ГГц.

Отличительной особенностью структуры метанольных линий, вспыхнувших на частотах 19.967 и 20.971 ГГц, является их кратность (рис. 1,2). На частоте 20.971 ГГц мы наблюдаем сразу 5 вспыхнувших деталей. Напрашивается аналогия со вспышками мазеров в линии водяного пара H_2O, где было обнаружено «гнездо» мазерных глобул, расположенных в области $\sim 10^{15}$ см. Возможно, подобная структура мазерных образований типична и для метанольных мазеров. Общая продолжительность вспышки составляет около полутора месяцев и поэтому может относиться к разряду коротких вспышечных явлений.

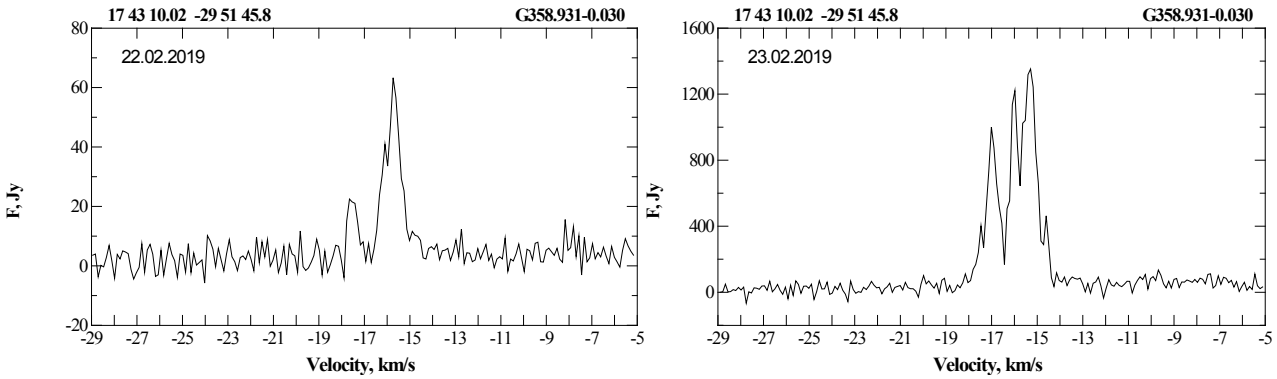


Рис. 1. (слева) Линия метанола CH_3OH, зарегистрированная на частоте 19.967 ГГц. (справа) Линия метанола CH_3OH, зарегистрированная на частоте 20.971 ГГц

Обнаруженные нами вспышки мазеров метанола на частотах 19.967 ГГц и 20.971 ГГц можно рассматривать как значительные, если учесть кинематическое расстояние до источника 6 и 10 кпк. С учетом сказанного про обилие рабочих молекул метанола в областях активного звездообразования, зафиксированную нами вспышку на частоте 20.971 ГГц можно сравнить с самой мощной вспышкой мазера водяного пара в галактическом источнике G25.65+1.05. Источники G25.65+1.05 и G358.931-0.030 находятся на соизмеримых расстояниях 12 кпк и 10 кпк. Потоки во вспышках отличаются примерно на два порядка величины (1.4 kJy и 130 kJy соответственно).

Можно предположить, что столкновительно-столкновительной (СС) механизм накачки возможен для объяснения рассматриваемой мощной вспышки мазера метанола в источнике G358.931-0.030 на частоте 20.971 ГГц. Разницу на два порядка по сравнению с амплитудой гигантской вспышки мазера водяного пара в источнике G25.65+1.05 на частоте 22.231 ГГц можно объяснить существенно более низкой плотностью рабочих молекул метанола (на два-три порядка) в зонах высокой звездной активности.

Наличие близкой по времени другой вспышки на частоте 19.967 ГГц может свидетельствовать в пользу рядом расположенных мазерных структур в областях ~10^{17} см, которые представляют собой набор еще более мелких структур ~(10^{15}–10^{16}) см. Каждая вспышка состоит из ряда – 5 деталей, каждую из которых можно интерпретировать как излучение отдельной глобулы. Именно такая ячеистая (гнездообразная) структура активных областей мазера водяного пара отмечалась на основе интерферометрических наблюдений в галактическом киломазере W49N (Matveenko L.I., Graham D.A., Diamond P.J., Sov.Astron.Lett., 14, 6, 468 (1988); Garay G., Moran J.M., and Haschick, AJ, 338, 244 (1989)). Если предположить СС механизм возбуждения мазеров метанола, связанный с ударными волнами, то можно допустить существование десятков мазерных конденсаций в каждом «гнезде» (см. рис 1, 2).

Таким образом, в массивной области активного звездообразования G358.931-0.030, как и в W49N, могут активироваться конденсации излучающие мазеры метанола, мощную вспышку которого нам и удалось зафиксировать на частоте 20.971 ГГц. Менее мощная вспышка произошла на частоте 19.967 ГГц, которая, возможно, связана с соседней мазерной конденсацией.

3. Заключение

С использованием радиотелескопа РТ-22 выполнен мониторинг линий метанола CH_3OH на частотах 19.967 ГГц (переход $2_1 \rightarrow 3_0$ E) и 20.971 ГГц (переход $10_1 \rightarrow 11_2$ A) в массивной области активного звездообразования G358.931-0.030. Впервые обнаружены новые линии метанола на этих частотах. Зафиксирована мощная вспышка в метанольной линии на частоте 20.971 ГГц в этом объекте, представляющая собой совокупность излучения от отдельных мазерных конденсаций. Наличие сложных структур мазера метанола с такими потоками ранее не отмечалось. Рассмотрена динамика развития вспышечного явления на частоте 19.967 ГГц показывающая, что вспышка может принадлежать к разряду коротких, которые также наблюдаются и в линии водяного пара.

Список литературы

1. Volvach A.E., et al., ApJ 955 10 (2023).

Статистические предвестники солнечных вспышек 6 сентября 2017 г., 23 марта и 1 мая 2024 г.

