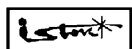


33-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»
10–16 сентября 2023 г., Севастополь, Россия

КрымМуКо 2023 CriMiCo

September 10–16, 2023, Sevastopol, Russia
2023 33rd International Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

ISSN 2619-1628



СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

2023

Вып. 5

Издается с 2020 года

Выходит 1 раз в год

Microwave and Telecommunication Technology

2023

Iss. 5

Issued since 2020

Published once a year

Севастополь — Sevastopol
2023

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

Главный редактор: Ермолов П. П., канд. техн. наук, доцент, профессор кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» 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, заведующий кафедрой «Электронная техника» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета

Савочкин А. А., канд. техн. наук, доцент, заведующий кафедрой «Инновационные телекоммуникационные технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета

Сборник содержит материалы 131 доклада 33-й Международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2023), состоявшейся в Севастопольском государственном университете 10—16 сентября 2023 г. Доклады представлены учеными и специалистами университетов и предприятий четырех стран: Беларуси, Вьетнама, Казахстана и России, в т. ч. 24 регионов Российской Федерации (Владимирская область, Ивановская область, Калужская область, Краснодарский край, Красноярский край, Москва, Московская область, Мурманская область, Нижегородская область, Новгородская область, Новосибирская область, Омская область, Республика Бурятия, Республика Крым, Республика Марий Эл, Ростовская область, Рязанская область, Самарская область, Санкт-Петербург, Саратовская область, Свердловская область, Севастополь, Томская область, Челябинская область) и посвящены теоретическим, экспериментальным, производственно-технологическим, прикладным и историческим аспектам СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Материалы остальных 32 докладов опубликованы в 6-м томе журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» (ISSN 2587-9936).

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

Подписано к печати 05.06.2023
Формат 64×90/16. Уч.-изд. л. 25,7. 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

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

Войченко В. Г., КНТЦ им. Попова

Кузьменко В. А., СевГУ

Романова Л. П., КНТЦ им. Попова

Свиридова Е. И., КНТЦ им. Попова

Слэзкин Г. В., СевГУ

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

- д. ф.-м. н., проф. **Богуш В. А.**, БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)
 д. т. н., проф. **Афонин И. Л.**, СевГУ, Севастополь, Россия (сопредседатель)
 проф. **Ермолов П. П.**, СевГУ, Севастополь, Россия (координатор)
- д. ф.-м. н., проф. **Абрамов И. И.**, БГУИР, Минск, Беларусь
 д. т. н. **Алыбин В. Г.**, ОАО «Российские космические системы», Москва, Россия
 д. т. н., проф. **Белкин М. Е.**, МИРЭА, Москва, Россия
 д. ф.-м. н., проф. **Бичурин М. И.**, НовГУ, Великий Новгород, Россия
 д. т. н., **Богатырёв Ю. В.**, НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, Минск
 к. т. н. **Богданов С. А.**, АО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия
 к. т. н. **Вертегел В. В.**, СевГУ, Севастополь, Россия
 д. ф.-м. н. **Вольвач А. Е.**, НИИ «КрАО», Кацивели, Россия
 к. ф.-м. н. **Галдецкий А. В.**, АО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия
 д. т. н., проф. **Громов Д. В.**, ОАО «СПЭЛС», Москва, Россия
 д. т. н., проф. **Гудков А. Г.**, МГТУ им. Баумана, Москва, Россия
 д. ф.-м. н. **Запелалов В. Е.**, ИПФ РАН, Нижний Новгород, Россия
 д. т. н., проф. **Иванов В. Э.**, УрФУ, Екатеринбург, Россия
 prof. **Iscv S. D.**, Durban University of Technology, South Africa
 д. т. н., проф. **Касьянов А. О.**, НИИ радиосвязи, Ростов-на-Дону, Россия
 к. т. н. **Кищинский А. А.**, АО «Микроволновые системы», Москва, Россия
 к. т. н., проф. **Коберниченко В. Г.**, УрФУ, Екатеринбург, Россия
 д. т. н., проф. **Криворучко Ю. Т.**, АО «ВНИИРА», Санкт-Петербург, Россия
 д. ф.-м. н., проф. **Кураев А. А.**, БГУИР, Минск, Беларусь
 д. т. н., проф. **Малютин Н. Д.**, ТУСУР, Томск, Россия
 д. ф.-м. н., проф. **Марчук В. И.**, ДонТУ, Ростов-на-Дону, Россия
 д. т. н., проф. **Нечаев Е. Е.**, МАИ (НИУ), Москва, Россия
 д. ф.-м. н. **Обухов И. А.**, НПП «Радиотехника», Москва, Россия
 к. п. н. **Папуловская Н. В.**, УрФУ, Екатеринбург, Россия
 д. т. н., проф. **Пестриков В. М.**, СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия
 д. т. н., проф. **Пестряков А. В.**, МТУСИ, Москва, Россия
 к. т. н. **Савочкин А. А.**, СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. **Сазонов Д. М.**, НИУ «МЭИ», Москва, Россия
 д. т. н., проф. **Совлуков А. С.**, Институт проблем управления РАН, Москва, Россия
 к. т. н. **Чернега В. С.**, СевГУ, Севастополь, Россия
 д. т. н., проф. **Широков И. Б.**, СевГУ, Севастополь, Россия

ПЕРСОНАЛИИ



АБРАМОВ Игорь Иванович (род. 11 августа 1954 г. в Бресте) — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и нанозлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и нанозлектроники» 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 нанозлектроники; мозг человека. Член Программного комитета КрыМиКо с 1999 г.



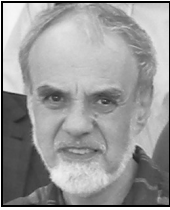
АЛЫБИН Вячеслав Георгиевич (род. 3 февраля 1940 г.) — доктор технических наук, старший научный сотрудник по специальности «Радиолокация и радионавигация», заместитель начальника отделения АО «Российские космические системы» (г. Москва). В 1963 г. окончил факультет электронной техники Московского энергетического института, в 1969 г. защитил кандидатскую диссертацию (в ОКБ МЭИ), в 1984 г. — докторскую диссертацию (в НПО «Исток»). Область научных интересов — твердотельные приборы СВЧ, бортовая и наземная аппаратура радиотехнических комплексов космического базирования. Является соавтором более 100 научных работ, в том числе 20 авторских свидетельств на изобретения. Награжден «Знаком С. П. Королева» Федерального космического агентства РФ. Член Программного комитета и заместитель председателя Программного комитета КрыМиКо в 1992—2002 гг., член Программного комитета с 2011 г.



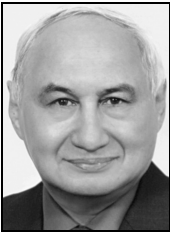
АФОНИН Игорь Леонидович (род. 12 сентября 1958 г.) — доктор технических наук (2008), профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета. Отличник образования Украины (1989),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



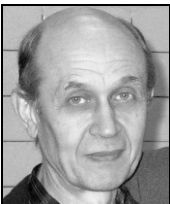
БАТУРА Михаил Павлович (род. 16 мая 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы, заслуженный работник образования Республики Беларусь, ректор Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» с 02.10.2000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



БЕЛКИН Михаил Евсеевич (род. 26 июля 1948 г. в Москве) — доктор технических наук, профессор Московского государственного университета информационных технологий, радиотехники и электроники, ведущий 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 г. — 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 г. — ассистент, ст. преподаватель, доцент кафедры «Сверхвысокие частоты» ТИРиЭТ. С 1974 по 1993 г. — 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 нанозлектроника, 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 нанозлектроника; моделирование электрофизических свойств и характеристик структур твердотельной электроники и приборов на их основе; оптимизация характеристик функциональных узлов аналоговой техники. Член Программного комитета КрыМиКо с 2019 г.



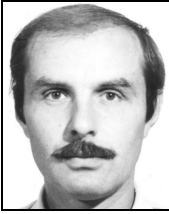
БОГУШ Вадим Анатольевич родился в 1975 году в г. Бобруйске Могилевской области. Доктор физико-математических наук, профессор. Окончил Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР). Аспирант, докторант, доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций и кафедры защиты информации, заведующий кафедрой метрологии и стандартизации БГУИР, проректор по учебной работе, проректор по научной работе Академии управления при Президенте Республики Беларусь, заместитель Председателя Национального статистического комитета Республики Беларусь. С июля 2014 года по май 2018 года — первый заместитель министра образования Республики Беларусь. В мае 2018 г. назначен ректором БГУИР. Область научных интересов связана с исследованием проблем управления безопасностью, электромагнитной и информационной безопасности в технических системах, разработкой теоретических основ и методов создания новых элементов и материалов для электронной техники, включая микро- и нанозлектронику; 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 нанозлектроники 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 наградами знаками «Почетный работник космической отрасли Украины» (2008) и «За научные достижения» (2009). Член Программного комитета КрыМиКо с 2010 г.



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



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



ГУДКОВ Александр Григорьевич (Москва) — доктор технических наук, профессор кафедры «Технология приборостроения» МГТУ им. Н. Э. Баумана. Разработчик принципов и методов комплексной технологической оптимизации радиоэлектронных средств для различных этапов их жизненного цикла. Член Программного комитета КрыМиКо с 2018 г.



ГУЛЯЕВ Юрий Васильевич (род. 18 сентября 1935 г. в Подмоскowie) — профессор, академик РАН. В 1958 г. окончил Московский физико-технический институт, в 1962 защитил кандидатскую, а в 1970 — докторскую диссертацию. С 1971 — профессор и заведующий кафедрой полупроводниковой электроники МФТИ. Член-корреспондент АН СССР с 1979 г., академик РАН с 1984 г. (отделение информатики, вычислительной техники и автоматизации). С 1960 до настоящего времени — в Институте радиотехники и электроники (в 1988—2015 гг. — директор). В 1992 г. избран членом Президиума РАН. Является специалистом в области физики твердого тела, радиофизики, электроники и информатики. Один из основателей новых научных направлений: акустоэлектроники, акустооптики, спин-волновой электроники. Выдвинул и разработал идею использования поверхностно-акустических волн (ПАВ) в электронике, предсказал и исследовал новый тип ПАВ, известных как волны Гуляева — Блюстейна. В 1979 г. удостоен премии Европейского физического общества, дважды (в 1974 и 1984 гг.) — Государственной премии СССР, в 1993 г. — Государственной премии РФ. Ю. В. Гуляев является председателем Российского научно-технического общества им. А. С. Попова. С 2015 г. — почетный председатель Оргкомитета КрыМиКо.



ЕРМОЛОВ Павел Петрович (род. 28 июля 1950 г. в Донецкой области) — кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» 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 истории науки и техники Национального технического университета «ХПИ» (Харьков, 2011 г.) и кафедре истории науки и техники Уральского федерального университета (Екатеринбург, 2013 г.). Опубликовано более 150 работ, в том числе две монографии (2010, 2022). Награжден грамотой Министерства образования и науки Украины (2010), медалями «150 лет РТО» (2016) и «За заслуги в развитии радиоэлектроники и связи» (2020). Председатель Крымского региональной организации РНТОРЭС им. А. С. Попова (с 2015 г.), член Президиума РНТОРЭС (с 2016 г.). Член Программного комитета КрыМиКо по направлению «История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий» с 2003 г. Председатель Программного комитета КрыМиКо в 1991—2002 гг., председатель Оргкомитета с 2003 г. Заместитель главного редактора журнала «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» (с 2016 г.).



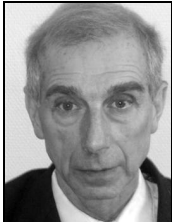
ЗАПЕВАЛОВ Владимир Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией гиротронов для управляемого термоядерного синтеза Института прикладной физики РАН. Родился в 1949 г. в городе Бор (Нижегородская область). Окончил радиофизический факультет Горьковского государственного университета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



ИВАНОВ Вячеслав Элизбарович (род. 5 апреля 1947 г.) — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой технологии и средств связи Уральского федерального университета (УрФУ) имени первого Президента РФ Б. Н. Ельцина. Окончил Уральский политехнический институт в 1971 г. Имеет более 150 научных работ и свыше 50 изобретений. Заслуженный изобретатель РФ, Почетный радист РФ. Награжден золотой медалью им. проф. А. С. Попова (АИН РФ), медалью им. академика Н. А. Семихатова. Область научных интересов: системы радиозондирования и дистанционного контроля состояния атмосферы, сверхрегенеративные приемопередающие устройства, системы ближней радиолокации и связи, автоколебательные системы и автодины, теория колебаний в радиотехнике, приемопередающие устройства и антенны для систем радиолокации и связи. Член Программного комитета КрыМиКо с 2015 г.



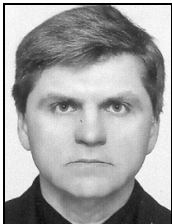
ИЛЬЧЕВ Димов (ILCEV Dimov Stojce, род. 18 августа 1944 г. в Болгарии) — профессор Дурбанского технологического университета (ЮАР, с 2008). Автор книг “Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications”, Springer, Boston, USA, 2005; “International Recent Issues about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



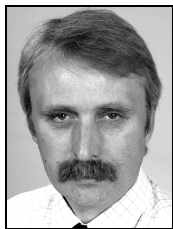
КАЛОШИН Вадим Анатольевич (род. 13 мая 1947 г.) — заведующий лабораторией «Электродинамика композиционных сред и структур» Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры «Радиотехника и системы управления» МФТИ (ГУ), д.ф.-м.н. В 1970 г. окончил радиотехнический факультет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



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



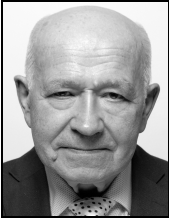
КИЩИНСКИЙ Андрей Александрович (род. 4 декабря 1959 г.) — кандидат технических наук, заместитель генерального директора — главный конструктор АО «Микроволновые системы» (Москва). В 1983 г. окончил МИРЭА по специальности радиотехника. В 1992 г. защитил кандидатскую диссертацию по вопросам моделирования 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.



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



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 комитета КрыМиКо с 2014 г.



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



МИХАЙЛЮК Юрий Петрович (род. 13 июля 1957 г.) — кандидат технических наук, заведующий кафедрой «Электронная техника» Севастопольского государственного университета. В 1979 г. окончил радиотехнический факультет Севастопольского приборостроительного института. Диссертацию защитил в 1990 г. Автор и соавтор более 180 научных и методических публикаций, 13 авторских свидетельств и патентов, 2 учебных пособий в области антенной техники и измерений, распространения радиоволн, радиочастотного мониторинга и идентификации, обработки цифровых изображений. За разработки в области антенной техники награжден двумя серебряными медалями ВДНХ СССР. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2010 г.



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» (г. 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 редколлегии 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) — заместитель генерального директора по научной работе НПП «Радиотехника» и и. о. заведующего лабораторией ИМАШ РАН. Окончил кафедру теоретической физики физического факультета МГУ им. М. В. Ломоносова, в 1982 г. и аспирантуру кафедры квантовой теории того же факультета. Доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник. С 1987 г., после знакомства с Ю. С. Тиходеевым, начал заниматься проблемами нанозлектроники. Принимал участие в работе творческого коллектива, состоящего из сотрудников НИИ «Пульсар», ГосЦНИРТИ, НИИМЭ, НИИ «Дельта» и др., работавшего над созданием и исследованием первых в СССР резонансно-туннельных диодов (1989—92 гг.). Основные научные интересы: физика переноса заряда в структурах с активными областями нанометровых размеров; разработка конструкций и моделирование перспективных квантовых приборов СВЧ- и КВЧ-диапазонов, основанных на квантовых проводках и многослойных гетероструктурах. Автор более 80 публикаций, а также монографии «Моделирование переноса заряда в мезоскопических структурах» (2005). Член Программного комитета КрыМиКо с 1996 г. и Оргкомитета с 1999 г.



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



ОВЧИННИКОВА Елена Викторовна (род. в 1975 г.) — доктор технических наук, профессор Московского авиационного института (национального исследовательского университета). В 1998 г. окончила Московский авиационный институт. Научная специализация — антенны и устройства СВЧ. Автор (соавтор) более 60 научных работ, 5 монографий и 3 патентов. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2012 г., 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 (ЕСMI), 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 более 250 научных публикаций, в том числе монографии и 15 изобретений (включая ряд зарубежных патентов в США, Германии, Евросоюзе, Японии, Китае). На протяжении более 30 лет руководит секцией «Устройства синхронизации» в РНТОРЭС им. А. С. Попова. Область научных интересов: системы синхронизации, синтеза частот, абонентского оборудования систем мобильной связи, цифрового радиовещания, устройств и систем глобального космического 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.



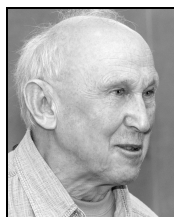
РЖЕВЦЕВА Наталия Леонидовна (род в 1958 г.) — директор филиала НИЦ «ИНФРА-М» в Республике Крым и г. Севастополе. В 2005—2016 гг. — директор научной библиотеки Севастопольского государственного университета. В 1979 г. окончила Харьковский государственный институт культуры. Область профессиональных интересов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



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



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



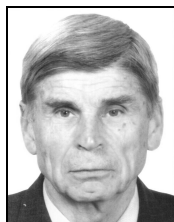
САМСОНОВ Геннадий Андреевич (род. 5 ноября 1936 г.) — член Президиума Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова. В 1960 г. с отличием окончил радиофакультет Московского авиационного института. Кандидатскую диссертацию защитил в 1967 г., с 1970 г. — доцент. В 1970—2013 гг. — доцент кафедры «Космические информационные технологии» Московского института радиотехники, электроники и автоматики (МИРЭА), в настоящее время — Московский технологический университет. Более 100 печатных работ, 29 авторских свидетельств СССР на изобретения. «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.



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.



ЧЕТИН 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	ГЕОФИЗИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЯ 6 ФЕВРАЛЯ 2023 ГОДА НА ЮГО-ВОСТОКЕ ТУРЦИИ Вольвач А. Е., Коган Л. П., Канониди К., Вольвач Л. Н., Боборыкина О. В., Бубукин И. Т., Штернберг В. Б., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И.	A
INV.2	МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ СВЕРХМОЩНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА S-ДИАПАЗОНА С РАДИАЛЬНЫМ РАСПОЛОЖЕНИЕМ ЛУЧЕЙ Голованов Н. А., Галдецкий А. В.	1
INV.3	МИКРОВОЛНОВАЯ СИСТЕМА ПОСАДКИ МАНЕВРЕННЫХ САМОЛЕТОВ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВИАЦИИ НА ПРИНЦИПАХ КОГНИТИВНОЙ ОБРАБОТКИ Криворучко Ю. Т., Штраков Ю. Г.	B
INV.4	ЭКСПЕРИМЕНТ ПО ГЕНЕРАЦИИ БЛИЗКИХ ПО ФОРМЕ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Кузьмин Л. В., Ефремова Е. В., Ицков В. В., Владыка П. А.	C
INV.5	ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЕМКОСТНЫЕ КЛЮЧИ С ³ MOSHFET НА ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ AlGaIn/GaN И СВЧ МИС НА ИХ ОСНОВЕ Адонин А. С., Руденко К. В.	3
INV.6	РОЛЬ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ В ИССЛЕДОВАНИЯХ КОСМОСА И СУДЬБА ЦЕНТРОВ ДАЛЬНИХ КОСМИЧЕСКИХ СВЯЗЕЙ В КРЫМУ Пузанков Л. А.	D

СЕКЦИЯ 1: ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

1.1	ДУВКРАТНО РЕЗЕРВИРОВАННЫЙ ТВЕРДОТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ СВЧ-МОЩНОСТИ ДЛЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ Альбин В. Г., Авраменко С. В.	E
1.2p	ЭКСТРАКЦИЯ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНОЙ МАЛОСИГНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ 90 нм КМОП-ТРАНЗИСТОРА Помазанов А. В., Коколов А. А., Бабак Л. И.	5
1.3p	КОНСТРУКЦИЯ КОРОТКОВОЛНОВОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С КОМБИНИРОВАННЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ Козачок Н. И.	7

СЕКЦИЯ 2: ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

2.1	РЕЗОНАТОР МОЩНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО КЛИСТРОНА X-ДИАПАЗОНА С МЕТАМАТЕРИАЛОМ Галдецкий А. В.	9
-----	---	---

^A Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 127—138.