Вольвач А.Е.[1], Коган Л.П.[1], Вольвач Л.Н. [1], Гопасюк О.С. [1], Якубовская И.В. [1]
[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория, Ялта, 298688, Крым, Российская Федерация*

Аннотация: *Представлены исследования изменений свойств мелкомасштабных флуктуаций плотности вероятности потоков рентгеновского излучения Солнца с помощью космического телескопа GOES с целью выявления набора повторяющихся событий, которые могут быть предшественниками солнечных вспышек. Были рассмотрены рентгеновские данные, полученные перед солнечными вспышками, произошедшими 6 сентября 2017 г., 23 марта и 1 мая 2024 г. Наши результаты показывают, что в течение временного окна примерно от трех до пяти дней до мощной вспышки поведение Солнца становится значительно менее случайным. Во всех исследованных случаях началу сильных вспышек предшествовало появление отчетливых линейных структур, демонстрирующих высокую степень детерминизма. На основе нашего анализа мы классифицируем предшественников этих солнечных событий на три группы: первая группа появляется за 130–30 часов до вспышки. Вторая группа появляется примерно за 5 часов до вспышки. Третья группа соответствует формированию характерного рисунка «вспышечного параллелограмма», происходящего примерно за 150–100 часов до события. Эти результаты подчеркивают потенциальные ранние индикаторы солнечных вспышек, предлагая ценную информацию для прогнозирования космической погоды.*

1. Введение

Проблема прогнозирования солнечных вспышек допускает два различных подхода. Один из них основан на накопленном опыте наблюдений и методе аналогий. Этот подход довольно успешно используется в метеорологии в течение длительного времени. Этот метод опирается на анализ исторических данных и выявление закономерностей и аналогий из прошлых наблюдений. Понимая, как схожие условия приводили к солнечным вспышкам в прошлом, можно делать прогнозы о будущих событиях в схожих условиях. Основываясь на расположении солнечных пятен в группе, чередовании их полярности, скорости развития группы и других, часто трудно обнаруживаемых, признаках, опытный наблюдатель может предсказать возникновение вспышки в данной группе. Однако это все еще больше искусство, чем наука.

Второй подход предполагает учет всех существенных закономерностей и возможность предварительно рассчитать поведение Солнца на более или менее длительный период в будущем. Этот метод предполагает понимание физических процессов и существенных закономерностей, которые управляют поведением Солнца. Моделируя эти процессы, можно делать прогнозы относительно солнечной активности на более длительные периоды.

Напротив, наш прогнозирует солнечные вспышки с помощью статистического функционала, который позволяет нам исследовать изменения уровня хаоса в изучаемом случайном процессе. Рентгеновский диапазон, выбранный для спутников GOES, оптимален для обнаружения активных процессов в солнечной короне и дает ключевую информацию о состоянии и активности Солнца. Изучение излучения в этом диапазоне дает информацию о: температуре плазмы, изменениях магнитных полей, которые приводят к вспышкам, и интенсивности вспышек..

2. Наблюдения и результаты

Для анализа использованы данные рентгеновского излучения Солнца GOES (www.ngdc.noaa.gov). Этот диапазон остается стандартом для мониторинга солнечных вспышек из-за его чувствительности к изменениям в короне и способности быстро реагировать на вспышечную активность. Диапазон 1–8 Å был выбран в качестве оптимального компромисса для максимального обнаружения солнечных вспышек различной интенсивности.

По аналогии с работами, связанными с поиском предвестников землетрясений (Volvach et al., 2024), основной гипотезой в данной статье является предположение о статистической независимости (или слабой зависимости) этих двух случайных слагаемых. Для прогнозирования солнечных вспышек мы используем свойства статистического функционала, который применяется к измерениям интенсивности рентгеновского излучения Солнца GEOS, связанного со вспышками: 6 сентября 2017 г. (X9.3, координаты N09 W34), 23 марта 2024 г. (X1.1, координаты S14 E15) и 1 мая 2024 г. (M9.5, координаты S06 W63). В мае 2024 г. наблюдалась значительная вспышечная активность на Солнце, в первую очередь, обусловленная двумя активными областями солнечных пятен на Солнце, AR3663 и

AR3664. В течение полумесяца эти области произвели 19 мощных солнечных вспышек X-класса (14 мая 2024 г. - X8.7), которые являются наиболее интенсивным типом солнечных вспышек.

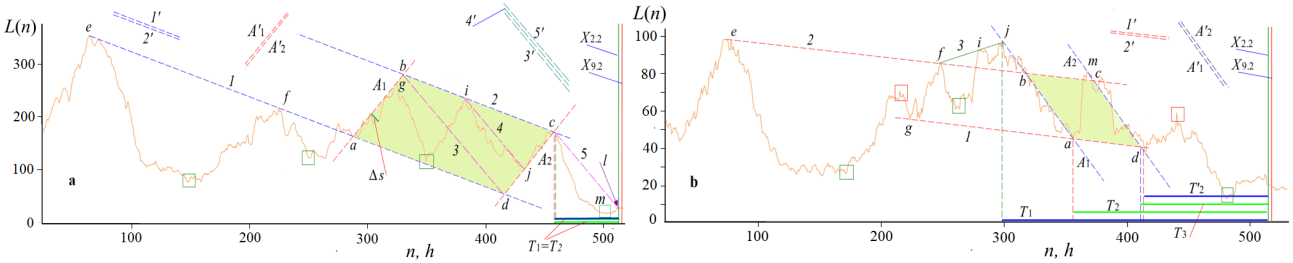


Рис.1a. The series of flares on September 06, 2017: (a) wavelength bands of 0.5 to 4 Å, (b) wavelength bands 1 to 8 Å

На рис. 1 зависимость L(n) соответствует измерениям потока рентгеновского излучения Солнца, выполненным в интервале времени 00:00:00 08.08.2017 – 23:59:59 06.09.2017, предшествующем солнечной вспышке класса X9.3 (время начала 11:53:00 06.09.2017). Здесь и далее используется время UTC, цифры с индексом «a» соответствуют диапазонам длин волн от 0,5 до 4 Å, а с индексом «b» – диапазонам длин волн от 1 до 8 Å. Моменты рассматриваемых солнечных событий отмечены вертикальными сплошными красными прямыми, а утолщенные зеленые и синие горизонтальные отрезки соответствуют интервалу от момента регистрации предвестника до времени начала солнечной вспышки. На рис. 1a интервал T_1=55 ч соответствует интервалу времени от точки образования канала 1–2, совпадающей с точкой его последнего испытания, до момента начала землетрясения (от точки l, которая отмечена фиолетовой стрелкой). При этом интервал T_2= T_1 соответствует моменту образования почти идеального (по степени параллельности противолежащих сторон) параллелограмма abcd, границы которого образованы каналом 1–2 и парой осевых линий A_1 и A_2. Для иллюстрации степени их параллельности на рис. 2a показаны две пары линий 1' и 2', а также A_1' и A_2', параллельные линиям с соответствующими обозначениями, но без символа «'». Такие геометрические объекты будем называть "параллелограммами раструбов". В этом случае только первый такой параллелограмм в будут рассмотрены сроки формирования.

3. Заключение

Наше исследование мелкомасштабных флуктуаций потока рентгеновского излучения Солнца привело к следующим ключевым выводам:

1. Возникновение детерминированных структур. Всем проанализированным мощным солнечным вспышкам последовательно предшествовало появление линейных структур с высокой степенью детерминизма, что знаменует собой отход от преимущественно случайного поведения в данных потока рентгеновского излучения.