^B Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 3. С. 294—307.

^C Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 139—165.

^D Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 260—294.

^E Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 166—176.

2.2	ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНЫХ СИСТЕМ СВЕРХМОЩНЫХ КЛИСТРОНОВ S-ДИАПАЗОНА Савин А. Н., Голованов Н. А., Галдецкий А. В., Медянкова Е. В.	11
СЕКЦИЯ 3: СИСТЕМЫ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ		
3.1	РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ УЧЕТА ВЛИЯНИЯ МОРСКОЙ СРЕДЫ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ Широков И. Б., Редькина Е. А., Сердюк И. В.	F
3.2	ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРЯМОХАОТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ Дмитриев А. С., Рыжов А. И.	G
3.3	МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА ДЛЯ СИСТЕМ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ХАОТИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ Андреев Ю. В.	H
3.4p	МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА ТАНГАЖА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В РАДИОМАЯЧНЫХ СИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ Гулько В. Л., Мещеряков А. А.	13
3.5p	РАДИОМАЯК С ФУНКЦИЕЙ ПРОВЕРКИ И КАЛИБРОВКИ БОРТОВЫХ ПРИЕМНИКОВ РАДИОМАЯЧНОЙ СИСТЕМЫ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОСАДКИ САМОЛЕТОВ Васнев А. Г., Войтович Н. И., Жданов Б. В., Зотов А. В., Суворов П. В.	15
3.6p	АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Дмитриев А. С., Рыжов А. И., Сьерра-Теран К. М.	17
3.7p	ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ ИМИТАТОРА ПЛОТОВ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА Иванов А. В., Сеницын Е. А.	19
3.8p	ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ПОТЕНЦИАЛ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО НАВИГАЦИОННОГО РАДИОЛОКАТОРА Иванов А. В., Будник К. Н., Сеницын Е. А.	21
3.9p	РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ПОСАДКИ Иванов А. В., Будник К. Н., Сеницын Е. А.	23
3.10p	ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И СИНТЕЗАТОРОВ НА ИХ ОСНОВЕ Якименко К. А., Ромашов В. В., Храмов К. К., Докторов А. Н., Сочнева Н. А.	25
3.11p	МНОГОЭЛЕМЕНТНЫЕ ГЛИССАДНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ НА ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ С ПРОДОЛЬНОМ УКЛОНОМ Ершов А. В., Войтович Н. И., Жданов Б. В., Юнгайтис Е. М.	27
3.12p	ЭЛЕКТРОННЫЙ ВИРТУАЛЬНЫЙ ПОЛИГОН ДЛЯ ПОДГОТОВКИ ЭКИПАЖЕЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ГОСУДАРСТВЕННОЙ И ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ Бестугин А. Р., Филин А. Д., Криворучко Ю. Т., Штраков Ю. Г.	29

^F Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 63—69.

^G Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 1—14.

^H Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 4. С. 374—385.

3.13p	СИНТЕЗ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ПО ЗАДАННОМУ КОМПЛЕКСНОМУ КОЭФФИЦИЕНТУ ПЕРЕДАЧИ Дегтярёв А. Н., Беленко М. С.	31
3.14p	УЧЕТ ЭМС ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ДАЛЬНОСТИ ОВЧ РАДИОСВЯЗИ В НАПРАВЛЕНИИ СУДНО — БЕРЕГ Козуб М. С.	33

СЕКЦИЯ 3a/1: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

3a.1	МОДЕЛИ НОРМАЛЬНОГО ПОВЕДЕНИЯ КАНАЛОВ СВЯЗИ Чикало О. В., Обухов И. А.	1
3a.2	ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ПАРТНЕРСКОГО ПРОЕКТА 3GPP И ОРГАНИЗАЦИЙ ПО СТАНДАРТИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ Громоздин В. В., Ящук М. А., Новикова Т. В.	35
3a.3p	РЕЗУЛЬТАТЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЭКЗЕМПЛЯРА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА НЕПРЕДНАМЕРЕННОЙ ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ Касьянов А. О., Суматохин К. В., Потипак М. В.	37
3a.4p	РАЗРАБОТКА ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ЛИНИИ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ ДАННЫХ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ Касьянов А. О., Юниченко А. С., Шишак В. Н.	39
3a.5p	ПРОГРАММА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИМ МАЛОМЕРНЫМ СУДНОМ Тыщук Ю. Н., Литовко Е. В., Лысенко Н. М.	41
3a.6p	ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОМЕНТА СКАЧКООБРАЗНОГО ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРА ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА Клевцов С. И.	43
3a.7p	ЭМУЛЯТОР МОБИЛЬНОЙ СЕТИ 4G/LTE Савочкин А. А., Гаспарян Р. Р.	45
3a.8p	СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ГАЗОВОЙ И ПОЖАРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ДЛЯ МНОГОКВАРТИРНОГО ДОМА Папуловская Н. В., Изотов И. Н., Муаамар М. А.	47

СЕКЦИЯ 4/1: АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

4.1	КОМПЕНСАЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ ЛУЧА В АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ Сучков А. В.	49
4.2	РЕЗУЛЬТАТЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАЗВЯЗЫВАЮЩИХ ЭКРАНОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В РАДИОЛОКАТОРЕ НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ Касьянов А. О., Чернышев А. С.	51
4.3	ЧЕТЫРЕХРУПОРНЫЙ МОНОИМПУЛЬСНЫЙ ОБЛУЧАТЕЛЬ КОРОТКОВОЛНОВОЙ ЧАСТИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА Крехтунов В. М., Комиссарова Е. В., Русов Ю. С., Гальченков Г. А.	53
4.4	ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ АНТЕННА S-ДИАПАЗОНА Сулимов В. Ф.	55

¹ Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 15—34.

4.5p	НИЗКОПРОФИЛЬНЫЕ ИНТЕГРИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ Обуховец В. А.	57
4.6p	ПЛАНАРНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ С РАСШИРЕННЫМ ДИАПАЗОНОМ ЧАСТОТ Обуховец В. А.	59
4.7p	ВЛИЯНИЕ СПОСОБОВ РАСПОЛОЖЕНИЯ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ФАЗ МЕЖДУ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ В АР НА УРОВЕНЬ КРОССПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ НА ПРИМЕРЕ КВАЗИ-ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ Сидоренко С. С., Богачев И. А., Демшевский В. В., Сикорская И. А., Парижанкова А. В.	61
4.8p	ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ДИССИПАТИВНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ КОРОТКИХ АНТЕНН ВЧ ДИАПАЗОНА Бузов А. Л., Красильников А. Д., Минкин М. А.	63
4.9p	СОСТОЯНИЕ И ПУТИ РАЗВИТИЯ БОРТОВЫХ АНТЕННЫ СИСТЕМ Сургаева Е. О.	65
4.10p	УВЕЛИЧЕНИЕ УГЛОВ СКАНИРОВАНИЯ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОМОЩЬЮ МЕТАПОВЕРХНОСТИ Подберезный А. В.	67
4.11p	АНТЕННЫ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ Фам Ван Винь, Поландов А. Л., Краснов А. С.	69
4.12p	ПРОЕКТИРОВАНИЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ Слезкин В. Г., Неведров М. Г., Слезкин Г. В.	71
4.13p	ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ КОНФОРМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПЕЧАТНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ДЛЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА Король Д. Г., Темченко В. С.	73
4.14p	МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ФРАКТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ В ОБЛАСТИ 5 ГГц Агейкин Н. А., Смирнов А. В.	75
4.15p	ИССЛЕДОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АНТЕНН Иванов С. В., Бичурин М. И.	77
4.16p	ОСОБЕННОСТИ ГРАНИЧНОЙ ВОЛНЫ И МЕТОДЫ ЕЕ РАСЧЕТА Копытин В. Е., Лысенко Н. А., Усков Г. К., Скулкин С. П.	79
4.17p	МЕТОД РАСЧЕТА ПЕРВООБРАЗНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНОГО ПОЛЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АПЕРТУРЫ Кононов А. А., Серегина Е. А., Смусева К. В., Усков Г. К., Скулкин С. П.	81
СЕКЦИЯ 5: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ		
5.1	СОГЛАСОВАННЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ И КОАКСИАЛЬНЫЕ НАГРУЗКИ ВЫСОКОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ Сарин Л. И., Бастрыкин С. А., Коланцов О. А., Усиков П. В., Конкин В. А.	83
5.2	РАЗРАБОТКА СВЧ УСТРОЙСТВ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НА ИСКУССТВЕННОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ Хаванова М. А., Мисилин В. А., Киселев В. А., Михайлов А. А., Никитин А. О., Петров Р. В.	85

5.3	ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР, ВЫПОЛНЕННЫЙ ПО SIW ТЕХНОЛОГИИ Гриздуб А. Н., Махно А. С., Крутиев С. В.	87
5.4p	ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР СВЧ НЕОТРАЖАЮЩЕГО ТИПА НА ОСНОВЕ РАСПРЕДЕЛЕННО-СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ЦЕПИ Лоцилов А. Г., Чинь Т. Т., Чепко Т. А., Малютин Г. А.	89
5.5p	СВЕРХКОМПАКТНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА РЕЗОНАНСНЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ДИАФРАГМАХ Шевченко А. К., Махно А. С., Крутиев С. В.	91
5.6p	КОМПАКТНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР, ВЫПОЛНЕННЫЙ ПО SIW-ТЕХНОЛОГИИ Сдобнова В. П., Крутиев С. В.	93
5.7p	КОМПАКТНЫЙ КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР, ВЫПОЛНЕННЫЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SIW-ТЕХНОЛОГИИ Букин С. П., Лонкина Д. В., Крутиев С. В.	95
5.8p	ВОЛНОВОДНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА РЕЗОНАНСНЫХ ДИАФРАГМАХ С АПЕРТУРОЙ В ВИДЕ СТУПЕНЬКИ Павленко М. А., Лонкина Д. В., Крутиев С. В.	97
5.9p	ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОНИЦАЕМОСТИ И ПРЕЛОМЛЕНИЯ ПЛОСКОПОЛЯРИЗОВАННОЙ ЭМВ ПРИ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ КИРАЛЬНОЙ СРЕДОЙ Мальшев И. В., Паршина Н. В., Дубченко Н. И.	J
5.10p	ТРЕБОВАНИЯ К ПАРАМЕТРАМ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОФОТОННЫХ ТРАКТОВ ДИАПАЗОНА СВЧ Белоусов А. А., Гамиловская А. В., Дубровская А. А.	99
СЕКЦИЯ 5а: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ-ПРИБОРОВ		
5a.1	ОТЕЧЕСТВЕННЫЙ СТЕКЛОКЕРАМИЧЕСКИЙ МАТЕРИАЛ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ИЗДЕЛИЙ ПО ТЕХНОЛОГИИ LTCC. СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ Бурлакова Д. А., Полозов Д. Н., Коломин В. М.	101
5a.2	КНС СТРУКТУРЫ ДЛЯ РАДИОФОТОННЫХ И СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ Попов В. П., Антонов В. А., Мяконьких А. В., Руденко К. В.	104
5a.3	OPTIMIZATION OF THE PLANAR SCHOTTKY DIODE STRUCTURE IN THz RANGE Torkhov N. A., Vertegel V. V., Tkachenko M. O., Manko A. S.	K
5a.4p	ИССЛЕДОВАНИЕ МОДИФИКАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СЛОЕВ МЕТАЛЛИЗАЦИИ И ДИЭЛЕКТРИКА ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ ТОНКОПЛЕНОЧНОГО КОНДЕНСАТОРА Маркус Д. В., Рогачев И. А., Бостанов А. А.-А.	106
5a.5p	РАЗВИТИЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МАТЕРИАЛА С $\epsilon \sim 80$ Смирнова А. А., Коломин В. М., Карасёв Н. С., Полозов Д. Н., Тодосечук Ю. И.	108
5a.6p	РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ УСТАНОВКИ ПИРОЛИЗА ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ СВЧ ПОГЛОТИТЕЛЕЙ ЛЬВ Зубков Н. П., Мельников Н. М., Захаров С. М., Савин А. Н., Медянкова Е. В.	111

^J Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 4. С. 386—397.

^K Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 194—200.

5a.7p	МАГНИТОАКТИВНЫЕ ТЕРМОПЛАСТИЧНЫЕ КОМПОЗИТЫ С ГЕКСАГОНАЛЬНЫМ ФЕРРИТОМ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АДДИТИВНОЙ ТЕХНОЛОГИИ Пидотова Д. А., Фролова Д. А., Бадьин А. В.	113
5a.8p	МОДИФИКАЦИЯ ЛОКАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ И СВОЙСТВ ЦИНК-ЗАМЕЩЕННЫХ ГЕКСАГОНАЛЬНЫХ ФЕРРИТОВ БАРИЯ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ ПРИ МАГНИТОИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКЕ Шипко М. Н., Коровушкин В. В., Степович М. А., Труханов А. В.	115
5a.9p	ИЗУЧЕНИЕ ВЛИЯНИЯ СЛАБЫХ ИМПУЛЬСОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ЛОКАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ЛЕНТОЧНЫХ АМОРФНЫХ СПЛАВОВ Fe(Ni, Cu)(SiB) Каминская Т. П., Степович М. А., Шипко М. Н., Тихонов А. И., Попов В. В.	L
5a.10p	ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛА В МУЛЬТИФЕРРОИДНОМ КРИСТАЛЛЕ Балаева В. В., Матвеев О. В., Морозова М. А.	117
5a.11p	СЛОИСТЫЕ ФЕРРИТ/ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ С ДВУМЯ ПЕРИОДАМИ ДЛЯ ЧАСТОТНОЙ ОБРАБОТКИ СПИН-ВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ Лобанов Н. Д., Матвеев О. В., Романенко Д. В., Морозова М. А.	118
5a.12p	ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МАГНИТНОЭЛАСТОМЕРНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОМ КОАКСИАЛЬНОМ РЕЗОНАТОРЕ Фионов А. С., Хачатуров А. А., Колесов В. В., Потапов Е. Э.	119
5a.13p	ТЕХНОЛОГИЯ И МОДЕЛИРОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНОЙ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ Иванов С. В., Яковлев В. О., Соколов О. В., Хаванова М. А., Бичурин М. И.	121
5a.14p	УГЛОВАЯ ЗАВИСИМОСТЬ МИКРОВОЛНОВОГО МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА В СТРУКТУРЕ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИК — ФЕРРОМАГНЕТИК Кафаров Р. Г., Лобекин В. Н., Соколов О. В., Бичурин М. И.	123
5a.15p	ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ МЕТАСТРУКТУРЫ КВЧ ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ТЕКСТОЛИТА С МЕТАЛЛИЗИРОВАННЫМИ ОТВЕРСТИЯМИ Кулешов Г. Е., Дорожкин К. В., Бадьин А. В., Биллинский К. В.	124
5a.16p	ОСОБЕННОСТИ СОСТАВА И МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ КОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ УЛЬТРАДИСПЕРСНЫХ ЧАСТИЦ NiFe₂O₄, ПОЛУЧЕННЫХ В УСЛОВИЯХ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОДВОДНОЙ ПЛАЗМЫ Хлюстова А. В., Шипко М. Н., Степович М. А., Агафонов А. В., Сироткин Н. А., Савченко Е. И.	126
5a.17p	МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ЭЛАСТОМЕРНЫХ КОМПОЗИТОВ В СРЕДЕ COMSOL MULTIPHYSICS: ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ Фионов А. С., Петрова Н. Г., Хачатуров А. А., Колесов В. В., Потапов Е. Э.	128
5a.18p	ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОБЪЕКТНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ ПРИ ПОМОЩИ ТГц ГОЛОГРАФИИ Бердюгин А. И., Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Перевалов А. В.	130

^L Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 4. С. 398—409.

5a.19p	СРАВНЕНИЕ РАССЕИВАЮЩИХ СВОЙСТВ ПРОСТЫХ И СЛОЖНЫХ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ Губайдуллин Р. Г., Григорьев В. В., Мазинов А. С., Полетаев Д. А.	132
СЕКЦИЯ 5b: НАНОЭЛЕКТРОНИКА И НАНОТЕХНОЛОГИИ		
5b.1	ЭЛЕКТРОТЕПЛОВЫЕ ПРОЦЕССЫ В СТРУКТУРАХ С НАНОМЕТРОВЫМИ ПРОВОДЯЩИМИ ПЛЕНКАМИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СВЧ-ПОЛЕЙ Григорьев Е. В., Мазинов А. С., Арсеничев С. П., Старосек А. В., Фитаев И. Ш., Таран Е. П., Старостенко В. В.	134
5b.2	ПРОЗРАЧНЫЕ ПРОВОДЯЩИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ OLED МИКРОДИСПЛЕЕВ Чаусов Д. Н., Курилов А. Д., Парашук Н. С., Бонюшкин Ю. Е., Чаусова О. В., Нуриев А. В., Стахарный С. А.	136
5b.3	ДВУХКАНАЛЬНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ С ЦИФРОВЫМИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫМИ БАРЬЕРАМИ Богданов С. А., Карпов С. Н., Пашковский А. Б.	138
5b.4	МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕРТИКАЛЬНОГО ТРАНСПОРТА ЭЛЕКТРОНОВ В УСТРОЙСТВАХ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ТУННЕЛИРОВАНИЕМ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Щербакова И. Ю.	140
5b.5	ЯЧЕЙКА ПАМЯТИ НА ОСНОВЕ ПЕРЕСЕКАЮЩИХСЯ НАНОПРОВОДОВ Обухов И. А., Обухов И. И.	M
5b.6p	АЛГОРИТМ И ПРОГРАММА, РЕАЛИЗУЮЩИЕ МОДЕЛЬ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ДВУХСЛОЙНОМ ГРАФЕНЕ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Щербакова И. Ю.	141
5b.7p	АЛГОРИТМ И ПРОГРАММА, РЕАЛИЗУЮЩИЕ МОДЕЛЬ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР, СОДЕРЖАЩИХ 2D-МАТЕРИАЛЫ, С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ТРАНСПОРТОМ Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Романова И. А., Щербакова И. Ю.	143
5b.8p	ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРНЫХ GaAs ГЕТЕРОСТРУКТУР И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ИХ ОСНОВЕ Карпов С. Н.	145
5b.9p	МЕТОД ОТОБРАЖЕНИЯ ДИРИХЛЕ — НЕЙМАНА ДЛЯ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ШРЕДИНГЕРА В НАНОСТРУКТУРАХ Семенихин И. А.	147
5b.10p	МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ МИКРОБИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПУТЕМ РЕГИСТРАЦИИ НАНОЧАСТИЦ МЕТАЛЛОВ, ФОРМИРУЮЩИХСЯ <i>IN SITU</i> В ИССЛЕДУЕМЫХ ОБРАЗЦАХ Голованов Е. В., Каленов С. В., Кашин В. В., Колесов В. В., Складнев Д. А., Фионов А. С.	149
5b.11p	МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТНОГО ПОТЕНЦИАЛА ПРИ ДЕФОРМАЦИИ ЛЕГИРОВАННОЙ АЗОТОМ УГЛЕРОДНОЙ НАНОТРУБКИ Соболева О. И., Селиванова Д. И., Ильина М. В.	151
5b.12p	САМОСБОРКА НАНОСТРУКТУР В ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ МАТРИЦАХ Курилов А. Д., Чаусов Д. Н., Губарева А. В., Бонюшкин Ю. Е.	153
5b.13p	МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО ПАРАЗИТНОГО ТУННЕЛЬНОГО ТОКА В СУБМИКРОННЫХ МОП-ТРАНЗИСТОРАХ С ПЛАВАЮЩИМ ЗАТВОРОМ Жевняк О. Г., Борздов В. М., Борздов А. В., Буйновский Д. Н., Абрамов И. И.	155

^M Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 44—52.