2. Классификация предвестников. Выявленные предвестники можно разделить на три категории: долгосрочные предвестники (130–30 часов до вспышки): образование каналов и скользящих границ; краткосрочные предвестники (10–5 часов до вспышки): окончательное тестирование или взаимодействие линейных структур с зависимостью L(n), что свидетельствует об устойчивости ранее сформированных каналов или границ; среднесрочные предвестники (150–100 часов до вспышки): образование характерного рисунка «параллелограмма вспышки», наблюдаемого как минимум в одном рентгеновском канале для всех изученных вспышек.

В целом наши результаты показывают, что примерно за три-пять дней до крупной вспышки степень случайности в поведении потока солнечного рентгеновского излучения ослабевает, уступая место предсказуемым, детерминированным закономерностям. Если эти результаты подтвердятся в ходе анализа будущих солнечных вспышек, изложенный здесь подход может предложить практический метод раннего выявления мощных солнечных событий.

Список литературы

1. Volvach, A.E., Kogan, L.P., Kanonidi K.H., et al., Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 108. 106200 (2022).

Дифракция электромагнитной волны на участке рельефа местности клинообразной формы

[1] Войтович Н.И., Васнев А.Г., Жданов Б.В., Ершов А.В.

[1] *Южно-Уральский государственный университет*
г. Челябинск, пр. Ленина, 76, 454080, Российская Федерация
eav@list.ru

Аннотация: *Рассмотрено влияние дифракции электромагнитной волны на клиновидной поверхности, образованной поверхностью взлётно-посадочной полосы и прилегающим к ней крутым склоном земной поверхности, на поведение полевых характеристик в зоне полутени и тени. Использовано асимптотическое разложение строгого решение задачи дифракции сферической волны на клине с идеально проводящими гранями. Расчётные результаты сравниваются с экспериментальными, полученными лётным путём.*

1. Введение

При учёте влияния подстилающей поверхности на полевые характеристики радиотехнических систем вводят понятие интерференционного множителя Земли. Смысл введения состоит в том, что с его помощью можно весьма просто определить поле поднятых излучателей над плоской подстилающей поверхностью, если известно поле этих излучателей в свободном пространстве. В настоящей работе мы исследуем влияние на формирование диаграммы направленности антенны подстилающей поверхности, имеющей клиновидную форму. Антенна облучает одну грань клина. Поведение множителя рассматривается в области полутени и тени падающих лучей. Исследование дифракции электромагнитных волн на клиновидных структурах имеет важное прикладное значение для расчета электромагнитного поля аэродромных радионавигационных средств [1-7].

2. Рельеф местности

Рассматриваемый рельеф местности (рис. 1) включает в себя два участка.

Первый участок подвергся инженерной подготовке, на нём расположена взлётно-посадочная полоса. Второй участок представляет склон земной поверхности в естественном состоянии.

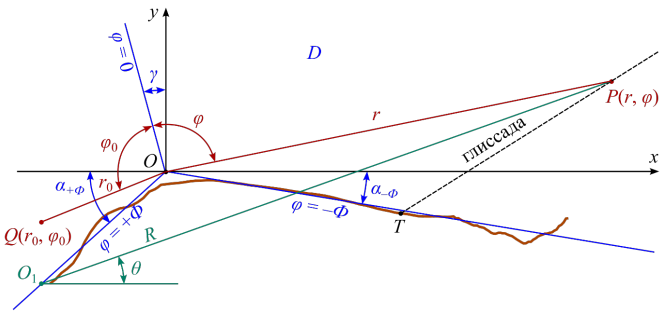


Рис. 1. Рельеф местности с системой координат

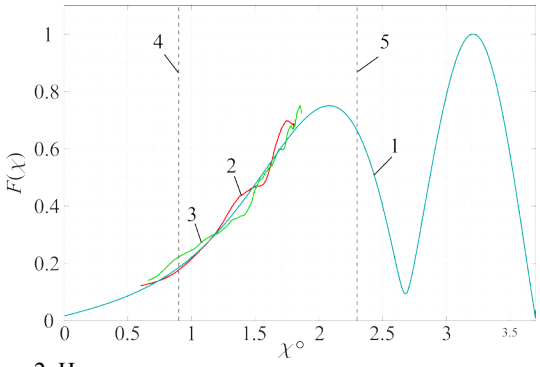


Рис. 2. Нормированная амплитудная диаграмма направленности источника Q в клиновидной области D

Рельеф местности аппроксимируем клином, одна грань которого $\varphi = -\Phi$ расположена на выровненном участке, а другая $\varphi = +\Phi$ на склоне. Грани $\varphi = +\Phi$ и $\varphi = -\Phi$ составляют с горизонтальной плоскостью углы $\alpha_{+\phi} = 1,6°$ и $\alpha_{-\phi} = 0,146°$, соответственно. Угол раствора клина $2\Phi = \pi + \alpha_{+\phi} + \alpha_{-\phi} = 181,75°$. Источник излучения Q расположен на склоне, в модели его координаты: $r_0 = 770,72$м; $\varphi_0 = 90,173°$. Вертикальная ось Oy составляет с осью клина $\varphi = 0$ угол γ, равный $\gamma = \dfrac{\alpha_{+\Phi} - \alpha_{-\Phi}}{2} = 0,873°$.

Теоретические исследования

В основе теоретических исследований лежат полученные нами [5] коротковолновые асимптотические разложения строгого решения задачи дифракции сферической волны на клине с идеально проводящими гранями [7]. Асимптотическое решение представлено в виде четырёх полутеневых волн [6], описываемых интегралами Макдональда.

$$\dot{\Pi}_n(\varphi, r) = -M\left[-\left(\varphi - \varphi_n^I\right)\right] + M\left[-\left(\varphi - \varphi_n^{II}\right)\right] + M\left(\varphi - \varphi_n^{III}\right) - M\left(\varphi - \varphi_n^{IV}\right); \quad (1)$$

$$\varphi_n^{\mathrm{I}} = \pi - 2\Phi - \varphi_n;\ \varphi_n^{\mathrm{II}} = \pi - 4\Phi + \varphi_n;\ \varphi_n^{\mathrm{III}} = -\pi + \varphi_n;\ \varphi_n^{IV} = -\pi + 2\Phi - \varphi_n. \quad (2)$$

Здесь (r_n, φ_n) — координаты n – го источника Q в полярной системе координат с началом O на ребре клина.

$$M(\beta) = \frac{i\kappa}{2} M_1\left(\frac{2\sqrt{r_n r}}{R(\pi-\beta)}\sin\frac{\beta}{2},\ kR(\pi-\beta)\right);\ R(\alpha) = \sqrt{r_n^2 + r^2 - 2r_n r\cos\alpha};$$

$x = \dfrac{2\sqrt{r_n r}}{R(\pi-\beta)}\sin\dfrac{\beta}{2};\ y = kR(\pi-\beta);\ k = \dfrac{2\pi}{\lambda};\ \lambda = \dfrac{c}{f};$ c — скорость света, f — частота,

$M_1(x,y) = \int\limits_{-\infty}^{Arsh\,x} H_1^{(1)}(y\cdot ch\,\xi)\,d\xi$ — интеграл Макдональда порядка 1,

$H_1^{(1)}(\eta)$ — функция Ханкеля первого рода.

На рис. 2 кривой 1 представлена нормированная амплитудная диаграмма направленности $F(\chi)$, где $\chi = -\Phi - \varphi - \gamma$, источника Q в клиновидной области.

Уровень ДН на границе света-тени 4 равен $\approx 0{,}2$. В области ниже границы 4 уровень ДН уменьшается по экспоненциальному закону. В области выше границы 4 формируется лепестковая структура поля.

4. Экспериментальные исследования

Измерения уровня ДН в области полутени и тени выполнены лётным путём. Приём электромагнитных волн на летательном аппарате выполнялся антенной в виде горизонтального вибратора с рефлектором, установленной на лобовом стекле самолёта. В качестве приёмника использован измерительный прибор Обзор. Летательный аппарат снижался по прямой линии (по глиссаде, проходящей через точку приземления T (рис. 2.) под углом места 2,7°).

Учитывая то, что в свободном пространстве амплитуда напряжённости элементарного электрического диполя изменяется обратно пропорционально расстоянию R между диполем и точкой наблюдения, амплитуды измеренных сигналов умножены на $R = OP$.

Экспериментальные результаты представлены на рис. 2 кривыми 2 и 3.

5. Обсуждение результатов

Результаты измерений дифракционного поля на реальном рельефе близки к расчётным данным для клина с идеально проводящими гранями. На границе света-тень уровень в ДН близок к 0.25, что соответствует половине поля падающей волны в строгом решении задачи.

Список литературы

1. A. R. Lopez. Application of Wedge Diffraction Theory to Estimating Power Density at Airport Humped Runways // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 35, Issue 6, June 1987, pp. 708-714.
2. Junichi Honda1(B), Hirohisa Tajima1, and Hisashi Yokoyama. Numerical Simulation of Glide Slope Signal Interferences by Irregular Ground // Web, Artificial Proceedings of the Workshops of the 33rd International Conference on Advanced Information Networking and Applications (WAINA-2019). Springer.
3. M.M. Poulose, P.R. Mahapatra. ILS Glideslope Evaluation for Imperfect Terrain // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 24, No. 2 March 1988.
4. Yungaitis E.M., Voytovich N.I., Ershov A.V. Influence of Wave Diffraction on the Coastal Airfield Surface on the Glide Path Behavior // 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), IEEE, pp. 2967 – 2971. Date of Conference: 27 March – 01 April 2022, Conference Location: Madrid, Spain. DOI: 10.23919/EuCAP53622.2022.9769527.
5. Yungaitis E.M., Voytovich N.I., Golovnin A.A., Zhdanov B.V. Radio wave diffraction on ledge-like underlying surface // Institution of Engineering and Technology (IET). Conference Publications 2018 (CP741). (London, Great Britain)
6. Zotov A.V. Voytovich N.I. Asymptotic expansion of problem solution of spherical wave diffraction on wedge // 2014 31th URSI General Assembly and Scientific Symposium, URSI GASS 2014.
7. A.A. Tuzhilin. Asymptotic expansions of solutions of wave diffraction problems in angular and wedge-shaped regions. USSR Computational Mathematics and Mathematical Physics, Vol. 10, Issue 1, 1970, pp. 126-146.

«Университету — Виват! И ура!» (к 60-летию соавтора гимна СевГУ А. Л. Полякова)

Афонин И. Л., Ермолов П. П., Дидус В. Т.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ilafonin@mail.sevsu.ru

Аннотация: *В 2019 г. Севастопольским государственным университетом был объявлен конкурс на создание гимна университета. Победителем этого конкурса стал коллектив авторов, одним из которых был доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» СевГУ Александр Леонидович Поляков. В докладе кратко рассмотрены основные этапы жизни и деятельности А. Л. Полякова, а также представлены фото юбиляра 1987 и 2018 гг.*

1. Введение

Александр Леонидович Поляков известен, в первую очередь, как специалист в области идентификации космических аппаратов [1, 2], а также руководителя Радиотехнического центра наблюдения Главного центра управления и испытаний космических средств Министерства обороны Российской Федерации. В настоящем докладе кратко рассмотрены основные этапы жизни и деятельности А. Л. Полякова.

2. Основные этапы жизни и деятельности

Александр Леонидович Поляков Родился 19 марта 1965 года в с. Пески Баштанского района Николаевской области УССР. В 1982 г. поступил в Харьковское высшее военное авиационное училище радиоэлектроники (ХВВАУРЭ). В 1987 году, после окончания радиотехнического факультета ХВВАУРЭ, был назначен на должность инженера отдельной радионавигационной станции системы посадки орбитального корабля «Буран» запасного аэродрома Симферополь.

За 36 лет служебной деятельности в космической отрасли СССР, Украины, России работал на должностях начальника станции, начальника отделения, заместителя начальника отдела, заместителя начальника центра, начальника центра. В 2007 окончил военную академию и получил диплом магистра военного управления оперативно-тактического уровня по специальности «Организация военно-космических систем». В 2008 году защитил кандидатскую диссертацию на тему «Метод идентификации космических объектов по неконтролируемому излучению для навигационного обеспечения управления космическими аппаратами» по специальности 20.02.11 — Средства и методы военной навигации. В 2009 году решением ВАК А. Л. Полякову было присвоено ученое звание «Старший научный сотрудник» по специальности «Навигация и управление движением».

А. Л. Поляков принимал участие в следующих научно-исследовательских работах:

— по разработке технических заданий, программ и методик испытаний наземных комплексов управления: «СИЧ-1», «Интербол», «Марс-96»;

— по созданию и модернизации радиотехнических систем по темам: «Модернизация», «Центр», «Управление»;

— по составу наземных комплексов управления в режимах функционирования космических аппаратов военного назначения по темам: «Созвездие», «Эклиптика» и др.

А. Л. Поляков является автором и соавтором 65 научных публикаций, 3 патентов, 9 учебно-методических пособий. Участник 20 научных конференций.

А. Л. Поляков — полковник запаса ВС РФ. Награжден медалями: «За отличие в воинской службе I степени» (1991 г.), «Им. Академика Янгеля» (2007 г.), «Ветеран воинской службы» (2008 г.), «За возвращение Крыма» (2014 г.), ведомственными знаками отличия Главного центра предупреждения о ракетном нападении МО РФ «Доблесть, честь, слава» (2015 г.), Космических войск РФ «За заслуги» (2016 г.), Медалью «60 лет Главному испытательному космическому центру им. Г. С. Титова». Удостоен звания «Почетный работник космической отрасли Украины» (2009 г.).

Военную службу закончил в 2018 г. в должности начальника радиотехнического центра наблюдения Главного центра управления и испытаний космических средств МО РФ.