5b.14p	ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В СТРУКТУРАХ С ПРОВОДЯЩИМИ НАНОПЛЕНКАМИ В ВОЛНОВОДЕ Таран Е. П., Старостенко В. В., Зуев С. А., Максютя С. А.	157
5b.15p	ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С МЕТАЛЛИЧЕСКИМ ЗАТВОРОМ Обухов И. А.	N
5b.16p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВНУТРЕННЕЙ СТРУКТУРЫ КЛАСТЕРОВ $[C_{60}@{(H_2O)_n}]_k$ ГИДРАТИРОВАННЫХ КОМПЛЕКСОВ ФУЛЛЕРЕНА $C_{60}@{(H_2O)_n}$ МЕТОДАМИ АСМ Торхов Н. А.	O

СЕКЦИЯ 6: СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХБОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ И ЭФФЕКТЫ

6.1	2-МОДОВЫЙ 600-ГИГАГЕРЦЕВЫЙ ГИРОТРОН НА ВТОРОЙ ГАРМОНИКЕ ГИРОЧАСТОТЫ Колосов С. В., Шатилова О. О.	159
6.2	ПРОЕКТ МНОГОВОЛЬНОГО ГИРОТРОНА ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ДПЯ/ЯМР СПЕКТРОСКОПИИ Запевалов В. Е., Зуев А. С., Планкин О. П., Семенов Е. С.	161
6.3	ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАЦИИ НА ТРЕТЬЕЙ ГАРМОНИКЕ В РЕЖИМЕ УМНОЖЕНИЯ ЧАСТОТЫ В СИЛЬНОТОЧНОМ РЕЛЯТИВИСТСКОМ ГИРОТРОНЕ КА-ДИАПАЗОНА Абубакиров Э. Б., Денисенко А. Н., Леонтьев А. Н., Минеев К. В., Розенталь Р. М.	163
6.4p	ГЕНЕРАЦИЯ В РЕЛЯТИВИСТСКОМ ГИРОТРОНЕ СО СВЯЗАННЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ НА ТРЕТЬЕЙ ГАРМОНИКЕ ЦИКЛОТРОННОЙ ЧАСТОТЫ Иляков Е. В., Калынов Ю. К., Кулагин И. С., Гром Ю. Д., Мануилов В. Н., Шевченко А. С.	165
6.5p	ИССЛЕДОВАНИЕ СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И ПИКОВОЙ МОЩНОСТЬЮ ВОЛН-УБИЙЦ В ГИРОТРОНАХ Розенталь Р. М., Слюняев А. В., Гинзбург Н. С., Зотова И. В., Леонтьев А. Н., Сергеев А. С.	167
6.6p	ГЕНЕРАЦИЯ НЕПРЕРЫВНОГО ХАОТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ К-ДИАПАЗОНА В ГИРО-ЛБВ С ВНЕШНИМИ ОТРАЖЕНИЯМИ Розенталь Р. М., Клиньшов В. В., Самсонов С. В., Богдашов А. А., Гачев И. Г., Леонтьев А. Н.	169
6.7p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СОЗДАНИЯ РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОТРОНА ДИАПАЗОНА 0.3 ТГц Леонтьев А. Н., Планкин О. П., Розенталь Р. М., Семенов Е. С.	171
6.8p	МОЩНЫЙ ГИРОТРОН СО СТУПЕНЧАТОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ В ДИАПАЗОНЕ 133—250 ГГц Запевалов В. Е., Зуев А. С., Фокин А. П., Ананичев А. А., Семенов Е. С., Планкин О. П., Куфтин А. Н., Глявин М. Ю.	173

СЕКЦИЯ 6а: ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ И РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭКБ

6a.1	ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ ОПЕРАЦИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КРЕМНИЕВОГО МИКРОСТРИПОВОГО ДЕТЕКТОРА Рощенко П. С., Волчѣк В. С., Ловшѣнко И. Ю.	175
------	---	-----

^N Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 3. С. 275—284.

^O Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 3. С. 285—293.

6a.2p	ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ L-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕЙ ЭКБ Ермаков А. В., Сотсков Д. И., Амбуркин Д. М., Усачёв Н. А.	177
6a.3p	ЛТСС-ТРАНСФОРМАТОРЫ ИМПЕДАНСА ДЛЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕЙ ЭКБ ДОВЕРЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ Новиков М. А., Жидков Н. М., Усачев Н. А.	179

СЕКЦИЯ 7: СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ

7.1	РАЗРАБОТКА НОВОЙ МЕТОДИКИ КОНТРОЛЯ ВАКУУМНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦЕЗИЕВЫХ АЛТ С ЛАЗЕРНОЙ СЕЛЕКЦИЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ МЭН Мирющенко Н. И., Перфильева Я. Н., Плешанов С. А., Ревенко К. В., Солдатов В. Ю.	181
7.2	ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИАЛЬНОЙ СКОРОСТИ И ДАЛЬНОСТИ В БЛИЖНЕЙ ЧАСТОТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ Давыдочкин В. М., Давыдочкина С. В., Езерский В. В.	183
7.3	ВАРИАНТ СХЕМЫ СКАНЕРА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОЗАМЕТНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А., Лукичев Ю. Л.	185
7.4	О РАСШИРЕНИИ РАБОЧЕГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ С ПРОДОЛЬНО-ЧАСТИЧНЫМ ЗАПОЛНЕНИЕМ Бобрешов А. М., Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А.	187
7.5p	AUTONOMOUS BROADBAND CURRENT METER ON A HIGH-VOLTAGE ELECTRODE Vogatov N. A.	P
7.6p	КОНСТРУИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СВЧ ЗОНДОВ Полетаев Д. А., Ильницкий Д. А., Тюленинов В. В.	189
7.7p	ВИРТУАЛЬНАЯ ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА ПО ИЗУЧЕНИЮ СПЕКТРА МОДУЛИРОВАННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ Губский Д. С., Клещенков А. Б., Крутиев С. В., Заргано Г. Ф., Вяткина С. А., Дайнеко Е. А., Айтмагамбетов А. З.	191
7.8p	СЕНСОРНЫЕ ПОКРЫТИЯ НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК ЛЕНГМЮРА — БЛОДЖЕТТ С ИММОБИЛИЗОВАННЫМИ ФЕРМЕНТАМИ ДЛЯ СОЗДАНИЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННОГО ДАТЧИКА ГЛЮКОЗЫ Горбачев И. А., Смирнов А. В., Колесов В. В., Кузнецова И. Е.	193
7.9p	ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМ «АНТЕННА — ОБТЕКАТЕЛЬ» С ПОМОЩЬЮ СПЕКТРАЛЬНОГО ТЕНЗОРА ПРОХОЖДЕНИЯ Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А.	195
7.10p	ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ КАМЕРЫ ДЛЯ КОМБИНИРОВАННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ВОЛН СВЧ И ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ Старостенко В. В., Нечунаев В. В., Лактионов А. П., Падалинский М. М., Мазинов А. С., Болдырев Н. А., Косов Д. В.	197
7.11p	ОБ ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ УСТРОЙСТВ, СОДЕРЖАЩИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ Коротков К. С., Сердюков В. В., Большов А. В.	199
7.12p	МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЕЙ МОЩНОСТИ ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ Шундрин М. И., Афонин И. Л., Поляков А. Л.	202

^P Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 201—210.

7.13p	РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО МУЛЬТИМЕТРА Ломоносов С. Е., Шевченко Н. В., Деордица С. В., Мишина К. Ю.	204
-------	---	-----

СЕКЦИЯ 8: ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ СВЧ-ТЕХНИКИ

8.1	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ АВТОДИНОВ С ЧМ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А.	206
8.2	РАЗРАБОТКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ РАДИОЛОКАТОРА ПАРАМЕТРОВ ВЕТРА ДИАПАЗОНА 1680 МГц Букрин И. В., Плохих О. В., Иванов В. Э.	Q
8.3	ИЗМЕРЕНИЕ СКОРОСТИ И ЗАТУХАНИЯ ПРОДОЛЬНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ЖИДКОСТЯХ С ПОМОЩЬЮ АКУСТИЧЕСКОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА Зайцев Б. Д., Бородина И. А., Теплых А. А., Семёнов А. П.	208
8.4	ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОВОГО ПЕРЕХОДА ЖИДКОСТЬ — ТВЕРДОЕ ТЕЛО ДЛЯ ВОДНЫХ РАСТВОРОВ ХЛОРИДОВ Шамсутдинова Е. С., Анисимкин В. И.	210
8.5p	ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ АВТОДИННОГО ОТКЛИКА РАДИОИМПУЛЬСНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ЧМ В РАЗЛИЧНЫХ ЗОНАХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ОТРАЖЕННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А.	212
8.6p	НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ АВТОДИНОВ С ЧМ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А.	214
8.7p	РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ФОРМЫ СИГНАЛОВ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ АВТОДИНОВ С ЧМ Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А.	216
8.8p	МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАЗДЕЛА МЕЖДУ КОМПОНЕНТАМИ ТРЕХКОМПОНЕНТНОЙ СРЕДЫ В ЕМКОСТИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОТРЕЗКОВ ДЛИННОЙ ЛИНИИ Совлуков А. С.	218
8.9p	МЕТОД ИНВАРИАНТНОЙ УРОВНЕМЕТРИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ В РЕЗЕРВУАРАХ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДВУХ ОТРЕЗКОВ ДЛИННОЙ ЛИНИИ Совлуков А. С., Яценко В. В., Кайченев А. В.	220
8.10p	ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЖИДКОСТИ С РАЗЛИЧНЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ И МЕХАНИЧЕСКИМИ СВОЙСТВАМИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАТОРА С ПОПЕРЕЧНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ ИЗ КЕРАМИКИ ЦТС-19 Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Теплых А. А.	222
8.11p	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПРИЕМНИКА РАДИОСВЕТА С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ Рыжов А. И., Петросян М. М., Ицков В. В.	224
8.12p	СИСТЕМА АВТОНОМНОЙ МИКРОЭНЕРГЕТИКИ НА ОСНОВЕ БИОТОПЛИВНОГО ЭЛЕМЕНТА Смирнов А. В., Колесов В. В.	226
8.13p	ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ООО «ТПК ЭЛСЕРВИС» В ЧАСТИ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ВОЗДУШНЫМ СУДАМ Козачок Н. И.	R

^Q Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 177—186.

^R Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 35—43.

СЕКЦИЯ 8а: МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

8а.1	ФОРМИРОВАНИЕ МНОГОФАКТОРНОГО КРИТЕРИЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЛАЗЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В УРОЛОГИИ Чернега В. С., Арбузов И. А.	S
8а.2	DIODE CHARACTER OF LOCAL CONDUCTIVITY OF HUMAN BUCCAL EPITHELIAL CELL MEMBRANES Torkhov N. A., Mosunov A. A.	T
8а.3	ПЕРЕДАЧА МЕНТАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ДЛЯ ТРЕНАЖЕРНОЙ ОТРАБОТКИ ЭКИПАЖЕМ ЛА ЗАДАЧ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ ПОСАДКИ Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г.	228

СЕКЦИЯ 9: РАДИОАСТРОНОМИЯ, ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

9.1	MODELING OF THE PROPAGATION OF LF–MF–SF BANDS ELECTROMAGNETIC WAVES ON ARCTIC PATHS Bashkuev Yu. B., Dembelov M. G.	U
9.2	РЕЗУЛЬТАТЫ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ВИНОГРАДНИКА В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ Сидоров И. А., Леушин В. Ю., Чижиков С. В., Новичихин Е. П., Ермолов П. П., Обливанцов В. В.	230
9.3	ВЛИЯНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА НА ТОЧНОСТЬ СИГНАЛОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИМИТАТОРА Дурнаков А. А., Боков А. С.	232
9.4	ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ИМИТАТОР РАДИОКАНАЛА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ И СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ РАДИОСИСТЕМ Слизкой В. К., Боков А. С.	234
9.5	ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ РАДИОВЫСОТОМЕРА НАД МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ Боков А. С., Зейналов Э. Н., Слизкой В. К.	236
9.6	ГРАВИТАЦИОННОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ ОТ ТЕСНЫХ ДВОЙНЫХ СИСТЕМ ИЗ СВЕРХМАССИВНЫХ ЧЕРНЫХ ДЫР Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Орленсон В. Б., Малашевич С. В.	238
9.7р	ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОВОЛН МИКРОВОЛНОВЫХ ДИАПАЗОНОВ АВТОМАТИЧЕСКИМИ МЕЖПЛАНЕТНЫМИ СТАНЦИЯМИ Кудрявченко И. В., Вязенцев Я. А.	240
9.8р	АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ДЕКАМЕТРОВЫХ РАДИОКАНАЛОВ Станкевич С. С.	242
9.9р	МОЩНАЯ ВСПЫШКА ВОДЯНОГО МАЗЕРА В W49N ОКОЛО –40 км/с Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Дмитроца А. И.	244
9.10р	КРАТКОСРОЧНЫЕ ПРЕДВЕСТНИКИ ВСПЫШЕК НА СОЛНЦЕ В ИЮЛЕ И СЕНТЯБРЕ 2017 ГОДА Вольвач А. Е., Коган Л. П., Вольвач Л. Н., Гопасюк О. С., Якубовская И. В.	246

^S Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 70—80.

^T Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 187—193.

^U Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 53—62.

9.11p	ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ Сорокин А. К.	248
9.12p	ПРЕДВЕСТНИКИ ЗЕМЛЕТРЯСЕНИЙ 6 ФЕВРАЛЯ 2023 ГОДА НА ЮГО-ВОСТОКЕ ТУРЦИИ Вольвач А. Е., Коган Л. П., Канониди К. Х., Вольвач Л. Н., Боборыкина О. В., Бубукин И. Т., Штернберг В. Б., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И.	250
СЕКЦИЯ Н: ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ		
H.1	У ИСТОКОВ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ Золотинкина Л. И.	V
H.2	«ЛЮБОЕ ДЕЛО НУЖНО ДЕЛАТЬ НАИЛУЧШИМ ОБРАЗОМ» (к 75-летию со дня рождения доцента Слѣзкина В. Г.) Дидус В. Т., Афонин И. Л., Поляков А. Л.	252
H.3	ПОЧЕТНЫЙ РАБОТНИК НАУКИ И ВЫСОКИХ ТЕХНОЛОГИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ (к 60-летию со дня рождения Савочкина А. А.) Маленко В. А., Афонин И. Л., Поляков А. Л.	254
H.4	АКАДЕМИК, ПОЧЕТНЫЙ ПРОФЕССОР, ОТЛИЧНИК ОБРАЗОВАНИЯ АЛЕКСАНДР ГРИГОРЬЕВИЧ ЛУКЪЯНЧУК (к 75-летию со дня рождения) Афонин И. Л., Тыщук Ю. Н.	256
H.5p	ОДИН ИЗ ВЕДУЩИХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ «АВТОДИНЩИКОВ» (к 75-летию профессора В. Я. Носкова) Ермолов П. П.	W
H.6p	ПРОЕКТ IEEE ORAL HISTORY: АКАДЕМИК Ю. В. ГУЛЯЕВ. ЧАСТЬ 3 Кондратова Е. В., Коломийченко В. П.	X
H.7p	ПРОЕКТ IEEE ORAL HISTORY: АКАДЕМИК Ю. В. ГУЛЯЕВ. ЧАСТЬ 4 Кондратова Е. В., Коломийченко В. П.	Y
H.8p	ПРОЕКТ IEEE ORAL HISTORY: АКАДЕМИК Ю. В. ГУЛЯЕВ. ЧАСТЬ 5 Кондратова Е. В., Свиридова Е. И., Ермолов П. П.	Z
H.9p	ДЕТЕКТОРНЫЕ РАДИОПРИЕМНИКИ КОМПАНИИ МАРКОНИ Пестриков В. М.	258
H.10p	РТУТНЫЕ ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ЛАМПЫ ГАРОЛЬДА АРНОЛЬДА И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ Пестриков В. М.	AA
H.11p	ПРОДАЖА ЛИ ДЕ ФОРЕСТОМ ПРАВ НА АУДИОН AT&T И ЕЕ ЗНАЧЕНИЕ ДЛЯ РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИКИ Пестриков В. М.	BB
H.12p	УСПЕХ БИЗНЕС-ПЛАНА КОМПАНИИ AT&T Пестриков В. М.	CC
H.13p	ИННОВАЦИИ XVII ВЕКА И ЗАРОЖДЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ Пестриков В. М.	260

^V Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 3. С. 308—326.

^W Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 115—126.

^X Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 108—114.

^Y Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 250—259.

^Z Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 3. С. 356—366.

^{AA} Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 1. С. 81—107.

^{BB} Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 2. С. 211—249.

^{CC} Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6, № 3. С. 327—355.

ХРОНИКА

Памяти Евгения Евгеньевича Нечаева	265
Памяти Марианны Ивановны Пойгиной	266
Памяти Александра Владимировича Крутова	267

Авторы

Bashkuev Yu. B. ^A
 Bogatov N. A. ^B
 Dembelov M. G. ^A
 Manko A. S. ^C
 Mosunov A. A. ^D
 Tkachenko M. O. ^C
 Torkhov N. A. ^{C,D}
 Vertegel V. V. ^C
 Абрамов И. И. 140, 141, 143, 155
 Абубакиров Э. Б. 163
 Авраменко С. В. ^E
 Агафонов А. В. 126
 Агейкин Н. А. 75
 Адонин А. С. 3
 Айтмагамбетов А. З. 191
 Альбин В. Г. ^E
 Амбуркин Д. М. 177
 Ананичев А. А. 173
 Андреев Ю. В. ^F
 Анисимкин В. И. 210
 Антонов В. А. 104
 Арбузов И. А. ^{AA}
 Арсеничев С. П. 134
 Афонин И. Л. 202, 252, 254, 256
 Бабак Л. И. 5
 Бадьин А. В. 113, 124, 130
 Балаева В. В. 117
 Бастрыкин С. А. 83
 Беленко М. С. 31
 Белоусов А. А. 99
 Бердюгин А. И. 130
 Бестугин А. Р. 29

Биллинский К. В. 124
 Бичурин М. И. 77, 121, 123
 Боборыкина О. В. 250, ^H
 Бобрешов А. М. 187
 Богатырев Е. В. 206, 212, 214, 216
 Богачев И. А. 61
 Богданов С. А. 138
 Богдашов А. А. 169
 Боков А. С. 232, 234, 236
 Болдырев Н. А. 197
 Большов А. В. 199
 Бонюшкин Ю. Е. 136, 153
 Борздов А. В. 155
 Борздов В. М. 155
 Бородина И. А. 208, 222
 Бостанов А. А.-А. 106
 Бубукин И. Т. 250, ^H
 Будник К. Н. 21, 23
 Бузов А. Л. 63
 Буйновский Д. Н. 155
 Букин С. П. 95
 Букрин И. В. ^G
 Бурлакова Д. А. 101
 Васнев А. Г. 15
 Вишняков Д. С. 206, 212, 214, 216
 Владыка П. А. ^R
 Войтович Н. И. 15, 27
 Волчѣк В. С. 175
 Вольвач А. Е. 238, 244, 246, 250, ^H
 Вольвач Л. Н. 238, 244, 246, 250, ^H
 Вязенцев Я. А. 240
 Вяткина С. А. 191
 Галдецкий А. В. 1, 9, 11
 Гальченков Г. А. 53
 Гамиловская А. В. 99
 Гаспарян Р. Р. 45
 Гачев И. Г. 169
 Гинзбург Н. С. 167
 Глявин М. Ю. 173
 Голованов Е. В. 149
 Голованов Н. А. 1, 11
 Гопасюк О. С. 246
 Горбачев И. А. 193
 Григорьев В. В. 132

^A Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 53—62.

^B Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 201—210.

^C Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 194—200.

^D Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 187—193.

^E Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 166—176.

^F Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 4. С. 374—385.

^G Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 177—186.

^H Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 127—138.

- Григорьев Е. В. 134
 Гризодуб А. Н. 87
 Гром Ю. Д. 165
 Громоздин В. В. 35
 Губайдуллин Р. Г. 132
 Губарева А. В. 153
 Губский Д. С. 191
 Гулько В. Л. 13
 Давыдочкин В. М. 183
 Давыдочкина С. В. 183
 Дайнеко Е. А. 191
 Дегтярёв А. Н. 31
 Демшевский В. В. 61
 Денисенко А. Н. 163
 Деордица С. В. 204
 Дидус В. Т. 252
 Дмитриев А. С. 17, ^I
 Дмитроца А. И. 244, 250, ^H
 Докторов А. Н. 25
 Дорожкин К. В. 124, 130
 Дубровская А. А. 99
 Дубченко Н. И. ^S
 Дурнаков А. А. 232
 Езерский В. В. 183
 Ермаков А. В. 177
 Ермолов П. П. 230, ^{J,P}
 Ершов А. В. 27
 Ефремова Е. В. ^R
 Жданов Б. В. 15, 27
 Жевняк О. Г. 155
 Жидков Н. М. 179
 Зайцев Б. Д. 208, 222
 Запевалов В. Е. 161, 173
 Заргано Г. Ф. 191
 Захаров С. М. 111
 Зейналов Э. Н. 236
 Золотинкина Л. И. ^K
 Зотов А. В. 15
 Зотова И. В. 167
 Зубков Н. П. 111
 Зуев А. С. 161, 173
 Зуев С. А. 157
 Иванов А. В. 19, 21, 23
 Иванов В. Э. ^G
- Иванов С. В. 77, 121
 Игнатков К. А. 206, 212, 214, 216
 Изотов И. Н. 47
 Ильина М. В. 151
 Ильницкий Д. А. 189
 Иляков Е. В. 165
 Ицков В. В. 224, ^R
 Кайченев А. В. 220
 Каленов С. В. 149
 Калынов Ю. К. 165
 Каминская Т. П. ^L
 Канониди К. Х. 250, ^H
 Карасёв Н. С. 108
 Карпов С. Н. 138, 145
 Касьянов А. О. 37, 39, 51
 Кафаров Р. Г. 123
 Кашин В. В. 149
 Кирпанев А. В. 185, 195
 Кирпанев Н. А. 185, 195
 Киселев В. А. 85
 Клевцов С. И. 43
 Клещенков А. Б. 191
 Клиньшов В. В. 169
 Коган Л. П. 246, 250, ^H
 Козачок Н. И. 7, ^M
 Козуб М. С. 33
 Коколов А. А. 5
 Коланцов О. А. 83
 Колесов В. В. 119, 128, 149, 193, 226
 Коломейцева Н. В. 140, 141, 143
 Коломийченко В. П. ^{N,O}
 Коломин В. М. 101, 108
 Колосов С. В. 159
 Комиссарова Е. В. 53
 Кондратова Е. В. ^{N,O,P}
 Конкин В. А. 83
 Кононов А. А. 81, 187
 Копытин В. Е. 79

^L Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 4. С. 398—409.

^M Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 35—43.

^N Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 108—114.

^O Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 250—259.

^P Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 3. С. 356—366.

^I Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 1—14.

^J Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 115—126.

^K Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 3. С. 308—326.

- Коровушкин В. В. 115
 Король Д. Г. 73
 Коротков К. С. 199
 Косов Д. В. 197
 Красильников А. Д. 63
 Краснов А. С. 69
 Крехтунов В. М. 53
 Криворучко Ю. Т. 29, 228, ^Q
 Крутиев С. В. 87, 91, 93, 95, 97, 191
 Кудрявченко И. В. 240
 Кузнецова И. Е. 193
 Кузьмин Л. В. ^R
 Кулагин И. С. 165
 Кулешов Г. Е. 124
 Курилов А. Д. 136, 153
 Куфтин А. Н. 173
 Лабунов В. А. 140
 Лактионов А. П. 197
 Ларионов М. Г. 238, 244
 Леонтьев А. Н. 163, 167, 169, 171
 Леушин В. Ю. 230
 Литовко Е. В. 41
 Лобанов Н. Д. 118
 Лобекин В. Н. 123
 Ловшенко И. Ю. 175
 Ломоносов С. Е. 204
 Лонкина Д. В. 95, 97
 Лощилов А. Г. 89
 Лукичев Ю. Л. 185
 Лысенко Н. А. 79
 Лысенко Н. М. 41
 Мазинов А. С. 132, 134, 197
 Максютя С. А. 157
 Малашевич С. В. 238
 Маленко В. А. 254
 Малышев И. В. ^S
 Малютин Г. А. 89
 Мануилов В. Н. 165
 Маркус Д. В. 106
 Матвеев О. В. 117, 118
 Махно А. С. 87, 91
 Медянкова Е. В. 11, 111
 Мельников Н. М. 111
 Мещеряков А. А. 13

- Минеев К. В. 163
 Минкин М. А. 63
 Мирющенко Н. И. 181
 Мисилин В. А. 85
 Михайлов А. А. 85
 Мишина К. Ю. 204
 Морозова М. А. 117, 118
 Муаамар М. А. 47
 Мяконьких А. В. 104
 Неведров М. Г. 71
 Нечунаев В. В. 197
 Неяченко Д. И. 250, ^H
 Никитин А. О. 85
 Новиков М. А. 179
 Новикова Т. В. 35
 Новичихин Е. П. 230
 Носков В. Я. 206, 212, 214, 216
 Нуриев А. В. 136
 Обливанцов В. В. 230
 Обухов И. А. ^{T,U,BB}
 Обухов И. И. ^T
 Обуховец В. А. 57, 59
 Орленсон В. Б. 238
 Павленко М. А. 97
 Падалинский М. М. 197
 Папуловская Н. В. 47
 Паращук Н. С. 136
 Парижанкова А. В. 61
 Паршина Н. В. ^S
 Пашковский А. Б. 138
 Перевалов А. В. 130
 Перфильева Я. Н. 181
 Пестриков В. М. 258, 260, ^{V,W,X}
 Петров Р. В. 85
 Петрова Н. Г. 128
 Петросян М. М. 224
 Пидотоя Д. А. 113
 Планкин О. П. 161, 171, 173

^Q Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 3. С. 294—307.

^R Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 139—165.

^S Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 4. С. 386—397.

^T Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 44—52.

^U Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 3. С. 275—284.

^V Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 81—107.

^W Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 211—249.

^X Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 3. С. 327—355.

- Плешанов С. А. 181
 Плохих О. В.^G
 Подберезный А. В. 67
 Поландов А. Л. 69
 Полетаев Д. А. 132, 189
 Полозов Д. Н. 101, 108
 Поляков А. Л. 202, 252, 254
 Помазанов А. В. 5
 Попов В. В.^L
 Попов В. П. 104
 Потапов Е. Э. 119, 128
 Потипак М. В. 37
 Пузанков Л. А.^Y
 Ревенко К. В. 181
 Редькина Е. А.^{CC}
 Рогачев И. А. 106
 Розенталь Р. М. 163, 167, 169, 171
 Романенко Д. В. 118
 Романова И. А. 143
 Ромашов В. В. 25
 Рощенко П. С. 175
 Руденко К. В. 3, 104
 Русов Ю. С. 53
 Рыжов А. И. 17, 224,^I
 Савин А. Н. 11, 111
 Савочкин А. А. 45
 Савченко Е. И. 126
 Самсонов С. В. 169
 Сарин Л. И. 83
 Свиридова Е. И.^P
 Сдобнова В. П. 93
 Селиванова Д. И. 151
 Семенихин И. А. 147
 Семёнов А. П. 208
 Семенов Е. С. 161, 171, 173
 Сергеев А. С. 167
 Сердюк И. В.^{CC}
 Сердюков В. В. 199
 Серегина Е. А. 81
 Сидоренко С. С. 61
 Сидоров И. А. 230
 Сикорская И. А. 61
 Синицын Е. А. 19, 21, 23
 Сироткин Н. А. 126
 Складнев Д. А. 149
 Скулкин С. П. 79, 81
 Слезкин В. Г. 71
 Слезкин Г. В. 71
 Слизкой В. К. 234, 236
 Слюняев А. В. 167
 Смирнов А. В. 75, 193, 226
 Смирнова А. А. 108
 Смусева К. В. 81, 187
 Соболева О. И. 151
 Совлуков А. С. 218, 220
 Соколов О. В. 121, 123
 Солдатов В. Ю. 181
 Сорокин А. К. 248
 Сотсков Д. И. 177
 Сочнева Н. А. 25
 Станкевич С. С. 242
 Старосек А. В. 134
 Старостенко В. В. 134, 157, 197
 Стахарный С. А. 136
 Степович М. А. 115, 126,^L
 Суворов П. В. 15
 Сулимов В. Ф. 55
 Суматохин К. В. 37
 Сургаева Е. О. 65
 Сучков А. В. 49
 Сьерра-Теран К. М. 17
 Таран Е. П. 134, 157
 Темченко В. С. 73
 Теплых А. А. 208, 222
 Тихонов А. И.^L
 Тодосечук Ю. И. 108
 Торхов Н. А.^Z
 Труханов А. В. 115
 Тыщук Ю. Н. 41, 256
 Тюленинов В. В. 189
 Усачёв Н. А. 177, 179
 Усиков П. В. 83
 Усков Г. К. 79, 81, 187
 Фам Ван Винь 69
 Филин А. Д. 29
 Фионов А. С. 119, 128, 149
 Фитаев И. Ш. 134
 Фокин А. П. 173
 Фролова Д. А. 113
 Хаванова М. А. 85, 121
 Хачатуров А. А. 119, 128
 Хлюстова А. В. 126
 Храмов К. К. 25
 Чаусов Д. Н. 136, 153
 Чаусова О. В. 136
 Чепко Т. А. 89
 Чернега В. С.^{AA}

^Y Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 2. С. 260—294.

^Z Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 3. С. 285—293.

^{AA} Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 70—80.

Чернышев А. С. 51
Чижиков С. В. 230
Чикало О. В.^{BB}
Чинь Т. Т. 89
Шамсутдинова Е. С. 210
Шатилова О. О. 159
Шатраков Ю. Г. 29, 228,^Q
Шевченко А. К. 91
Шевченко А. С. 165
Шевченко Н. В. 204
Шипко М. Н. 115, 126,^L
Широков И. Б.^{CC}
Шишак В. Н. 39
Штернберг В. Б. 250,^H
Шундрин М. И. 202
Щербакова И. Ю. 140, 141, 143
Юнгайтис Е. М. 27
Юниченко А. С. 39
Якименко К. А. 25
Яковлев В. О. 121
Якубовская И. В. 246
Яценко В. В. 220
Ящук М. А. 35

^{BB} Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 15—34.

^{CC} Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 6. № 1. С. 63—69.

Моделирование и оптимизация сверхмощного многолучевого клистрона S-диапазона с радиальным расположением лучей

Голованов Н.А., Галдецкий А.В.

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

Аннотация: На основе теоретического анализа и трёхмерного моделирования электромагнитных полей, рассмотрены основные функциональные узлы новой конструкции сверхмощного многолучевого клистрона с сверхразмерными кольцевыми резонаторами, в которой парциальные электронные лучи эмитируются индивидуальными пушками и движутся по радиусам к общему центру. Результаты расчёта клистрона S-диапазона показывают, что в системе с 72 парциальными электронными лучами, током 11.2 А на луч и ускоряющим напряжением 58 кВ удастся достичь выходной мощности 26 МВт и КПД 57%.

1. Введение

Современные сверхмощные клистроны применяются в ускорителях научного и медицинского назначения, РЭП и других устройствах [1]. Одна из главных задач в разработке таких приборов – достижение высокой выходной мощности при ограниченном напряжении питания. Она решается путём увеличения числа лучей и их тока, а также повышением эффективности взаимодействия электронного потока с полями резонаторной системы, но на этом пути имеются принципиальные ограничения [2]. Поэтому исследования новых способов повышения мощности клистронов является актуальной задачей [3].

В работе предложены конструкция сверхмощного многолучевого клистрона с пятью сверхразмерными кольцевыми резонаторами, новая методика селекции его типов колебаний, изучены электродинамические характеристики, а также критерии эффективного взаимодействия резонаторов с электронными пучками.

2. Особенности предлагаемой конструкции сверхмощного МЛК

С целью повышения выходной мощности многолучевых клистронов (МЛК) предлагается использовать новую конструкцию клистрона, содержащую набор лучей, сходящихся по радиусам в одной плоскости от парциальных катодов на периферии прибора к коллектору в центре (рис. 1). Электронные потоки эмитируются парциальными пушками, распространяются в индивидуальных каналах, а их взаимодействие с полем осуществляется в общих зазорах кольцевых резонаторов. Отработанные пучки после прохождения общего для всех выходного резонатора попадают в единый коллектор, где отклоняются и распределяются на большую площадь.

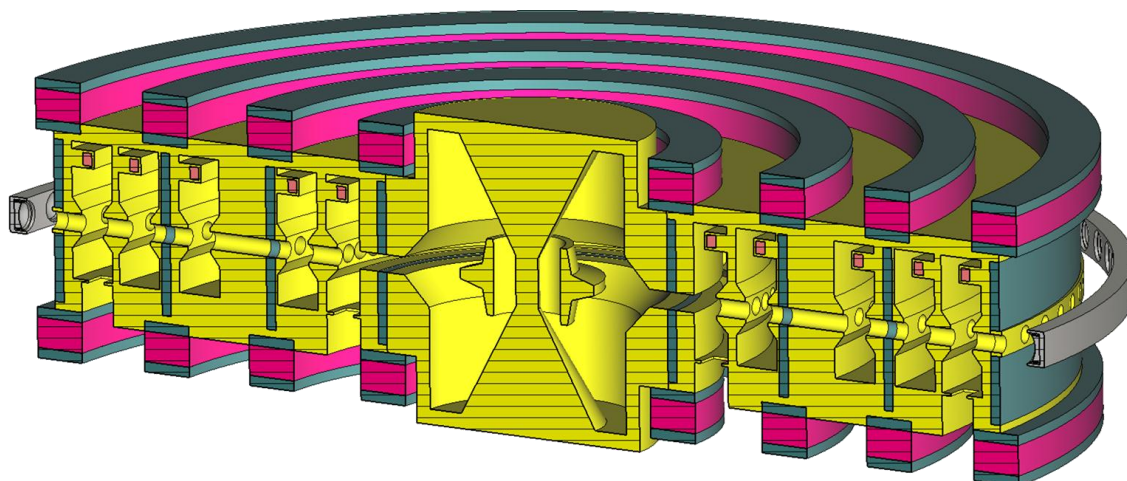


Рис. 1. Модель резонаторной системы МЛК с радиальным расположением электронных потоков вместе с оптической, магнитной фокусирующей системой, а также коллектором

Предложенная конструкция обладает преимуществами по сравнению с традиционными МЛК. Она позволяет уменьшить напряжение питания за счёт увеличения числа лучей и площади эмиттеров. Каждый луч находится на оси магнитной системы вплоть до коллектора, что облегчает его транспортировку. Парциальные лучи имеют небольшой первеанс, что позволяет достичь высокого КПД. Появляется возможность использования большого числа лучей для достижения высокой мощности при небольших размерах парциальных катодов. Плотность токоотбора может быть понижена, что увеличивает срок службы.

3. Расчёт пространства взаимодействия сверхмощного МЛК

С помощью метода крупных частиц в одномерном однолучевом приближении проведён расчёт электронно-волнового взаимодействия сверхмощного МЛК S-диапазона. Основные параметры исследуемого клистрона представлены в табл. 1.

Таблица 1. Основные параметры исследуемого многолучевого клистрона.

f_0 , ГГц	Число лучей	P_{out} , МВт	U , кВ	I , А	G , дБ	КПД, %
2.856	72	26.5	58	11.2	50	57

На рис. 2 представлены зависимости распределения первой гармоники тока и фазовые траектории сгруппированного электронного потока вдоль пространства взаимодействия.

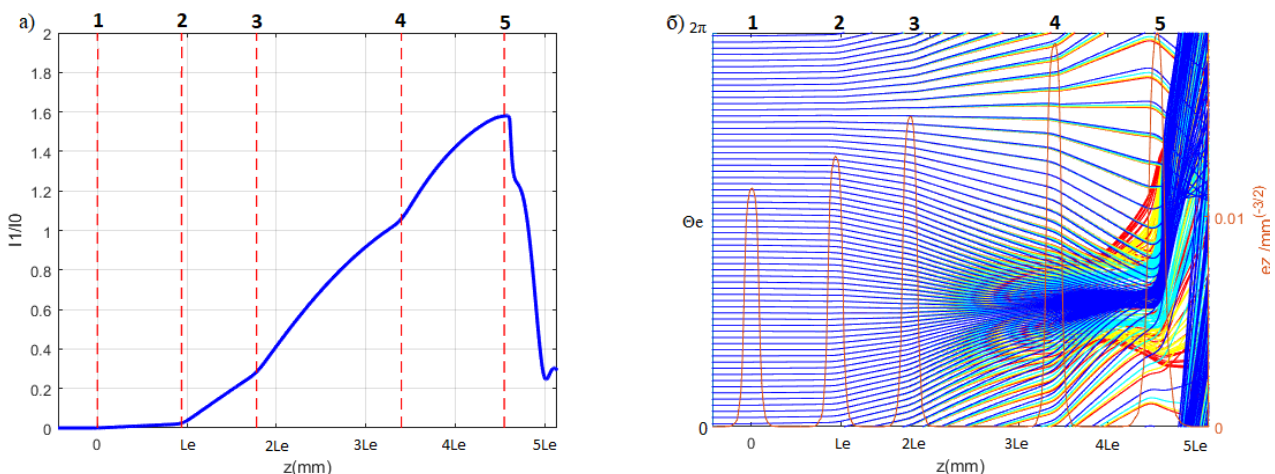


Рис. 2. а) распределение первой гармоники сгруппированного тока по пространству взаимодействия; б) распределение вч полей в зазорах и фазовые траектории сгруппированного потока. По оси абсцисс откладывается координата в направлении к выходному резонатору в электронных длинах волн L_e

4. Заключение

В результате проведённых трёхмерного моделирования и расчётов пространства взаимодействия клистрона установлено, что предложенная конструкция сверхмощного многолучевого клистрона позволяет обеспечить рекордную выходную мощность в 26 МВт при достаточно низком напряжении питания 58 кВ. Габариты клистрона: диаметр 630 мм, высота 120 мм. В рассмотренном примере задействовано 72 луча с первеансом $0.8 \text{ мкА/В}^{1.5}$ – общий первеанс $57.6 \text{ мкА/В}^{1.5}$. При этом КПД составляет 57%, а коэффициент усиления 50 дБ.

Список литературы

1. Фрейдович И.А. и др. Перспективы развития многолучевых клистронов //Материалы III Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург. – 2014. – С. 25.
2. Егоров Р. В. и др. Физические причины ограничения эффективности мощных многолучевых клистронов //Вестник Московского университета. Серия 3. Физика. Астрономия. – 2020. – №. 5. – С. 63-69.
3. Галдецкий А. В. О возбуждении резонаторов многолучевых клистронов электронными пучками // 31-я Международная научно-техническая конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Крымико-2021, 5-11 сентября 2021 г., Севастополь. Сборник научных трудов – 2021. - Вып. 3. – С. 55-56.