С 2018 года — доцент кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем. За время работы в университете опубликовал в соавторстве более 65 учебных и научных трудов. Принял участие более чем двадцати научно-

практических конференциях различного уровня. Прошел 16 курсов повышения квалификации и 1 дополнительную профессиональную переподготовку с присвоением квалификации «Преподаватель технических дисциплин». Награжден грамотой Ректора СевГУ «За значительные систематические достижения и успехи по направлениям деятельности университета и ко Дню Радио». Является одним из соавторов гимна СевГУ.



Рис. 1. Александр Леонидович Поляков. 1987 и 2018 гг.

3. Заключение

В научный оборот введены новые сведения о специалисте в области идентификации космических аппаратов Александре Леонидовиче Полякове.

Список литературы

1. Козелков С. В., Богдановский А. Н., Поляков А. Л., Рачинский А. П. Математическая модель идентификации космических объектов по неконтролируемым излучениям бортовой аппаратуры космических аппаратов // Системы обработки информации. 2007. Вып.4. С. 51—55.
2. Поляков А. Л., Афонин И. Л., Тыщук Ю. Н., Поляков Д. А. Метод идентификации космических аппаратов // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. № 5. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/may20/10/text.pdf (дата обращения 14.03.2025).

Специалист в области вторичной радиолокации Лев Залманович Клячкин (к 100-летию со дня рождения)

Ермолов П. П., Катеринчук В. И., Свиридова Е. И.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppyermolov@sevsu.ru

Аннотация: *В докладе кратко рассмотрена деятельность известного специалиста в области вторичной радиолокации, сотрудника Всероссийского научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА), доктора технических наук, профессора Л. З. Клячкина (1925—2004). Приведено фото ученого.*

1. Введение

Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры (ВНИИРА) является ведущей организацией в области создания широкого спектра радионавигационных систем [1].

В 1970-е гг. с целью обеспечения эффективной работы систем обороны перед ВНИИРА была поставлена и успешно решена крупная научно-техническая проблема — создание радиолокационной системы активного запроса-ответа и передачи команд (САЗО-СПК) для автоматизированных авиационных комплексов. Совокупность средств САЗО-СПК, входящих в наземные и самолетные комплексы, в процессе обзора пространства в зоне ответственности должна была выполнять функции определения координат активных средств (самолетов и других летательных аппаратов), обмена с ними специальной информацией и передачи команд управления в условиях интенсивной радиоэлектронной борьбы, заключающейся в постановке активных помех и применении самонаводящегося оружия. Собственно измерительная часть системы (САЗО) относилась к устройствам вторичной радиолокации. Вопросы, связанные с применением устройств вторичной радиолокации в гражданских целях, например, для управления воздушным движением, были известны и во многом решены. Однако использование этих устройств с целью обеспечения эффективной работы комплексов авиации связано с появлением существенных специфических трудностей.

Эти трудности определялись тем, что не были разработаны общие принципы построения САЗО, а также станций и отдельных ее устройств и органически связанной с САЗО системы передачи на борт команд управления (СПК), которые позволили бы получить требуемые характеристики информации в боевых условиях при воздействии преднамеренных помех и самонаводящихся снарядов (СНС), и вместе с тем могли бы быть реализованы с помощью существующих технических средств. Для средств САЗО-СПК, размещаемых на летательных комплексах, задачи осложняются из-за дополнительного мешающего влияния на каналы связи отраженных от подстилающей поверхности сигналов.

Гамма средств САЗО-СПК была разработана и внедрена в эксплуатацию во ВНИИРА под руководством главного конструктора Исаака Моисеевича Векслина и прошедших его школу исследователей, ставших главными конструкторами и ведущими исполнителями, в числе которых был и д. т. н. Л. З. Клячкин. Работа по созданию системы САЗО-СПК была удостоена Государственной премии 1980 г. и Премии правительства РФ за 1995 г. в области науки и техники. В результате развития систем и средств САЗО-СПК было создано новое перспективное направление в области радиолокационной техники.

2. Краткие сведения о жизни и деятельности Л. З. Клячкина

Лев Залманович Клячкин родился 8 октября 1925 г. в г. Баку. Умер 7 марта 2004 г. В 1945—1950 гг. учился в Ленинградском институте авиационного приборостроения (ныне ГУАП). Перешел в Ленинградский кораблестроительный институт, где в 1951 г. с отличием защитил диплом и получил квалификацию «инженер-электромеханик». Инженер п/я 23 г. Баку (1953 г.), ст. инженер (1953), главный конструктор (1953—1956), аспирант Института радиовещательного приема и акустики им. А. С. Попова (Ленинград, 1955), ст. инженер НИИ п/я 560 (Ленинград, 1956). В НИИ-33 (ВНИИРА) — ст. инженер (декабрь 1956), начальник сектора (1987), главный научный сотрудник (1991—2001). Кандидат технических наук (1969), доктор технических наук (1984), профессор (1995).

Л. 3. Клячкин по характеру своей деятельности был тесно связан с основоположником создания и развития вторичных радиолокационных систем точного определения координат самолетов-перехватчиков и передачи команд управления, Исааком Моисеевичем Векслиным.



Л. З. Клячкин (1925—2004)

Разработанные при его активном участии системы 5У63, 5У73, 1РЖ основаны на оригинальных технических решениях, защищенных девятью авторскими свидетельствами на изобретения. По данной тематике Л. З. Клячкиным опубликовано около 60 научных работ.

Л. З. Клячкин стал лауреатом Государственной премии СССР и лауреатом Государственной премии Совета Министров РФ. Награжден медалью «Ветеран труда» (1986 г.) [2].

3. Заключение

В научный оборот введены сведения об известном специалисте в области вторичной радиолокации, сотруднике Всероссийского научно-исследовательского института радиоаппаратуры (ВНИИРА), докторе технических наук, профессоре Льве Залмановиче Клячкине (1925—2004).

Список литературы

1. Перспективы развития радиотехнических систем гражданского назначения / С. В. Бабуров [и др.]. // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. № 176. С. 7—17.
2. НИИ-33 / ВНИИРА. СПб., 2011. 377 с.

Ранние конструкции электростатических генераторов

Пестриков В.М.
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
г. Санкт-Петербург, 191119, ул. Правды, 13. Российская Федерация
pvm205@yandex.ru

Аннотация: *Исследованы инновации 18 века усовершенствованные формы электростатического генератора английского физика и производителя научных приборов Фрэнсиса Хоксби. Описаны эксперименты, в которых Хоксби впервые использовал стекло и провел исследование эффектов электростатики в вакууме.*

1. Введение

Ранние методы получения статического электричества представляли собой процесс трения двух предметов, таких как янтарь и рука человека, друг о друга. Древние считали это явление загадочным и размышляли о его природе, но никогда не изучали его с научной точки зрения, как это происходит сейчас. Для адекватного изучения статического электричества, ученым в начале нужно было получить его в значительных количествах. Это стало причиной для разработки новых экспериментальных методов получения электричества и устройств для них.