Широкополосные емкостные ключи C^3 MOSHFET на гетероструктурах AlGaIn/GaN и СВЧ МИС на их основе

¹ Адонин А.С., ² Руденко К.В.

¹ НПП «Пульсар»

г. Москва, 105187, Окружной проезд, дом 27, Российская Федерация
adonin@pulsarnpp.ru

² Физико-технологический институт им. К.А. Валиева РАН

г. Москва, 117218, Нахимовский проспект 34, Российская Федерация
rudenko@ftian.ru

Аннотация: Разработаны конструкции и технологии, а также изготовлены экспериментальные образцы СВЧ ключей, коммутирующих мощность до 5 Ватт в полосе частот 1-20 ГГц на базе гетероструктур AlGaIn/GaN без использования омических контактов к слою 2D газа электронов с высокой подвижностью. Данный подход открывает перспективы конструирования семейства компактных и надежных монолитных интегральных схем аттенуаторов, фазовращателей и других компонентов СВЧ-устройств для применений в приеме-передающих трактах, радиолокации, управления АФАР и др.

1. Введение

Быстрый рост количества устройств беспроводных коммуникаций от индивидуальных (мобильных телефонов, устройств навигации) до систем космической и наземной спутниковой связи, радиолокации привел к повышению требований не только к приемо-передающим усилительным устройствам, но и компактным интегральным устройствам коммутации СВЧ-сигнала, в том числе достаточно большой мощности. Это относится к параметрам потерь в переключающем устройстве, большой пропускаемой СВЧ-мощности при минимуме собственного энергопотребления, высокой линейности и широкого диапазона рабочих температур. Проведенный анализ показывает, что современные технологии твердотельных СВЧ-переключателей не могут удовлетворить этим требованиям одновременно, поэтому сосуществует ряд конструкций, построенных на различных принципах [1]. В настоящем докладе представлены результаты исследований и разработок, проводившихся на протяжении ряда лет, которые привели к созданию микроволнового коммутатора оригинальной конструкции [2, 3] и технологии его изготовления с использованием современных методов атомно-слоевого осаждения (ALD) диэлектрических слоев [4,5]. Данный СВЧ-ключ является основой для разработки перспективных устройств – управляемых аттенуаторов и фазовращателей для мощных СВЧ-сигналов.

2. Основные результаты

Идея построения ключа (Рис. 1а) без омических контактов к слою 2D газа электронов в гетероструктуре AlGaIn/AlN базируется на применении изолирующего диэлектрика HfO_2 с $\epsilon = 20-25$, создающего сильную емкостную связь C^3 через тонкий слой AlGaIn к двумерному токопроводящему слою длиной d , рассчитанному как согласованная линия передачи [3].

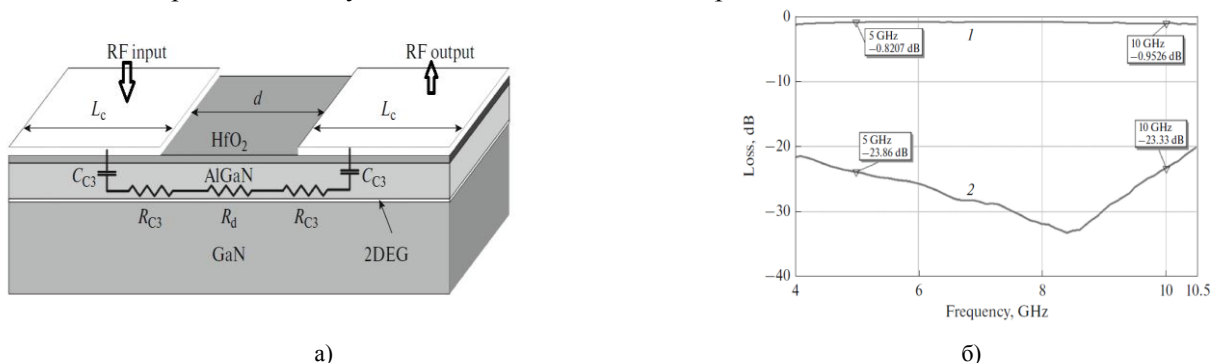


Рис. 1. а) Схема конструкции СВЧ-ключа на основе гетероструктуры AlGaIn/GaN, не использующего омические контакты; б) характеристики прохождения СВЧ-сигнала при последовательно-параллельном включении ключей в ячейке: 1- “on”, 2- “off”.

В отсутствие подачи постоянного потенциала на внешних электродах $L_c = 0$ В СВЧ-сигнал проходит с минимальными потерями, а подача отрицательного потенциала $L_c = -5 \div -10$ В приводит к разрушению линии передачи сигнала, образованной 2D газом, и переводу ключа в закрытое состояние. Электромагнитное моделирование и последующее изготовление МИС ключей в последовательно-параллельном включении, с независимым потенциальным электродом [6,7] показало правильность выбранной концепции и хорошие характеристики переключения (Рис.1 б).

Реализация схем S^3 MOSHFET ключей возможна также с использованием экономически эффективных сапфировых подложек, при этом проектный уровень коммутируемой СВЧ-мощности может достигать 10 Ватт.

В качестве примера применения разработанного ключа предложена топология и проведено электромагнитное моделирование [8] МИС СВЧ пятиразрядного аттенюатора для частотного диапазона 5–15 ГГц на AlGaIn/GaN гетероструктурах. Реализация возможна по новой технологии с формированием слоя high-k диэлектрика нанометровой толщины на поверхности AlGaIn-структуры и изготовлением контактов с емкостной связью. Аттенюатор обеспечивает ослабление 1, 2, 4, 8 и 16 дБ в полосе частот от 5 до 15 ГГц и управление амплитудой сигнала в диапазоне 0–31 дБ с шагом 1 дБ. Предусмотрен технологический маршрут изготовления МИС СВЧ с проектными нормами 2 мкм, без формирования барьеров Шоттки и омических контактов; в цепи управления используется напряжение вместо постоянного тока.

3. Заключение

Предложена и реализована новая конструкция коммутирующих AlGaIn/GaN ключей СВЧ-диапазона 1-20 ГГц, мощностью до 5 Ватт, а также проведено электромагнитное моделирование твердотельных МИС аттенюаторов на их основе. Экспериментально установлено, что предложенная технология позволяет строить СВЧ-тракты с эффективной коммутацией - последовательно-параллельное включение ключей в ячейке МИС обеспечивает получение потерь в линии $-(0.6-0.8)$ дБ и, в перспективе, до -0.3 дБ в открытом состоянии; остаточное прохождение сигнала до -35 дБ в выключенном состоянии. Представлено сравнение характеристик предложенных устройств коммутации с решениями, выполненными по другим технологиям (p-i-n диоды, GaAs MMICs, Si CMOS ключи на подложках сапфира, RF MEMS, GaN MMICs). Дополнительным важным свойством предложенного твердотельного ключа является потенциально высокая радиационная стойкость за счет использования в качестве диэлектрического слоя HfO_2 и широкозонного полупроводника GaN, обладающих ионным типом связи.

Работы проводились в рамках Подпрограммы «Развитие промышленности редких и редкоземельных металлов» в НПП Пульсар и Программ FFZZ-2019-0004 и FFNN-2022-0019 для ФТИАН им. К.А. Валиева РАН.

Список литературы

1. P. Hindle. The state of RF and microwave switches. // Microwave J., 2010, Vol. 53, no. 11, pp. 20–36.
2. Патент RU 2 563 333 С2 от 28.01.2014. опубл. 20.09.2015.
3. Adonin, A.S., Evgrafov, A.Yu., Minnebaev, V.M., Perevezentsev, A.V., Chernykh, A.V., Myakon'kikh, A.V., Rogozhin, A.E., and Rudenko, K.V., Microwave switch without ohmic contacts based on AlGaIn/GaN heterostructures, Elektron. Tekh., Ser. 2: Poluprovodn. Prib., 2015, no. 4 (238), pp. 6–14.
4. Лукичев В.Ф., Мяконьких А.В., Рогожин А.Е., Руденко К.В., Семин Ю.Ф. Способ плазмо-стимулированного атомно-слоевого осаждения изолирующих диэлектрических покрытий на гетероструктурах нитрид-галлиевых полупроводниковых приборов. // Патент RU 2633894, приоритет от 24.06.2016.
5. Clemente, I.E. and Miakonkikh, A.V., Application of spectral ellipsometry to in situ diagnostics of atomic layer deposition of dielectrics on silicon and AlGaIn, in Proceedings of the International Conference on Micro and Nano-Electronics, Proc. SPIE, 2016, vol. 10224, p. 1022425.
6. Adonin A.S., Evgrafov A.Yu., Minnebaev V.M., Perevezentsev A.V., Chernykh A.V., Miakonkikh A.V., Rogozhin A.E., Rudenko K.V. Microwave S^3 HFET AlGaIn/GaN Switch Utilizing Contacts with Capacitive Coupling // 25th Int. Crimean conference "CriMiCo'2015" Conference proceedings. 2015. V. 2. P. 1244–1
7. Адонин А. С., Евграфов А. Ю., Миннебаев В. М., Иващенко Н. Г., Мяконьких А.В., Рогожин А.Е., Руденко К.В. Электромагнитное моделирование, технология и изготовление СВЧ S^3 MOSHFET переключателей на AlGaIn/GaN гетероструктурах. // Микроэлектроника, 2017, Т.46, №.6, С. 424-430. DOI: 10.7868/S0544126917060035.
8. А. С. Адонин, А. Ю. Евграфов, Ю. В. Колковский, В. М. Миннебаев. Электромагнитное моделирование монолитной интегральной схемы СВЧ аттенюатора на AlGaIn/GaN. // Микроэлектроника, 2021, Т. 50, № 3, с. 228–235. DOI: 10.31857/S0544126921020022

Экстракция переключательной малосигнальной модели 90 нм КМОП-транзистора

Помазанов А. В., Коколов А. А., Бабак Л. И.

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

Аннотация: В работе представлены результаты экстракции параметров малосигнальной ЭС для переключательного транзистора ($W = 200$ мкм, $N = 40$), изготовленного на отечественной 90 нм КМОП технологии. Полученная модель позволяет более точно описать поведение S -параметров в диапазоне до 40 ГГц в открытом и закрытом состояниях.

1. Введение

На настоящий момент, кремниевые технологии благодаря высокой интеграционной способности и низкой стоимости при массовом производстве, являются одним из повсеместно используемых техпроцессов для разработки многофункциональных СВЧ ИС, в том числе для управления фазой и амплитудой в системах АФАР [1]. Однако из-за высокой проводимости подложки, низкого напряжения пробоя и различных паразитных параметров кремниевых технологий сложно разрабатывать переключательные устройства такие как переключатели, аттенуаторы и фазовращатели с низкими вносимыми потерями, высокой развязкой и высокой допустимой мощностью сравнимой с устройствами, разработанными на GaAs.

Одним из главных ограничений КМОП транзисторов для переключательных устройств являются паразитные емкости, связанные с подложкой, которые приводят к увеличению вносимых потерь в СВЧ диапазоне. Для уменьшения влияния этих паразитных емкостей используется метод плавающего тела с тройным карманом [2], который позволяет отделить n-МОП транзистор от подложки. Другим методом является использование КНИ технологии (кремний на изоляторе) на основе высокоомной подложки, что позволяет значительно снизить потери и практически убрать паразитные емкости на подложку [3].

В нашей стране отсутствует продвинутое кремниевые технологии, специализированные для применения в СВЧ диапазоне (СВЧ КНИ, SiGe). Тем не менее, имеющаяся в России 90 нм РЧ КМОП технология обладает характеристиками, достаточными для получения типовых параметров большинства СВЧ ИС в полосе частот до 15-20 ГГц, что было продемонстрировано авторами в [4]. В данной работе представлены результаты по уточнению модели переключательного n-МОП-транзистора ($W = 200$ мкм, $N = 40$) в малосигнальном режиме по измеренным S -параметрам до 40 ГГц, изготовленного по 90 нм РЧ КМОП технологии (АО «Микрон»).

2. Описание модели переключательного транзистора

Переключательный КМОП-транзистор можно заменить эквивалентной схемой (ЭС) для включенного и выключенного состояния (рис. 1а и рис. 1б). Основными элементами, моделирующими транзистор в открытом и закрытом состояниях, являются сопротивление R_{on} и емкость C_{off} , а также емкости C_{gd} и C_{gs} , представляющие собой внутренние емкости транзистора. Через сопротивление R_g на транзистор подается управляющее напряжение $V_c = 0/1,2$ В. Отличительной особенностью представленной модели являются паразитные элементы, связанные с подложкой (C_{db} , C_{sb} , C_b , R_{sub}), которые значительно влияют на вносимые потери и изоляцию КМОП-транзистора в СВЧ диапазоне.



Рис. 1. ЭС переключательного КМОП-транзистора; б) в открытом состоянии; в) в закрытом состоянии

Начальные значения элементов представленной ЭС (рис. 1) могут быть вычислены путем решения Y -матрицы, описывающей малосигнальную модель, и далее уточнены при помощи оптимизации. На рис. 2 показано сравнение S -параметров предложенной малосигнальной ЭС, библиотечной нелинейной модели предоставленной фабрикой и измерений n -МОП транзистора ($W = 200$ мкм, $N = 40$), изготовленного на отечественной 90 нм КМОП-технологии.

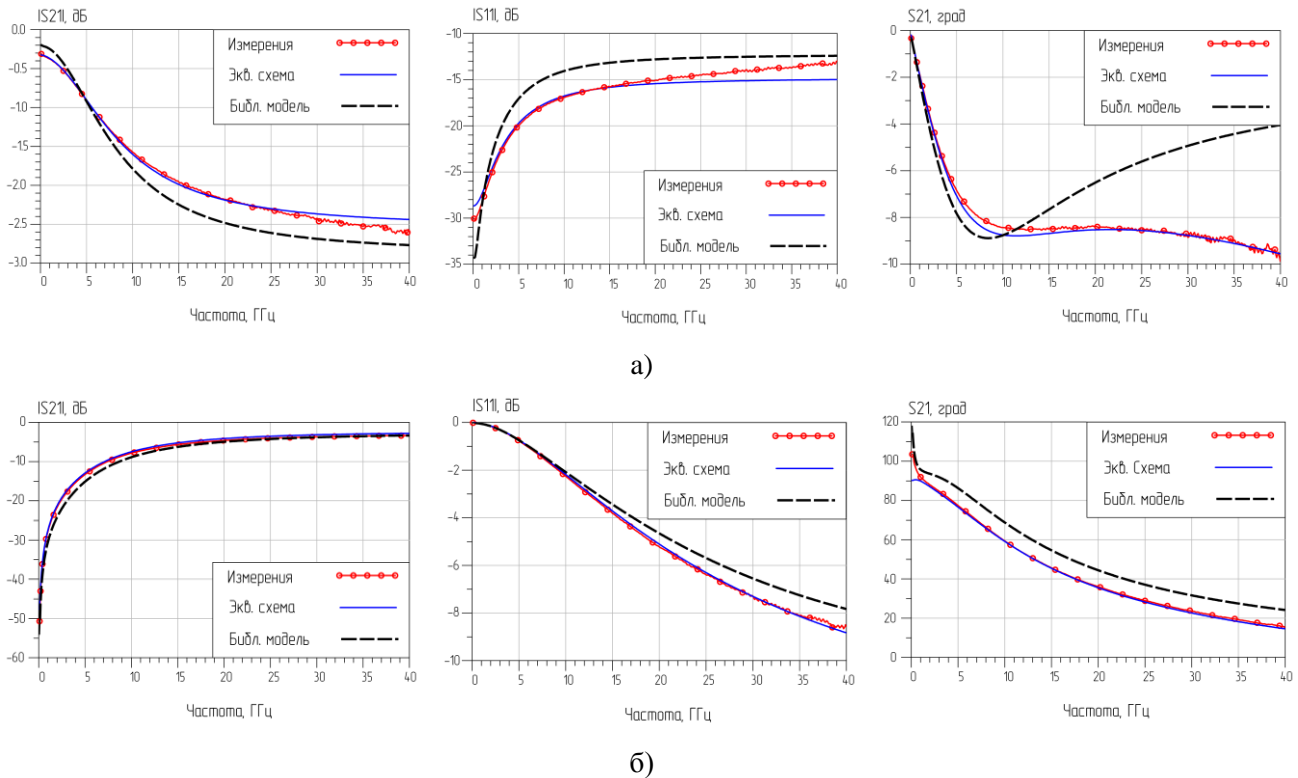


Рис. 2. Сравнение S -параметров ЭС переключающего транзистора, библиотечной модели и измерений: а) в открытом состоянии; б) в закрытом состоянии

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что применение малосигнальной модели позволяет повысить точность моделирования переключающего КМОП-транзистора до 40 ГГц.

3. Заключение

В данной работе представлены результаты экстракции параметров малосигнальной ЭС для переключающего транзистора ($W = 200$ мкм, $N = 40$), изготовленного на отечественной 90 нм КМОП технологии. Полученная ЭС для переключающего транзистора позволяет более точно описать поведение S -параметров в диапазоне до 40 ГГц.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Список литературы

1. Sim S. H., Jeon L., Kim G. A Compact X-Band Bi-Directional Phased-Array T/R Chipset in 0.13- μ m CMOS Technology // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 61, no. 1, pp. 562-569, Jan. 2013
2. Nguyen C. Radio-Frequency Integrated-Circuit Engineering // 2015.
3. Tinella C., Fournier J. M., Belot T., Кнопик V. A high-performance CMOS-SOI antenna switch for the 2.5-5-GHz band // IEEE Journal of Solid-State Circuits (Volume: 38, Issue: 7, July 2003).
4. Бабак Л.И., Панасенко П.В., Коколов А.А., Помазанов А.В., Шутов Е.С., Коряковцев А.С., Федоров Е.А., Шерман Ф.И. Комплект диаграммообразующих СВЧ ИС для приемо-передающих модулей X-диапазона с АФАР на основе отечественной 90 нм КМОП технологии // Наноиндустрия, Т. 13, № S4(99), 2020, с. 421-422.

Конструкция коротковолнового усилителя мощности с комбинированным охлаждением

Козачок Н. И.

ООО «ТПК Элсервис»

г. Москва, 125212, Кронштадтский бульвар, 5а, Российская Федерация

TPC-Elservice@yandex.ru

Аннотация: Рассмотрена конструкция усилителя КВ диапазона с комбинированным охлаждением с выходной мощностью ~ 4 кВт, работающего в диапазоне 1,5—30 МГц.

1. Введение

Усилитель состоит из двух блоков с типоразмером передних панелей 4U 19" стойки. Нижний блок — усилитель 4×1 кВт (четыре выхода по 1 кВт), верхний блок — блок суммирования сигналов, получаемых с выходов нижнего блока. Охлаждение нижнего блока — жидкостное; верхнего — воздушное (рис. 1). Материал настоящего доклада является развитием тематики создания оборудования радиотехнической разведки, радиоэлектронного подавления и блокирования радиолиний связи и управления [1].

2. Основная часть

Блок усилителя состоит из предварительного усилителя (рис. 2) с выходной мощностью 12 Вт по каждому из своих четырех выходов. Это достигается путем деления выходной мощности сигнала с транзистора MRFE6VP100H на четыре плеча. При этом мощность сигнала на выходе транзистора поддерживается постоянной (с помощью автоматической регулировки усиления) при изменении уровня входного сигнала в пределах $10 \text{ мВт} \pm 10 \text{ дБ}$.

Сигналы с выходов предварительного усилителя усиливаются на транзисторах MRF1X1K80H до выходной мощности 1,1 кВт (коэффициент усиления 20 дБ, коэффициент полезного действия $\geq 50\%$ в диапазоне частот 1,5—30 МГц) и поступают через направленный ответвитель (НО) на N-разъемы, расположенные на лицевой панели блока усилителя (НО и детекторы позволяют контролировать выходную мощность и КСВ нагрузки каждого из четырех транзисторов MRF1X1 через коммутатор, плату управления и индикатор).

Сигналы с выхода блока усилителя поступают в блок суммирования (рис. 3). Перед суммированием производится фильтрация третьей гармоники, в результате чего уровень гармоник в выходном сигнале блока суммирования не превышает значение минус 30 дБ относительно сигнала (используется безотражательный фильтр с переключением диапазонов (рис. 4)). Сигнал после суммирования с выходной мощностью ~ 4 кВт поступает через НО на выходной разъем 7/16 (НО по выходному сигналу блока суммирования + детекторы позволяет контролировать суммарную мощность сигнала, подаваемую на антенный тракт и КСВн антенного тракта; сигналы с детектора падающей и отраженной волны в блоке суммирования поступают через разъем РС 10 в блок усилителя на плату управления).

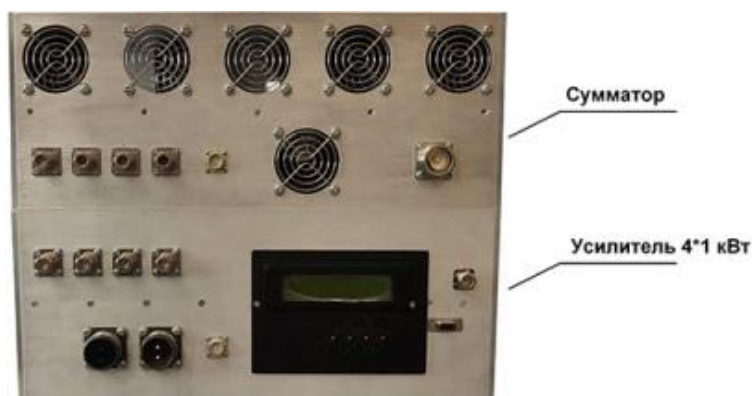


Рис. 1. Внешний вид передней панели усилителя мощности

3. Заключение

Разработанный усилитель HF диапазона дополняет линейку усилителей с мощностью $P_{\text{вых.}} \geq 1$ кВт, выпускаемых ООО «ТПК Элсервис» в диапазоне частот от 1,5 МГц до 1200 МГц.

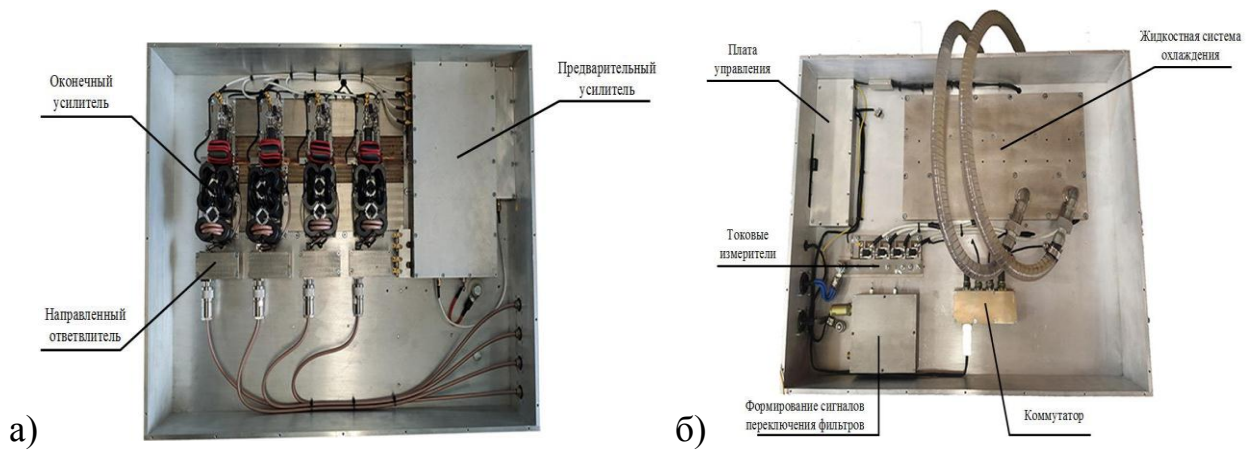


Рис. 2. Внешний вид модулей усилителя мощности: а) модули предварительного усилителя, выходных каскадов и направленных ответвителей; б) модули жидкостного охлаждения, управления, измерения и коммутации



Рис. 3. Внешний вид передней панели усилителя мощности

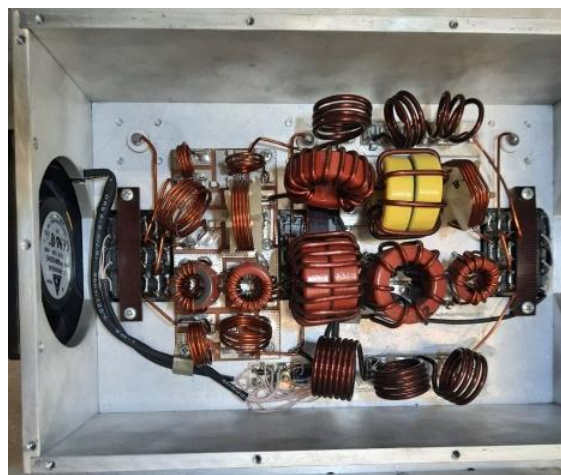


Рис. 4. Внешний вид передней панели усилителя мощности

Список литературы

1. Водяных А. А., Бритков А. В., Горбанов Н. А. и др. Конструкторские решения и интерфейсы оборудования радиотехнической разведки, радиоэлектронного подавления и блокирования радиолиний связи и управления // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2020. Т. 3, № 1. С. 41—62.

Резонатор мощного многолучевого широкополосного клистрона X-диапазона с метаматериалом

Галдецкий А.В.

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

Аннотация: Рассмотрен новый тип резонаторов для многолучевых клистронов X-диапазона, содержащий индуктивную вставку в пространстве взаимодействия. Получены электродинамические характеристики резонатора. Показано, что при компактной конструкции резонатор, работающий на основном виде колебаний, позволяет обеспечить однородное поле для 46 лучей. При этом характеристическое сопротивление в пересчете на луч заметно выше чем у традиционного резонатора, работающего на высшем виде колебаний.

Введение

Мощные многолучевые широкополосные клистроны широко применяются в радиолокации и связи. При этом основные усилия разработчиков направлены на расширение полосы частот и повышение мощности, при ограниченном напряжении питания. Увеличение числа лучей позволяет расширить полосу частот, повысить мощность или уменьшить требования к величине напряжения питания [1]. Дополнительного увеличения мощности можно добиться при увеличении числа лучей и работе резонаторов на высших видах колебаний. Расширение полосы частот можно получить за счет повышения характеристического сопротивления резонаторов в многозачорных конструкциях. Однако эти возможности в настоящее время практически исчерпаны. Ранее было показано [2], что использование метаматериала в зазоре резонаторов сверхмощных клистронов S-диапазона позволяет увеличить число лучей и повысить выходную мощность, работая на основном виде колебаний. Поэтому представляет интерес исследование возможности повышения мощности и расширения полосы частот широкополосных клистронов X-диапазона.

Резонатор X-диапазона с метаматериалом

В работе рассмотрена конструкция резонаторов 46-лучевого клистрона с индуктивной вставкой, настроенного на частоту 10 ГГц (Рис. 1).

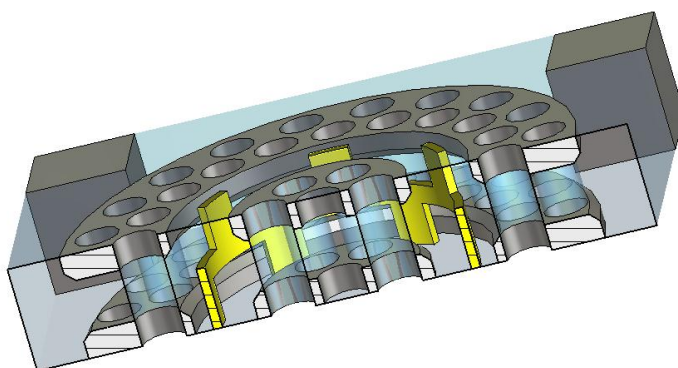


Рис. 1. Вакуумная часть резонатора с индуктивной вставкой в разрезе.

Индуктивная вставка позволяет, работая на основном виде колебаний тороидального резонатора, расширить область взаимодействия, не жертвуя однородностью вч поля в области взаимодействия. «Квадратная» (а не цилиндрическая) вакуумная полость выбрана для того, чтобы облегчить размещение узла настройки резонатора и элементов связи с трактом.

Распределение амплитуды электрического поля по азимуту для внутреннего, среднего и внешнего колец лучей (Рис. 2) демонстрирует высокую однородность поля, несмотря на большой диаметр втулки резонатора $29 \text{ мм} = 0.97\lambda$.

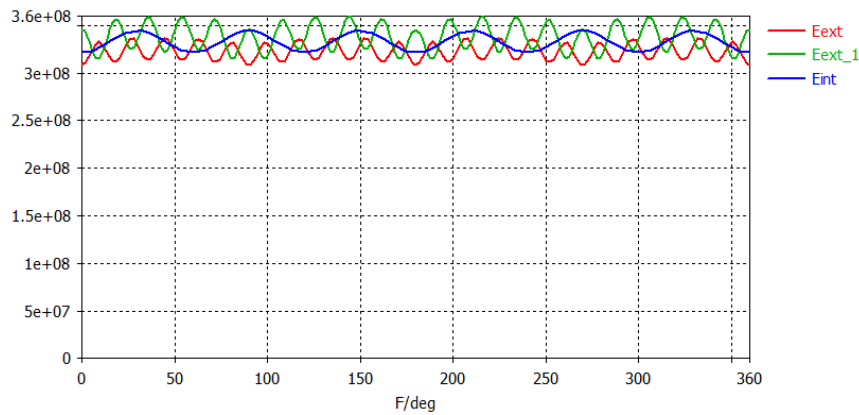


Рис. 1. Азимутальная зависимость вч поля на внутреннем и внешнем кольцах лучей.

Несмотря на сильное нарушение аксиальной симметрии резонатора поля во всех каналах практически идентичны.

Для характеристики достижимой полосы частот усиления клистронов можно ввести параметр качества резонатора (импеданс на луч) в виде $N\rho$, где N – число лучей, ρ – характеристическое сопротивление. Для рассмотренной конструкции величина ρ составляет 9.2, 9.6 и 10 Ом, а параметр качества – 437 Ом. Это превосходит параметр качества традиционного резонатора 352 Ом, работающего на высшем виде колебаний и содержащего 24 луча.

Отметим, что расстояние от оси крайнего луча до центра резонатора составляет 12.7 мм, в то время как в резонаторе на высшем виде колебаний с вдвое меньшим числом лучей оно равно 14.23 мм. Это приведет к снижению поперечных составляющих магнитного поля и, следовательно, к пониженному токооседанию в клистроне с новым типом резонаторов.

Заключение

На основе проведенного моделирования показана возможность создания для клистронов X-диапазона тороидального резонатора, работающего на основном виде колебаний и допускающего размещение 46 лучей. Резонатор обеспечивает равные амплитуды поля для всех лучей и повышенный параметр качества, что дает возможность расширения рабочей полосы частот и выходной мощности. Возможен дальнейший рост числа лучей и выходной мощности при дальнейшем увеличении числа индуктивных вставок и втулок с дополнительными каналами для лучей.

Список литературы

1. Фрейдович И.А. и др. Перспективы развития многолучевых клистронов //Материалы III Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург. – 2014. – С. 25.
2. Galdetskiy A.V. On prospects of output power increasing in low-voltage multibeam klystrons for electron accelerators Infocommunications and Radio Technologies. 2022; (5)1:93-100. DOI: 10.29039/2587-9936.2022.05.1.07.

Исследование параметров выходных систем сверхмощных клистронов S-диапазона

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

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
e-mail: savinan01@yandex.ru

Аннотация: Приведены результаты теоретического исследования параметров различных конструкций выходной системы сверхмощного клистронов S-диапазона частот. Предложена конструкция выходной системы с двумя индуктивными щелями связи, обеспечивающая широкий диапазон нагруженных добротностей и симметрию распределения электрического поля в области пространства взаимодействия с электронным потоком. Показано, что данная конструкция имеет высокую эффективность и позволяет работать с повышенными мощностями.

1. Введение

Одним из актуальных направлений в современной вакуумной электронике является создание сверхмощных клистронов (СМК) с импульсной мощностью $P_{имп} = 10 \div 50$ МВт для использования в системах накачки линейных ускорителей частиц [1]. При этом особого внимания требует разработка эффективной выходной системы СМК, образуемой выходным резонатором и системой отбора мощности от него.

К выходным системам СМК, как правило, предъявляются противоречивые требования: она должна обеспечивать максимально возможный отбор СВЧ энергии от сгруппированного электронного потока для получения высокого КПД и при этом иметь значительную электропрочность для передачи больших уровней мощности [2].

Указанная задача решается на этапе разработки подбором оптимальных значений таких параметров выходной системы СМК, как нагруженная добротность Q_n , характеристическое сопротивление ρ нагруженного выходного резонатора на частоте f_0 рабочего вида колебания, а также выбором конструкции выходной системы, обеспечивающей низкие значения электрического поля в её полости и поверхностных токов для предотвращения СВЧ пробоев и перегревов.

Работа посвящена исследованию параметров вариантов конструкций выходной системы СМК, как традиционно используемых при создании СМК S-диапазона частот, так и предложенной авторами.

2. Объекты и результаты исследования

Исследовались параметры традиционных в СМК S-диапазона с импульсной мощностью $P_{имп} = 10 \div 20$ МВт выходных систем, в которых отбор СВЧ энергии от сгруппированного электронного потока в выходной прямоугольный волновод 2 осуществляется посредством одной ёмкостной 3 или индуктивной 4 щели связи, расположенной на боковой стенке выходного резонатора 1 (рис. 1а,б).

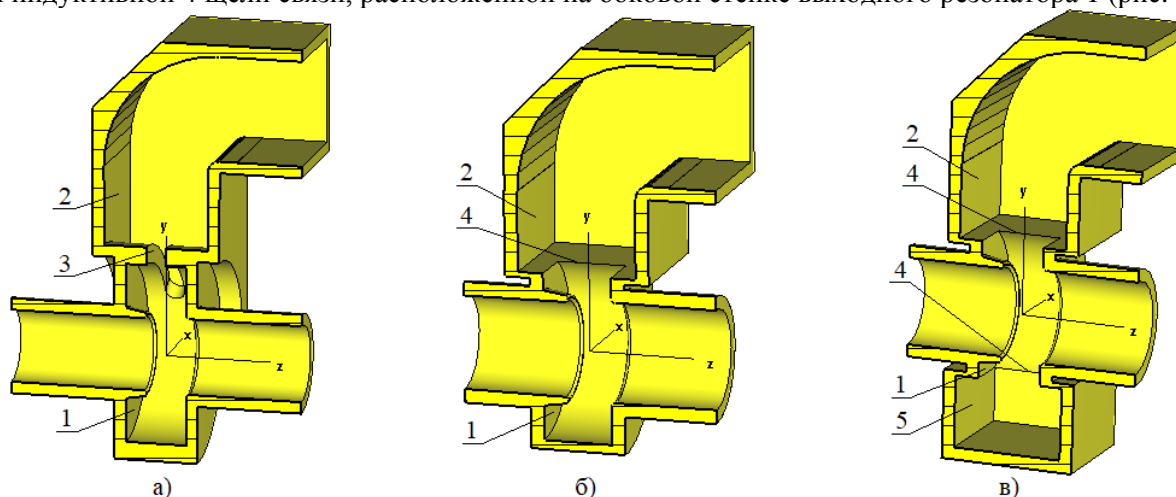


Рис. 1. Выходная система СМК с одной ёмкостной щелью связи (а), с одной индуктивной щелью связи (б) и с двумя индуктивными щелями связи (в): 1 – выходной резонатор; 2 – выходной прямоугольный волновод; 3 – ёмкостная щель связи; 4 – индуктивные щели связи; 5 – закороченный отрезок прямоугольного волновода

Исследовалась также выходная система СМК с индуктивной щелью связи 4 (рис. 1б), с присоединённым через аналогичную щель закороченным отрезком прямоугольного волновода 5 (рис. 1в).

Рассматривались выходные системы СМК имеющие одну рабочую частоту f_0 , нагруженную добротность $Q_n = 23$ при одинаковом пространстве взаимодействия (зазор, пролётный канал, высота резонатора). На рис. 2 для каждой конструкции выходной системы приведены рассчитанные в программе 3D моделирования методом конечных элементов распределения полей в критических с точки зрения СВЧ пробоев областях: в зазоре выходного резонатора и щели связи с выходным волноводом.

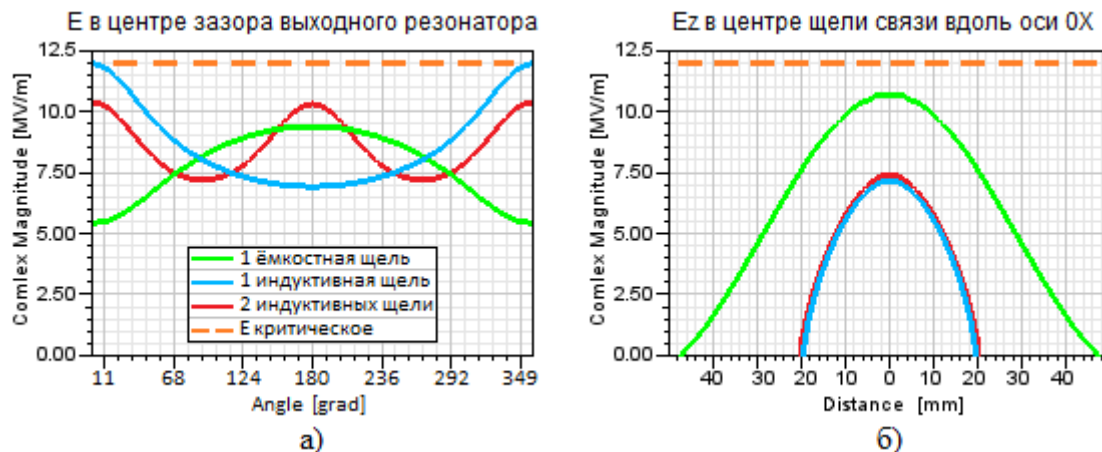


Рис. 2. Комплексные амплитуды электрического поля в центре зазора (а) резонатора и продольной компоненты электрического поля в центре щели связи вдоль оси OX (б) исследуемых выходных систем СМК, имеющих $Q_n=23$ на рабочей частоте f_0 при $P_{\text{вых}}=20$ МВт.

Как видно, наличие дополнительного закороченного отрезка прямоугольного волновода значительно снижает азимутальную неоднородность электрического поля в области его взаимодействия с электронным потоком по сравнению с выходными системами СМК, имеющими одну щель связи (рис. 2а). При этом электрические поля в области индуктивных щелей связи значительно ниже поля в ёмкостной щели связи (рис. 2б). Пунктирной линией на рис. 2 обозначен критический уровень напряжённости электрического поля, превышение которого вызывает СВЧ пробой в вакууме [3].

В табл. 1 приведены рассчитанные для оценки эффективности взаимодействия характеристические сопротивления ρ нагруженного выходного резонатора и предельные величины выходной мощности $P_{\text{вых}}$, обусловленные особенностями рассматриваемых выходных систем СМК.