В 17 веке натурфилософы изучали электричество, используя «легкие тела», такие как нити, перья и бумага. Эти методы были неточными и применялись некорректно. Более того, все случаи возникновения света в экспериментах приписывались лишь одному эффекту, независимо от способа его получения. Многие ученые считали электричество сверхъестественным, так как оно было сравнительно редким явлением и зависело от материальной среды. Первые экспериментаторы, в тот период времени, признавали только электричество, генерируемое трением. Они отрицали и не понимали связи между электричеством и световыми явлениями, полагая, что они вызваны разными причинами, даже когда они генерируются вместе. Многие исследователи, изучавшие «фосфори» (англ. *phosphori*) или вещества и устройства, генерирующие свет, осознавали пределы своего теоретического понимания, но не имели средств для проверки этих пределов осмысленным образом. Опыт хранителя физических приборов *Royal Society* англичанина Фрэнсиса Хоксби Старшего (англ. *Francis Hauksbee the Elder*, 1660–29.04.1713) и его способности изготовления научных инструментов, позволил ему преодолеть эти ограничения. Согласно официальному отчету *Royal Society of London*: «В 1707 году доктор Дуглас и мистер Хоксби были наняты для подготовки экспериментов и получали за это плату, но, по всей видимости, не носили титула куратора».

2. Электростатический генератор Фрэнсиса Хоксби

В середине 17 века Отто фон Герике из Германии изобрел одно из первых устройств, способных генерировать электричество для исследований. По сути, оно состояло из деревянной рамы, с установленным на ней шаром серы, который при вращении вручную терся о ладонь руки для получения электрического заряда. Эта электростатическая машина по прошествии почти сорока лет превратилась в более совершенное устройство, благодаря разработках многих исследователей.

В ноябре 1705 года Фрэнсис Хоксби продемонстрировал собственную конструкцию электростатического генератора, в котором вместо серного шара использовался полый частично вакуумированный стеклянный шар диаметром 9 дюймов (около 23 см). Шар устанавливался на токарном станке, который позволял осуществлять его быстрое вращение. В темной комнате Хоксби прижимал открытую ладонь к вращающемуся шару, возникал фиолетовый свет, настолько яркий, что «слова заглавными буквами, благодаря ему, становились читаемыми». Однако если он прикладывал трение к шару, когда тот был полон воздуха, свет внутри шара исчезал. Вместо этого светящиеся точки прилипали к предметам, поднесенным близко к стеклу, и было видно, как светится его собственный шейный платок [1]. При описании этого эксперимента, Хоксби не принимал во внимание электрические эффекты. Главный его интерес был в том, что его натертый стеклянный шар, наполненный воздухом, обладает таинственным «свойством давать свет телу, находящемуся рядом с ним». Французский физик Франсуа де Бремон (фр. *François de Bremond*, 14.09.1713–21.03.1742) высказался следующим образом относительно экспериментов Хоксби по электричеству: «Именно г-ну Хоксби мы обязаны первым применением стеклянных шаров или цилиндров в электрических экспериментах. До него почти не было известно что-либо о свойствах такого вида материала, как стекло, которое является электрическим телом, и поэтому, в то время, г-н Грей и г-н Дюфей отказались от шара слишком легкомысленно, чтобы ограничиться трубкой».

Хоксби подробно описал усовершенствованную форму электростатического генератора в монографии «Физико-механические эксперименты по различным предметам» (англ. *Physico-mechanical Experiments on Various Subjects*), опубликованной в 1709 году. Его работа указала тренд к созданию более совершенных электростатических генераторов, способных производить более высокие уровни электрического заряда, чем это было возможно ранее.

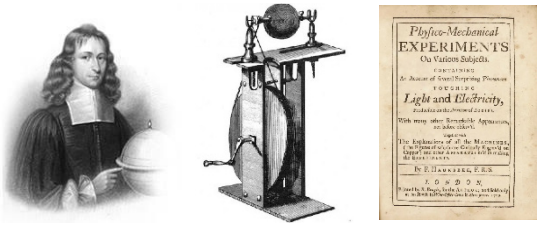


Рис. 1. Фрэнсис Хоксби. Первая электрическая машина Хоксби (1706 г.). Титульный лист его монографии «Физико-механические эксперименты по различным предметам» (1709 г.)

Используя электростатические генераторы своей конструкции, Хоксби смог достоверно воспроизвести электрический свет и экспериментально показать, что он имеет электрическую природу. Он установил, что вакуум гасит обычный огонь, не оказывает никакого влияния на химический или ртутный фосфор, но при этом увеличивает интенсивность электрического света. Хоксби выделил электрический свет в отдельную категорию и специально его исследовал.

Начиная с 1706 года, Фрэнсис Хоксби направил свою экспериментальную работу на получение электричества. Результатом этой работы стало создание более эффективного трибоэлектрического (на основе трения) генератора. Во время проведения экспериментальных демонстраций ночью, он наблюдал яркий свет, исходящий от этого генератора. Благодаря своим экспериментам Фрэнсис Хоксби создал ряд инструментов, которые позволили ему изолировать (поместить) электрический свет в стеклянный баллон. Другие ученые, которые ранее экспериментировали с электрическими телами, замечали эффекты света, но никто из них не признавал электрический свет как особое явление. Экспериментальная программа Хоксби, благодаря уникальным инструментам его собственного изготовления, позволила ему доказать, что электрический свет является особым явлением, и побудила его провести исследования для определения его вероятной природы. Исходя из результатов этих исследований он пришел к выводу, что янтарь может производить свет и разработал эксперименты для определения характеристик этого явления. Поняв, что электричество может производить свет, он провел эксперименты по определению условий, при которых происходит генерация света.

В 1709 году Фрэнсис Хоксби обнаружил, что если поместить небольшое количество ртути в стеклянный шар генератора и откачать из него воздух, то при накоплении заряда на шаре и последующем помещении на него руки он будет светиться [2]. Этого свечения было достаточно, чтобы читать, и оно было похоже на явление, известное как «Огни Святого Эльма», которое было дано странному свечению, наблюдаемому вокруг мачт кораблей во время электрических бурь. Не зная об этом, Хоксби получил неоновый свет.

3. Заключение

Электростатический генератор Хоксби был первым устройством, специально созданным для электрификации тел. Хоксби был первым, кто продемонстрировал оптические эффекты, возникающие при прохождении электричества через разреженный воздух. Его демонстрация эффективности стекла в получении фрикционного электричества способствовала появлению работ Грея, Дюфея и Франклина. Ранние электрические машины Хауксби давали достаточно света для чтения, а выработка ними ионизирующего напряжения, позволяет их назвать настоящими предшественниками современных ртутных ламп. Основное отличие заключалось в том, что они питались не от сетевого напряжения, а от статической электрической энергии, вырабатываемой локально трением двух разнородных материалов. Фрэнсис Хоксби сделал карьеру, проектируя и производя ряд научных и медицинских инструментов, помимо этого, он приобрел известность, улучшив конструкцию воздушного насоса Роберта Бойля для создания неглубого вакуума. Его открытия были сделаны слишком рано, чтобы современники могли оценить их значимость.