Таблица 1.

Энергетические параметры исследуемых конструкций выходной системы СМК.

Тип выходной системы СМК	Характеристическое сопротивление ρ , Ом	Предельная $P_{\text{вых}}$, ограниченная зазором, МВт	Предельная $P_{\text{вых}}$, ограниченная щелью связи, МВт
1 ёмкостная щель	64.6	32.6	25.2
1 индуктивная щель	78.8	20.0	55.9
2 индуктивных щели	78.1	27.0	52.4

Как следует из табл. 1, применение в выходной системе СМК индуктивных щелей вместо ёмкостных позволяет увеличить в 2 раза передаваемую на выход мощность и при одинаковых размерах области взаимодействия в выходном резонаторе значительно повысить его характеристическое сопротивление ρ и соответственно КПД СМК.

3. Заключение

По результатам теоретического исследования установлено, что при оптимальном выборе параметров, обеспечивающем баланс между эффективностью и надёжностью, предложенная выходная система СМК с двумя индуктивными щелями связи и дополнительным закороченным отрезком волновода за счёт снижения азимутальной неоднородности электрического поля в области его взаимодействия с электронным потоком позволяет работать с повышенными мощностями и увеличить КПД.

Список литературы

- CHAPTER 5. X-band RF power sources // ISG Progress Report. – April, 2000. – P. 150 – 175.
- Faillon G.J. THOMSON high peak power klystrons / PS Klystron Modulator Technical Meeting. October 7th and 8th 1991. – Cern. – P. 239.
- Галдецкий А.В., Савин А.Н., Ключников Н.А. Вывод энергии баночного типа сверхмощного клистрона S-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2020. – Вып. 4(547). – С. 64 – 75.

Метод определения угла тангажа летательного аппарата в радиомаячных системах навигации¹

Гулько В.Л., Мещеряков А.А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
gulkovl@rts.tusur.ru

Аннотация: Рассмотрен поляризационно-фазовый метод определения угла тангажа летательного аппарата по горизонтально поляризованным сигналам радиомаяка. Оценка угла тангажа летательного аппарата производится при боковом приеме сигналов радиомаяка на борту летательного аппарата в круговом поляризационном базисе по разности фаз ортогонально поляризованных по кругу составляющих принятых сигналов. Приведены аналитические выражения для определения угла тангажа летательного аппарата.

1. Введение

В современных радиомаячных системах (РМС) навигации такие навигационные элементы летательного аппарата (ЛА) как крен и тангаж, определяющие перемещение ЛА относительно его центра масс не измеряются [1, 2]. Последнее обусловлено тем, что излучаемые радиомаяком сигналы рассматриваются как скалярные величины (функции времени) и используются их амплитудные, частотные или фазовые характеристики [3]. Векторная же природа сигналов, связанная с его поляризационной структурой, как «носитель» угловой навигационной информации ЛА не используется. В практической навигации для измерения углов крена и тангажа ЛА используются дорогостоящие бортовые автономные гироскопические системы ориентации [4], в которых с течением времени происходит постоянное накапливание ошибок измерений [3, 4]. В [5] был предложен поляризационно-амплитудный метод определения угла тангажа ЛА с использованием горизонтально поляризованных сигналов радиомаяка. Боковой, по отношению к направлению движения ЛА, прием сигналов радиомаяка осуществлялся в линейном поляризационном базисе. Орты поляризационного базиса составляли угол $\pi/4$ с вертикальной и продольной строительными осями ЛА. Оценка угла тангажа ЛА производилась на выходе приемника по отношению амплитуд синфазных ортогонально линейно поляризованных составляющих принятых сигналов радиомаяка. Недостаток метода заключался в необходимости строгой ориентации ортов поляризационного базиса по отношению к строительным осям ЛА под углом $\pi/4$ для исключения ошибок измерения угла тангажа.

2. Поляризационно - фазовый метод определения угла тангажа ЛА

Сущность поляризационно-фазового метода определения угла тангажа ЛА заключается в следующем.

Предположим, что радиомаяк из точки с известными координатами излучает горизонтально поляризованную электромагнитную волну, вектор электрического поля \vec{E} которой совпадает с горизонтальной плоскостью. Представим горизонтально поляризованную волну в линейном поляризационном базисе, (опуская временную зависимость), вектором Джонса в виде [6]

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Предположим, что ЛА движется перпендикулярно направлению излучения электромагнитных волн и бортовая приемная антенна осуществляет их боковой прием. При этом ось симметрии диаграммы направленности приемной антенны ориентирована перпендикулярно направлению движения ЛА.

Допустим, что на борту ЛА приемная антенна осуществляет прием горизонтально поляризованных сигналов радиомаяка в круговом поляризационном базисе [6]. Круговой поляризационный базис позволяет разделить (разложить) принятые горизонтально поляризованные сигналы (1) на две ортогонально поляризованные по кругу составляющие сигналов левого \dot{E}_L и правого \dot{E}_R направления вращения. Технически круговой поляризационный базис может быть реализован путем двух вложенных друг в друга спиральных антенн противоположного направления вращения [6].

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2023-0014.

Найдем амплитуды A_L и A_R , а также фазы φ_L и φ_R ортогонально поляризованных по кругу составляющих сигналов \dot{E}_L и \dot{E}_R и установим их связь с углом тангажа ξ ЛА.

Для установления этой связи воспользуемся векторами и матрицами Джонса [6]. Тогда ортогонально поляризованные по кругу составляющие сигналов \dot{E}_L и \dot{E}_R на выходах кругового поляризационного разделителя, на борту ЛА, имеющего в общем случае тангаж $\pm\xi$ могут быть определены в виде [7]

$$\dot{E}_L(\pm\xi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\cos \xi \mp j \sin \xi), \quad (2)$$

$$\dot{E}_R(\pm\xi) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\cos \xi \pm j \sin \xi). \quad (3)$$

Амплитуды A_L и A_R , а также фазы φ_L и φ_R сигналов (2) и (3) определяются как:

$$A_R = A_L = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (4)$$

$$\varphi_L(\pm\xi) = \mp \arctg \frac{\sin \xi}{\cos \xi}, \quad (5)$$

$$\varphi_R(\pm\xi) = \pm \arctg \frac{\sin \xi}{\cos \xi}. \quad (6)$$

Разность фаз $\Delta\varphi_{RL}$ будет иметь вид

$$\Delta\varphi_{RL} = \pm 2\xi. \quad (7)$$

Откуда следует, что

$$\xi[\text{rad}] = \pm \frac{\Delta\varphi_{RL}}{2}, \quad (8)$$

знак «+» - соответствует положительному углу тангажа ξ ЛА, когда продольная ось ЛА находится выше горизонтальной плоскости;

знак «-» - соответствует отрицательному углу тангажа ξ ЛА, когда продольная ось ЛА находится ниже горизонтальной плоскости.

Из анализа (4) и (8) следует, что амплитуды A_L и A_R составляющих сигналов \dot{E}_L и \dot{E}_R равны между собой и не зависят от угла тангажа ξ ЛА. В тоже время их разность фаз $\Delta\varphi_{RL}$ определяется только углом тангажа ξ ЛА.

3. Заключение

Предложенный метод определения угла тангажа ЛА не имеет постоянного накапливания с течением времени ошибки измерений и может быть использован совместно с инерциальными средствами измерений, что несомненно повысит достоверность получаемой навигационной информации и повысит безопасность судовождения на этапе посадки ЛА.

Список литературы

1. Skrypnik O.N. Radio Navigation Systems for Airports and Airways. Singapore: Springer, 2019. 226 p.
2. Bestugin A.R., Eshenko A.A., Filin A.D., Plyasovskikh A.P., Shatrakov AY., Shatrakov Y.G. Air Traffic Control Automated Systems. Singapore: Springer, 2020. 271 p.
3. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. Москва: Радио и связь, 1985. 344 с.
4. Пельпор Д.С., Ягодкин В.В. Гироскопические системы. Москва: Высшая школа, 1977. 216 с.
5. Gulko V.L., Mescheryakov A.A. Amplitude-polarization method of a aircraft pitch detection // Telecommunications and Radio Engineering. 2022. Vol. 81. No. 1, P. 33-39.
6. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов. Москва: Радиотехника, 2005. 704 с.
7. Гулько В.Л. Пат. 2528170 Способ измерения угла тангажа летательного аппарата и радионавигационная система для его реализации. Оpubл. В Б.И., 2014. №25.

Радиомаяк с функцией проверки и калибровки бортовых приемников радиомаячной системы инструментальной посадки самолётов

¹ Васнев А.Г., ² Войтович Н.И., ² Жданов Б.В., ² Зотов А.В., ² Суворов П.В.
¹ Филиал ВУНЦ ВВС "ВВА" в г. Челябинске, Российская Федерация, tolantmb2009@rambler.ru
² ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)», г. Челябинск, проспект Ленина, 87, Российская Федерация, voytovichni@mail.ru

Аннотация: Предложен новый метод проверки и калибровки бортового оборудования радиомаячной системы инструментальной посадки воздушных судов. Предложенный метод основан на расширении функциональных возможностей радиомаяка (глиссадного, курсового) путём внедрения в него нового режима работы.

1. Введение

Получение экипажем самолёта непрерывной информации о стороне и степени отклонений самолёта от заданной линии планирования, которые возможны при посадке, обеспечивает радиомаячная система инструментальной посадки самолётов (РМС), включающая в себя курсовой и глиссадный радиомаяки (КРМ и ГРМ) и бортовое оборудование [1].

Работа самолётной аппаратуры с КРМ и ГРМ заключается в сравнении величин сигналов, принимаемых бортовым приёмником, с частотами модуляции радиомаяков посадочной радиомаячной группы (ПРМГ) 2100 Гц и 1300 Гц. Индикация на самолёте производится с помощью двухстрелочного прибора, вертикальная стрелка которого показывает и степень отклонения самолёта от заданной плоскости курса, а горизонтальная стрелка сторону и степень отклонения от заданной плоскости планирования (поверхности глиссады) [2,3].

Характеристиками КРМ и ГРМ контролируются непрерывно с помощью собственного встроенного, апертурного и вынесенного контроля [4]. Характеристики бортового оборудования проверяются при проведении 12 месячных регламентных работ. Дополнительная проверка может выполняться на исполнительном старте, предшествующем взлёту самолёта. Однако такая проверка не гарантирует исправность всего бортового посадочного оборудования на частотах КРМ и ГРМ. Поэтому важно иметь дополнительные средства для оперативной проверки бортового оборудования.

Авторами предложено расширить функциональные возможности ГРМ и КРМ, а именно так, чтобы радиомаяк позволил оперативное проведение проверки и калибровки бортовых приемников радиомаячной системы посадки ПРМГ.

2. Устройство радиомаяка с функцией проверки и калибровки бортовых приёмников

Предлагаемый способ проверки и калибровки бортовых приемников радиомаячной системы посадки воздушных судов (далее, бортовых приёмников) реализуется через радиомаяк с функцией проверки и калибровки бортовых приемников. Блок-схема радиомаяка приведена на фиг. 1а), б).

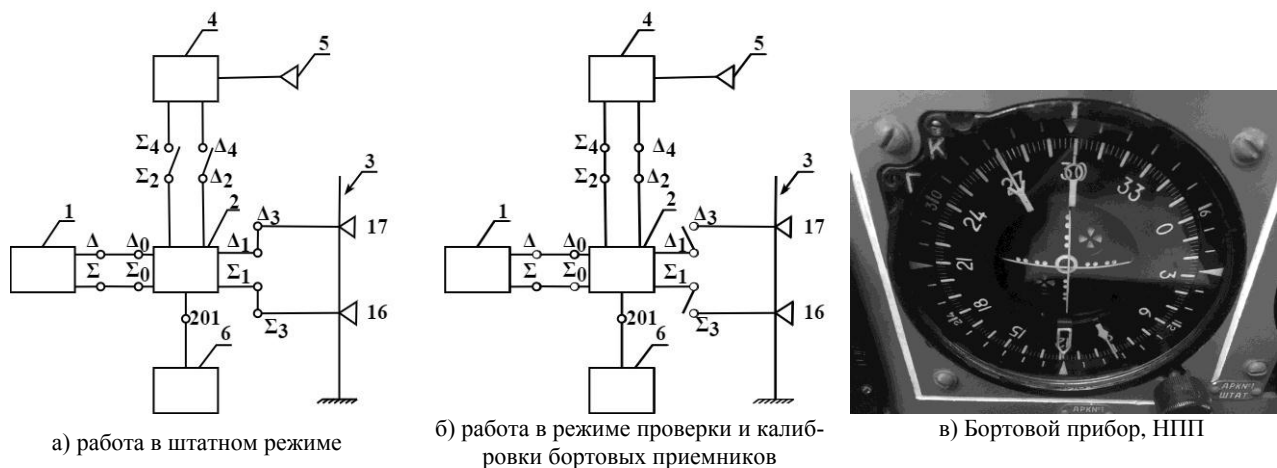


Рис. 1 Блок-схема радиомаяка с функцией проверки и калибровки бортовых приемников радиомаячной системы инструментальной посадки самолётов; 1-устройство формирования сигналов посадки формата ПРМГ; 2-фидерный переключатель; 3-глиссадная (курсовая) антенна; 4-сумматор; 5-передающая антенна; 6-блок управления.

В штатном режиме (рис.1а) предложенное устройство формирует глиссаду (линию курса) для обеспечения инструментального захода воздушных судов на посадку.

3. Работа радиомаяка формата ПРМГ в режиме проверки или калибровки бортовых приемников

На выходах Σ и Δ устройства 1 и, соответственно на входах Σ_4 , Δ_4 сумматора 4, сигналы $U_{\Delta}(t)$ и $U_{\Sigma}(t)$ имеют вид:

$$U_{\Delta}(t) = a[U_{2100}(t) - U_{1300}(t)] \cos \omega t \quad (1)$$

$$U_{\Sigma}(t) = [U_{2100}(t) + U_{1300}(t)] \cos \omega t \quad (2)$$

где t - время, a - постоянный коэффициент, ω - круговая частота колебаний несущей, $U_{2100}(t)$, $U_{1300}(t)$ - огибающие пачек импульсов с частотами следования 2100 и 1300 Гц.

Сигнал на выходе сумматора имеет вид

$$U_{\text{сум}}(t) = U_{2100}(t) \cos \omega t + AaU_{2100}(t) \cos(\omega t + \phi) + U_{1300}(t) \cos \omega t - AaU_{1300}(t) \cos(\omega t + \phi) \quad (3)$$

где A и ϕ - амплитуда и фаза коэффициента регулировки сумматора 4.

Бортовой приёмник выделит сигналы с амплитудами, пропорциональными

$$U_{1300} = \sqrt{1 + (Aa)^2 - 2Aa \cos \phi} \approx 1 - Aa \cos \phi \quad (4)$$

$$U_{2100} = \sqrt{1 + (Aa)^2 + 2Aa \cos \phi} \approx 1 + Aa \cos \phi \quad (5)$$

Соответственно,

$$KPC = \frac{U_{2100} - U_{1300}}{U_{2100} + U_{1300}} = aA \cos \phi \quad (6)$$

Изменением величины aA и ϕ устанавливаются значения KPC в заданных пределах.

4. Эксперименты

Эксперименты выполнены на одном из ГРМ на действующем аэродроме. Дополнительно к ГРМ использована рупорная антенна, ориентированная максимумом диаграммы направленности на стоянку самолётов. На антенну поступал сигнал с заданным значением KPC . Эксперименты выполнены с бортовыми устройствами на трёх воздушных судах. Результаты эксперимента подтвердили эффективность контроля бортового оборудования путём излучения ГРМ сигналов с заданным KPC .

5. Заключение

Решена задача оперативной проверки и калибровки бортовых приемников радиомаячной системы обеспечения инструментального захода воздушных судов на посадку путём формирования посадочных радиосигналов с заданными значениями информационного параметра на основе сигналов радиомаяка, излучении сформированных сигналов в окружающее пространство и приёме их бортовым приемником системы посадки. Проверка оказывается возможной во время предварительной подготовки самолёта, что существенно снижает вероятность его выхода в полет с неисправной бортовой посадочной аппаратурой. Реализация способа и радиомаяка с дополнительной функцией проверки и калибровки бортовых приемников повышает целостность систем радиомаячных систем посадки.

Список литературы

1. Пахолков Г.А., Кашинов В.В. и др. Угломерные радиотехнические системы посадки. — М.: Транспорт. — 1982.
2. Сосновский А. А., Хаймович И. А., Шолупов Е. И. Радиомаячные системы посадки самолётов, М.:Машиностроение, 1974.
3. ГОСТ 15827-70 «Системы радиомаячные дециметрового диапазона второй категории инструментального захода самолётов на посадку».
4. Игонин Н.Н., Тиц С.Н. Техническое обслуживание навигационно-посадочной системы самолета ЯК-42. Методические указания. Самарский государственный аэрокосмический университет им. академика С.П. Королёва, г. Самара, 2005 г., 24 с.

Анализ статистических характеристик системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов¹

¹ Дмитриев А. С., ¹ Рыжов А. И., ¹ Сьерра-Теран К. М.

¹ Институт радиотехники и электроники им В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая 11/7, Российская Федерация
mef.box@mail.ru

Аннотация: В работе проведён анализ статистических характеристик системы относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов в канале связи с аддитивным белым гауссовским шумом, где хаотический сигнал задаётся различными распределениями мгновенных значений. Показано, что предложенная система работает эффективно при больших значениях коэффициента процессинга, и с увеличением коэффициента процессинга нивелируется зависимость помехоустойчивости от конкретного вида статистического распределения хаотического сигнала.

1. Введение

Так же, как и в прямохаотической системе связи с энергетическим приемом [1-5], носителем информации в схеме прямохаотической относительной передачи информации (DC², Direct Chaotic Differentially Coherent) являются хаотические радиоимпульсы. Хаотический сигнал имеет шумоподобную реализацию и быстро спадающую функцию автокорреляции. Эти ключевые свойства используются в рассматриваемой схеме относительной передачи информации. Полоса частот хаотического радиоимпульса определяется полосой частот исходного хаотического сигнала, и в широких пределах изменения длины импульса не зависит от его длительности.

Для схемы DC² важной характеристикой является время автокорреляции хаотического радиоимпульса, которое обратно пропорционально полосе частот хаотического сигнала $\Delta\tau \sim 1/\Delta F$. Если хаотический радиоимпульс сместить относительно себя на время большее, чем время автокорреляции, то можно эти два радиоимпульса рассматривать как некоррелированные. Эта особенность лежит в основе схемы DC² для модуляции и передачи данных.

Рассматриваемая схема передачи данных относится к относительному когерентному приёму, где, в отличие от классической схемы когерентного приёма, копия передаваемого сигнала не хранится в приёмнике, а пересылается по радиоканалу.

2. Модель приёма сигнала

При исследовании процесса приема схемы DC² рассматривается следующая модель ее функционирования [6].

Пусть $S_k(t)$ – k -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (их необходимо индексировать, поскольку, в силу хаотичности, они все разные); $\alpha_k \in \{-1, 1\}$ – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче k -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

$$Y_k(t) = (\alpha_k S_k(t) + S_k(t - \tau))/2, \quad (1)$$

В приемнике, при отсутствии шумов, импульс на выходе блока перемножения, соответствующий k -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид:

$$Z_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt \right] / 4 + \theta_k(t), \quad (2)$$

где

$$\theta_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt \right] / 4. \quad (3)$$

Составляющая $\theta_k(t)$ сигнала (3) представляет собой шум, создаваемый самой схемой. Поскольку время задержки τ превышает время автокорреляции, все компоненты $\theta_k(t)$ будут существенно меньшими по сравнению с первым членом в выражении (2), являющимся полезным сигналом. Таким образом, знак α_k («+» или «-») определяет и знак $Z_k(t)$. Сигнал с выхода интегратора поступает на блок принятия решения, где осуществляется его сравнение с нулевым порогом. По знаку определяется значение выходного двоичного информационного символа.