Список литературы

1. Hauksbee Francis. Physico-Mechanical Experiments on Various Subjects, 2nd ed. London. 1719. P. 45-49.
2. Kubbinga Henk. Bernoulli's 'perpetual phosphorus' and Hauksbee's globe electrical machine // Bulletin of the Scientific Instrument Society. 2024. No. 161. P. 21.

Хроника

Памяти профессора Александра Александровича Кураева



Кураев Александр Александрович
11.12.1937—22.01.2025

22 января на 88-м году ушел из жизни Александр Кураев, почетный профессор БГУИР, доктор физико-математических наук, профессор, заслуженный деятель науки Республики Беларусь, член Программного комитета КрыМиКо в 2011—2024 гг.

Александр Александрович родился в г. Саратове. В 1955 г. поступил на физический факультет Саратовского государственного университета (СГУ) и окончил его с отличием по специальности «Радиоэлектроника» с квалификацией «физик-исследователь». В 1965 г. защитил кандидатскую диссертацию и в том же году начал работать на кафедре электрорадиотехники СГУ. В мае 1980 г. в Институте радиотехники и электроники АН СССР защитил докторскую диссертацию на тему «Теоретическое исследование оптимальных процессов взаимодействия мощных электронных потоков с электромагнитными полями».

После приезда в Минск в 1966 году Александр Александрович организовал и возглавил в МРТИ группу специалистов, активно развивающих новое научное направление — теоретическое исследование, математическое моделирование и оптимизация линейных и нелинейных электромагнитных процессов, программная реализация и приложение к задачам электроники и электродинамики.

Основными достижениями Александра Кураева являются: разработка строгой теории возбуждения произвольно-нерегулярных полых, коаксиальных, спиральных волноводов; создание нелинейной теории гирорезонансного взаимодействия мощных электронных потоков с электромагнитными полями произвольно-нерегулярных электродинамических систем с учетом квазистатических и динамических сил пространственного заряда пучка и неоднородности направляющего электромагнитного поля; разработка вариационно-итерационного метода решения задач оптимального управления нелинейными динамическими процессами — САУ-метода.

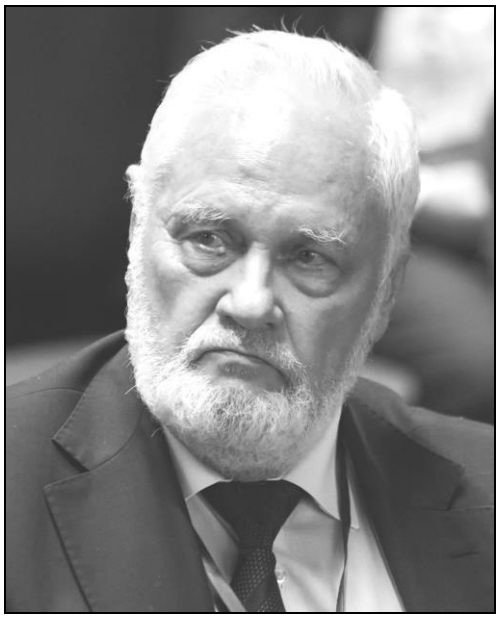
С 1997 г. А. А. Кураев развивал волновую теорию пространства-времени. В соответствии с этой теорией вихревая часть физического пространства-времени имеет волновой характер, что предполагает наличие его энергетических источников.

В 1982 году ВАК при Совете Министров СССР Александру Кураеву присвоено звание профессора. 26 июля 1999 года Указом Президента Республики Беларусь за успехи в научных исследованиях А. А. Кураеву присвоено почетное звание «Заслуженный деятель науки Республики Беларусь». Почетный профессор БГУИР с 2017 года.

Большое внимание Александр Александрович уделял воспитанию молодых научных кадров. Под его руководством защищено 5 докторских и 14 кандидатских диссертаций. Опубликовано 12 монографий, более 300 статей, 12 патентов.

Организационный, Программный комитеты и все участники конференции КрыМиКо выражают соболезнование родным и близким Александра Александровича.

К 80-летию Виктора Неофидовича Кочемасова



24 марта 2025 г. исполнилось 80 лет члену Организационного комитета конференции КрыМиКо Виктору Неофидовичу Кочемасову.

В. Н. Кочемасов в 1963 г. окончил с отличием Московский радиомеханический техникум по специальности «Радиолокационные устройства». Свое образование в области радиотехники В. Н. Кочемасов продолжил в Московском энергетическом институте, диплом которого по специальности «Радиотехника» он получил в 1970 г.

Трудовую деятельность Виктор Неофидович начал в 1962 г. в Радиотехническом институте АН СССР. С 1969 по 1975 г. работал в Московском энергетическом институте, а 1976—1988 годах — во ВЗЭИСе.

В 1976 году В. Н. Кочемасов защитил кандидатскую диссертацию. С 1988 по 2020 гг. деятельность Виктора Неофидовича была связана с МТУСИ, где он занимал должности начальника отдела, заместителя проректора по научной работе, а также главного конструктора.

С 2001 года В. Н. Кочемасов является генеральным директором компании «Радиокомп». За время его руководства компания прошла большой путь и в настоящее время представляет собой одно из ведущих российских предприятий, работающих в области высокочастотной радиоэлектроники и радиотехники. Компания «Радиокомп» занимается как разработкой, так и производством ВЧ/СВЧ радиокомпонентов и устройств. Офисные и производственные площади компании расположены в ОЭЗ Технополис «Москва» в Текстильщиках.

В. Н. Кочемасов — известный ученый и изобретатель в области радиотехники и радиоэлектроники. В списке его трудов четыре монографии, а также свыше 150 статей и изобретений. Значительный вклад В. Н. Кочемасов внес в развитие ВЧ/СВЧ синтезаторов частот и сигналов разных типов, при этом наибольшее внимание им было уделено устройствам автоподстройки частоты, формирователям сигналов с различными видами модуляции, цифровым синтезаторам частоты, делителям частоты. Следует также отметить особый вклад В. Н. Кочемасова в технику формирования сигналов с линейной частотной модуляцией.

Важное место в деятельности В. Н. Кочемасова занимает научно-организационная работа, связанная с подготовкой научно-технических конференций и семинаров по актуальным направлениям радиотехники и электроники.

Организационный и Программный комитеты КрыМиКо поздравляют Виктора Неофидовича Кочемасова с юбилеем, желают здоровья и успехов в его деятельности.

К 75-летию профессора Михаила Павловича Батуры



16 мая 2025 г. исполнилось 75 лет члену Организационного комитета конференции КрыМиКо Михаилу Павловичу Батуре.

В 1968—1970 гг. служил в рядах Вооруженных Сил СССР. В апреле 1970 г. от имени Президиума Верховного Совета СССР М. П. Батура был награжден юбилейной медалью «За воинскую доблесть. В ознаменование 100-летия со дня рождения Владимира Ильича Ленина».

В августе 1970 года стал студентом Минского радиотехнического института. Все студенческие годы М. П. Батура — студент-отличник, 1973—1975 гг. — Ленинский стипендиат. Будучи студентом, преподавателем и аспирантом, девять раз выезжал в составе студенческих строительных отрядов в Коми АССР и Западную Сибирь (Томская область, город Стрижевой) в качестве бойца, бригадира, командира отряда, главного инженера, командира сводного отряда.

С 1975 года после окончания с отличием Минского радиотехнического института и по настоящее время работает в данном высшем учебном заведении, преобразованном в 1993 году в Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники.

В 1984 году защитил кандидатскую диссертацию, в 1985 году ему присвоено ученое звание доцента. С января 1986 года работал заместителем декана, с декабря 1987 по февраль 1995 года — деканом факультета автоматизации управления, с февраля 1995 года по сентябрь 1998 года — деканом факультета информационных технологий и управления. В сентябре 1998 года назначен на должность проректора по учебной работе университета, в июне 1999 года переведен на должность первого проректора. Со 2 октября 2000 года по 23 мая 2018 г. работал ректором учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники». В настоящее время работает заведующим научно-исследовательской лабораторией «Новые обучающие технологии» Научно-исследовательской части БГУИР.

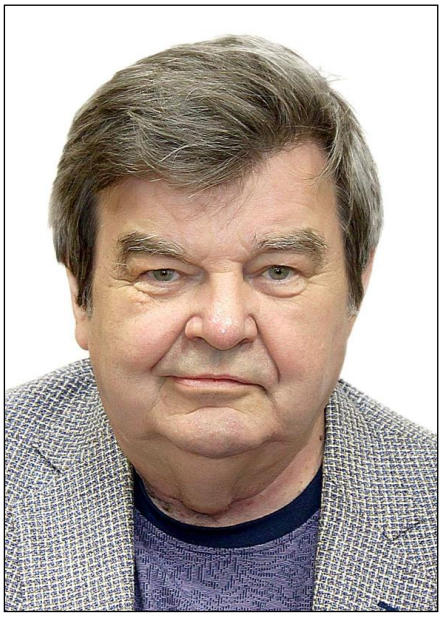
М. П. Батура — известный ученый в области системного анализа, управления и обработки информации в технических и организационных системах. В 2003 году защитил докторскую диссертацию. Им разработаны основы теории статистической динамики сложных нелинейных систем, методы и методики автоматизированного проектирования дискретных систем с фазовым управлением с учетом их нелинейных характеристик. Является автором более 200 научных работ, в том числе 4 монографий и одного учебника, имеет авторские свидетельства на изобретения, подготовил одного доктора и двух кандидатов технических наук, является председателем совета по защите докторских и кандидатских диссертаций, научным руководителем (консультантом) докторантов, аспирантов и соискателей.

Указом Президента Республики Беларусь от 29 сентября 2005 года награжден медалью «За трудовые заслуги». В 2008 году присвоено почетное звание «Минчанин года» в номинации «В области высшего образования и науки».

Указом Президента Республики Беларусь от 21 февраля 2011 года за многолетнюю плодотворную работу, высокий профессионализм, значительный личный вклад в развитие образования присвоено почетное звание «Заслуженный работник образования Республики Беларусь».

Организационный и Программный комитеты конференции КрыМиКо-2025 сердечно поздравляют Михаила Павловича с юбилеем и желают ему крепкого здоровья и новых творческих успехов.

К 70-летию члена-корреспондента РАН Владимира Федоровича Лукичева



12 ноября 2024 г. исполнилось 70 лет Владимиру Федоровичу Лукичеву — известному ученому в области микро- и наноэлектроники.

В. Ф. Лукичев в 1978 году с отличием окончил физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова по специальности «Физика», в 1981 г. окончил очную аспирантуру этого факультета. Сразу после аспирантуры работал в ФИАН им. П. Н. Лебедева, ИОФАН им. А. М. Прохорова, с 1989 года по настоящее время — во ФТИАН им. К. А. Валиева РАН.

В. Ф. Лукичев прошел школу от младшего до главного научного сотрудника, а с 2017 года стал директором института. В 2011г. был избран членом-корреспондентом Российской академии наук.

В. Ф. Лукичевым выполнен цикл теоретических работ по исследованию сверхпроводниковых структур, впервые была вычислена температурная зависимость критического тока в сверхпроводниках на основе микроскопической теории. Это послужило толчком к постановке экспериментов на тонких пленках алюминия, в которых впервые теория нашла подтверждение. Развитие работ в этой области привело к детальной теории, описывающей стационарные свойства джозефсоновских структур с нетуннельной проводимостью с материалом прослойки с произвольной константой электрон - фононного взаимодействия.

В. Ф. Лукичевым получены крупные приоритетные результаты. Так, на основе разработанной многокомпонентной модели взаимодействия плазма — поверхность полностью объяснен апертурный эффект при плазмохимическом и реактивном ионном травлении узких канавок в кремнии, впервые теоретически предсказано существование обратного апертурного эффекта, который впоследствии был обнаружен экспериментально. Проведен анализ предельных возможностей криогенного –120°С реактивного ионного травления кремниевых микро- и наноструктур и показана возможность травления структур с аспектным отношением более 100 в канавках шириной 10 нм, что внедрено в технологию кремниевых элементов МЭМС для авиационных навигационных приложений. На основе результатов исследований разработаны новые источники плазмы и технологии, которые внедрены или внедряются на предприятиях электронной промышленности и в институтах РАН.

Под руководством и при участии В. Ф. Лукичева во ФТИАН им. К. А. Валиева РАН ведутся исследования по полностью квантовому описанию нанотранзисторов. Созданы программы моделирования таких структур, что позволяет разрабатывать новые конструкции наноприборов для определения стратегии развития наноэлектроники в области размеров менее 10 нм.

В. Ф. Лукичев ведет большую научно-организационную работу, являясь заместителем главного редактора журнала «Микроэлектроника», активно участвует в подготовке научных кадров, будучи заведующим кафедрой «Наноэлектроника и квантовые компьютеры» в МФТИ, в должности профессора читает лекции в МИРЭА — Российском технологическом университете. Под его руководством подготовлены 3 докторских и 8 кандидатских диссертаций, опубликованы более 350 научных работ и методических пособий.

Организационный и Программный комитеты конференции КрыМиКо сердечно поздравляют Владимира Федоровича с юбилеем и желают ему крепкого здоровья и новых творческих успехов.