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 23-29-00070)

3. Статистическое моделирование помехоустойчивости

Для численного анализа помехоустойчивости схемы DC^2 используется дискретная модель сигнала во времени, где хаотический сигнал формируется псевдослучайными отсчетами, соответствующими трём различным распределениям (нормальному, равномерному и телеграфному), покрывающим типичные случаи распределения мгновенных значений сигналов.

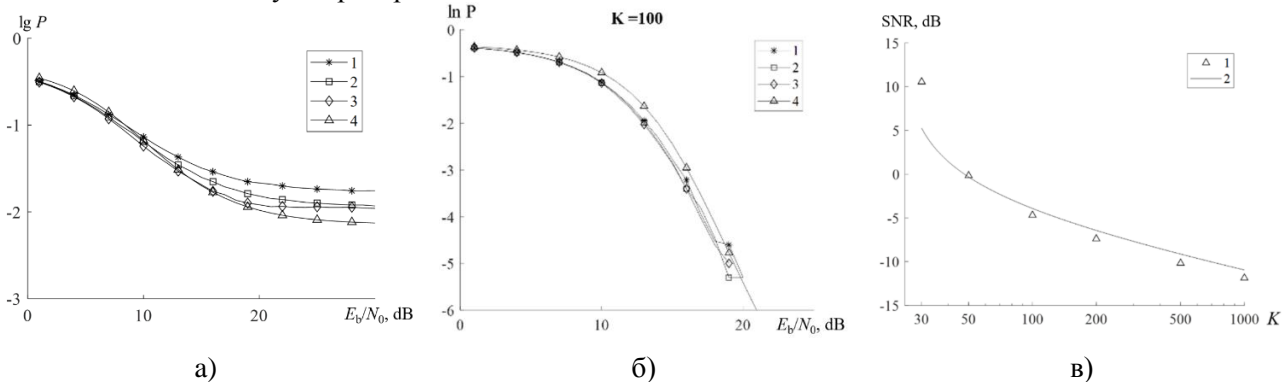


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки от E_b/N_0 при значении коэффициента процессинга $K = 15$ (а) и $K=100$ (б). Кривая 1 соответствует компьютерному расчету с гауссовским распределением, 2 – с равномерным распределением, 3 – с телеграфным распределением, а кривая 4 – аналитической оценке; в) – график зависимости SNR от коэффициента процессинга, позволяющий получать вероятности ошибки $P = 10^{-3}$, кривая 1 соответствует компьютерному эксперименту (гауссовское распределение), а 2 – аналитической оценке.

Моделирование помехоустойчивости схемы связи проводилось для различных значений коэффициента процессинга K , результаты для $K=15$ и 100 приведены на рис 1а и рис 1б на примере графиков зависимости вероятности ошибки от отношения энергии на бит к спектральной плотности гауссовского полосового шума. Следует отметить, что при малых коэффициентах процессинга ($K=15$) модели хаотического сигнала с телеграфным и равномерным распределениями более помехоустойчивы по отношению к модели с гауссовским распределением (рис 1а), однако ни одно из них не позволяет достичь вероятность ошибки меньше $P < 10^{-3}$. По рис. 1б можно сделать вывод, что с увеличением коэффициента процессинга зависимость результатов моделирования от типа распределения модели хаотического сигнала нивелируется, при этом достигаются значения вероятности ошибки 10^{-3} и ниже. Также стоит отметить, что в соответствии с рис. 1в с ростом значения коэффициента процессинга уменьшается необходимое отношение сигнал/шум (SNR), обеспечивающее в системе связи вероятность ошибки $P = 10^{-3}$, что делает выгодным использование сигналов с большой базой в прямохаотической относительной схеме передачи информации с точки зрения скрытности и работы ниже уровня шумов.

4. Заключение

В работе исследованы статистические характеристики систем относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов. Проведено численное моделирование и его сопоставление с ранее полученными аналитическими оценками, касающимися зависимости вероятностей ошибки на бит от отношения энергии на бит к спектральной плотности гауссовского полосового шума. Показано, что схема связи DC^2 работает эффективно при больших значениях коэффициента процессинга, причём его увеличением нивелируется зависимость помехоустойчивости от конкретного вида статистического распределения хаотического сигнала.

Список литературы

1. Волковский А.Р., Рувльков Н.В. Синхронный хаотический отклик нелинейной системы передачи информации с хаотической несущей // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. № 3. С. 71-75.
2. Halle K.S., Wu C.W., Itoh M., Chua L.O. Spread spectrum communications through modulation of chaos // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1993. Vol. 3. No. 2. P. 469-477.
3. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит. 2002. 251 с.
4. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О. Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // Радиотехника и электроника. 2001. Т. 46. № 2. С. 224.
5. Chen M., Xu W., Wang D., Wang L. Multi-carrier chaotic communication scheme for underwater acoustic communications // IET Commun. 2019. Vol. 13. No. 14. P. 2097-2105.
6. Дмитриев А. С., Мохсени Т.И., Сьерра Теран К.М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 10. С. 1074-1082. <https://doi.org/10.1134/S0033849418100078>.

Особенности построения модели имитатора плотов для проверки вторичной обработки информации посадочного радиолокатора

¹ Иванов А.В., ² Сеницын Е.А.

¹ АО «Всероссийский НИИ радиоаппаратуры»
г. Санкт-Петербург, 192012, пр. Обуховской Обороны, 120, Российская Федерация,
alexey.ivanov@vniira.ru

² АО «Челябинский радиозавод «Полет»
г. Челябинск, 454080, ул. Тернопольская, 6, Российская Федерация,
esinit@yandex.ru

Аннотация: Рассматриваются особенности построения и требования к модели имитатора первичных плотов целей, используемого при проверке модуля вторичной обработки информации посадочного радиолокатора с учетом параметров первичных плотов и типовых характеристик движения воздушных судов

1. Введение

В настоящее время для управления полетами и посадкой воздушных судов (ВС) в аэродромной зоне широко применяются посадочные радиолокаторы (ПРЛ), обеспечивающие обнаружение, измерение координат ВС по каналам курса и глиссады (КК и КГ), а также передачу координатной информации о ВС на рабочие места (РМ) руководителей командного диспетчерского пункта (КДП) аэродрома [1-2].

Конечная обработка сигналов ВС, принимаемых ПРЛ, производится при вторичной обработке информации (ВОИ) КК и КГ ПРЛ [3], на вход которых поступают первичные плоты (ПП) ВС с выходов соответствующих модулей первичной обработки информации (ПОИ). В ПОИ выполняется обнаружение р/л сигналов и измерение координат ВС. На выходе ВОИ КК и КГ путем обработки ПП формируются вторичные плоты (ВП) ВС, образующие траектории (треки) движения ВС в воздушном пространстве соответственно с координатами дальность/азимут и дальность/угол места ВС (рис. 1).

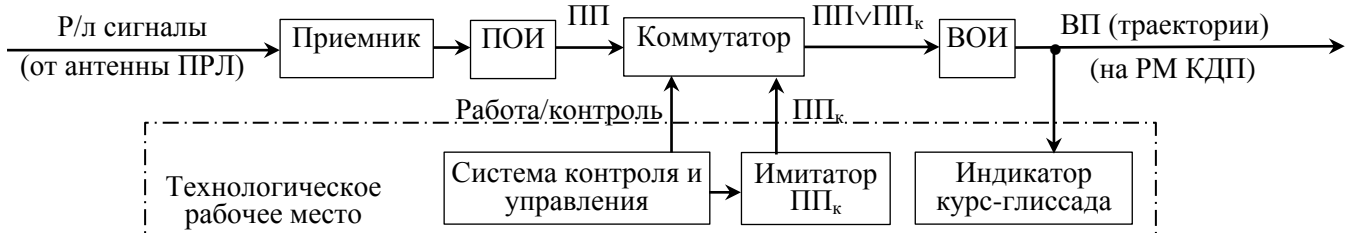


Рис. 1. Прием и обработка р/л сигналов в каналах курса и глиссады ПРЛ

В ходе настройки и отладки ВОИ возникает задача объективной проверки ВОИ путем формирования при помощи имитатора и подачи на вход ВОИ контрольных первичных плотов (ПП_к) ВС с параметрами, отражающими особенности различных вариантов движения ВС в аэродромной зоне. Назначение имитатора - аппаратно-программная имитация ПП_к с формулярами, содержащими координатную и прочую сопутствующую информацию ПОИ ПРЛ с учетом возможных траекторий движения ВС, для проверки алгоритмов и функционального программного обеспечения (ПО) ВОИ ПРЛ. Включение/выключение имитатора и формирование ПП_к при проверке ВОИ производится по управляющей команде «Работа/контроль», формируемой в системе контроля и управления технологического рабочего места ПРЛ (рис. 1).

Особенности построения и требования к имитатору ПП_к определяются параметрами ПП, формируемых на выходе ПОИ, а также характеристиками траекторий движения ВС в зоне действия ПРЛ.

2. Параметры первичных плотов, поступающих на вход ВОИ

С выхода аппаратуры ПОИ на вход аппаратуры ВОИ поступают данные в виде ПП с формулярами, содержащими исходные информационные данные об обнаруженных ВС. В формуляре каждого ПП содержится следующая основная информация о ВС: координатная информация о положении ВС в полярной системе координат (наклонная дальность, азимут или угловое отклонение от линии посадки по курсу/глиссаде) относительно точки фазового центра антенны курса/глиссады КК/КГ; сопутствующая информация обнаружения ВС по КК/КГ (текущее время, частота Доплера, амплитуда обнаруженного р/л сигнала ВС, вероятностные характеристики обнаружения и т.п.).

Максимальное количество ПП ВС в пределах одного периода 1 с обзора зоны действия ПРЛ по КК и КГ обычно не более 10. Интервал между моментами начального обнаружения ВС и формирования ПП по КК и КГ меняется случайным образом в пределах от 0 до 1 с.

Максимальное количество ложных ПП - ложных тревог (ЛТ) в пределах одного обзора обычно не более 10 и может меняться с учетом величины ЛТ, заданной для КК и КГ ПРЛ.

3. Характеристики траекторий движения ВС для имитации первичных плотов

При имитации контрольных ПП для проверки ВОИ учитываются основные характеристики движения ВС, в т.ч. ускорение, минимальный радиус разворота, абсолютная, угловая, тангенциальная и радиальная скорости, ошибки координат ПП, методы обзора и типы движения ВС. Современные ВС имеют высокие скорости разгона, взлета и посадки, могут выполнять посадку при помощи тормозящего парашюта, поэтому максимальное ускорение разгона и торможения в горизонтальной плоскости может находиться в пределах $\pm a = 9,8 \text{ м/с}^2$. В вертикальной плоскости ускорение ВС не более 1 м/с^2 вверх, а вниз с учетом возможного пикирования может достигать величины $a = g = 9,8 \text{ м/с}^2$.

Максимальная угловая скорость изменения азимута ВС определяется максимальной тангенциальной скоростью полета ВС и расстоянием от ВС до ПРЛ (от 300 м до 40 км). Например, при максимальной тангенциальной скорости ВС в зоне действия ПРЛ, равной заданной максимальной абсолютной скорости $V_{\max} = 330 \text{ м/с}$, и расстоянии $R = 10.000 \text{ м}$ между ВС и ПРЛ максимальная угловая скорость изменения азимута ВС составит величину

$$\omega_a = V_{\max}/R = 330/10.000 = 0,033 \text{ рад/с} = 1,94 \text{ град/с.} \quad (1)$$

Оценка, аналогичная (1), выполняется для скорости изменения угла места ВС в предположении, что максимальная скорость движения ВС вверх не более 10 м/с , а вниз она может быть больше и достигает максимальной величины при пикировании или свободном падении ВС.

Минимальная величина радиуса разворота при криволинейном движении ВС, в т.ч. при движении по «коробочке», определяется линейной абсолютной скоростью движения V , максимальным углом крена γ_{\max} или допустимым максимальным нормальным ускорением ВС $a_{n \max}$ (обычно равным $5g$) при развороте

$$r_{\min} = V^2/(g \times \cos \gamma_{\max}), \quad r_{\min} = V^2/a_{n \max}. \quad (2)$$

По результатам измерения частоты Доплера р/л сигнала ВС в ПОИ выполняется оценка величины радиальной скорости V_r . Отметим, что частота Доплера, измеренная в ПОИ и входящая в состав информационных параметров ПП ВС, может неоднозначно соответствовать величине V_r .

Абсолютная скорость движения ВС может оцениваться в ПОИ с учетом скорости V_r и двух тангенциальных скоростей в горизонтальной и вертикальной плоскостях, образующих полный набор составляющих абсолютной скорости.

При моделировании траекторий движения ВС в виде последовательности ПП_к выполняется имитация основных реальных законов движения ВС в горизонтальной и вертикальной плоскостях: а) равномерное, ускоренное, замедленное или комбинированное движение ВС; б) прямолинейное, в т.ч. по номинальной линии посадки с заданными постоянными отклонениями или без отклонений относительно номинальной траектории, криволинейное, в т.ч. по гармоническому закону, по «коробочке» со скоростью $\sim 300 \div 400 \text{ км/час}$, по кругу, последовательными галсами (вдоль и поперек ВПП) или комбинированное движение (прямолинейное и криволинейное на разных участках); в) идеальное движение по траекториям, заданным в п.п. а) и б), или движение ВС со случайными ошибками; г) движение ВС по п.п. а)÷в) сопровождается 100% присутствием ПП (без пропаданий) в условиях отсутствия ЛТ или при наличии ЛТ; д) движение ВС по п.п. а)÷в) сопровождается чередующимися или последовательными пропаданиями ПП, в т.ч. от одного до трех подряд, соответствующими вероятности правильного обнаружения в пределах $P = 0,6 \div 0,8$ в условиях отсутствия ложных тревог (ЛТ) или наличия ЛТ, количество которых соответствует вероятности появления ЛТ в пределах $F = 10^{-4} \div 10^{-6}$; е) движение нескольких ВС по п.п. а)÷д) с непересекающимися и пересекающимися траекториями; к) движение двух близко расположенных (по азимуту, углу места или дальности) или совпадающих по положению ВС (при оценке разрешения по частоте Доплера) для оценки разрешающей способности по дальности, азимуту, углу места и частоте Доплера (радиальной скорости).

4. Заключение

Модель имитатора плотов ВС, используемого при проверке модуля вторичной обработки информации ПРЛ, должна учитывать основные параметры плотов на выходе модуля первичной обработки информации каналов курса и глиссады ПРЛ (измеренные координаты ВС, частота Доплера, амплитуда обнаруженного р/л сигнала, вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги), а также типовые характеристики траекторий движения воздушных судов в зоне действия ПРЛ.

Список литературы

1. Патент РФ 2556708, МПК G01S13/52. Посадочный радиолокатор. Иванов В.П., Король В.М., Сеницын Е.А., Коршунов А.Ю. Заявка 2014.03.17. Опубл. 2015.07.20.
2. Описание ПРЛ-27С <http://www.vniira.ru/doc/catalogue/1188.pdf>.
3. Межгосударственный авиационный комитет. Авиационные правила. Часть 170 «Сертификация оборудования аэродромов и воздушных трасс» (АП-170). Том II «Сертификационные требования к оборудованию аэродромов и воздушных трасс». Издание третье, 2013.

Энергетический потенциал метеорологического навигационного радиолокатора

¹ Иванов А.В., ² Будник К.Н., ³ Сеницын Е.А.

¹ АО «Всероссийский НИИ радиоаппаратуры»
г. Санкт-Петербург, 192012, пр. Обуховской Обороны, 120, Российская Федерация,
alexey.ivanov@vniira.ru

² АО «НПП «Радар ммс»
г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, Российская Федерация,
budnik371@aol.com

³ АО «Челябинский радиозавод «Полет»
г. Челябинск, 454080, ул. Тернопольская, 6, Российская Федерация,
esinit@yandex.ru

Аннотация: Представлены методика, аналитические выражения и результаты оценки энергетического потенциала бортового метеорологического навигационного радиолокатора (МНРЛ) с учетом основных параметров МНРЛ, метеорологических объектов, показателя эффективности (Performance Index) и метеорологического радиолокационного потенциала МНРЛ

1. Введение

Бортовые метеорологические навигационные радиолокаторы (МНРЛ) широко используются для автономного метеорологического и навигационного обеспечения воздушных судов (ВС) различного назначения [1].

С помощью МНРЛ штурман ВС обнаруживает окружающие метеорологические объекты (МО), обеспечивает предупреждение столкновения с опасными МО и с учетом текущей метеорологической обстановки решает задачи навигации ВС по радиолокационно-контрастным наземным ориентирам.

Цель работы – оценка энергетического потенциала МНРЛ с учетом основных технических параметров МНРЛ, метеорологических объектов, показателя эффективности (Performance Index) и метеорологического радиолокационного потенциала МНРЛ.

1. Технические параметры МНРЛ

При оценке энергетического потенциала в качестве основных исходных параметров МНРЛ рассматриваются [1]: импульсная мощность $P_{\text{прд}}$ передатчика; коэффициент усиления G антенны; длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ зондирующего монохроматического (МХ) или сжатого сложного сигнала; ширина диаграммы направленности (ДН) антенны в азимутальной плоскости α и угломестной плоскости β ; суммарный относительный коэффициент потерь $K_{\text{пот}} \leq 1$ в передающем (Прд) и приемном (Прм) высокочастотных трактах; вероятностные характеристики правильного обнаружения P и ложной тревоги F ; пороговая чувствительность Прм канала $P_{\text{прм}} = P_{\text{пред}} \times K_{\text{р}}$, где $P_{\text{пред}} = k \times T \times \Delta f \times K_{\text{ш}}$ – предельная чувствительность Прм канала, $K_{\text{р}}$ – коэффициент различимости, при котором МО обнаруживается с заданными вероятностями правильного обнаружения P и ложной тревоги F , k – постоянная Больцмана, T – температура среды в град. К, Δf – полоса пропускания Прм канала, $K_{\text{ш}}$ – коэффициент шума Прм канала; длина волны λ ; коэффициент выигрыша $K_{\text{кн}} > 1$ в отношении сигнал/шум (ОСШ) благодаря когерентному накоплению (КН) пачки принимаемого радиолокационного (р/л) сигнала МО при многоканальной доплеровской фильтрации $K_{\text{кн}}(\text{дБ}) = 10 \lg N - \Delta K_{\text{кн}}$, где N – количество импульсов в пачке р/л сигнала при КН, $\Delta K_{\text{кн}}(\text{дБ})$ – потери КН; коэффициент выигрыша в ОСШ $K_{\text{сж}} > 1$ за счет согласованной обработки (сжатия) сложного р/л сигнала $K_{\text{сж}}(\text{дБ}) = 10 \lg B - \Delta K_{\text{сж}}$, где B – база сложного сигнала, $\Delta K_{\text{сж}}(\text{дБ})$ – потери при сжатии сложного сигнала; частотный фактор $K_{\text{ч}} \leq 1$, учитывающий потери при отклонении от согласованной обработки принимаемых р/л сигналов.

2. Показатели качества МНРЛ

Основными показателями качества МНРЛ, связанными с энергетическим потенциалом МНРЛ, являются следующие характеристики:

- показатель эффективности (Performance Index) [2],
- метеорологический радиолокационный потенциал МНРЛ [3, 4].

Показатель эффективности (Performance Index) МНРЛ оценивается по выражению [2]

$$10 \lg \text{PI}(\text{дБ}) = 10 \lg P_{\text{прд}} + 20 \lg G + 10 \lg K + 10 \lg \tau_{\text{и}} - 10 \lg P_{\text{прм}} + 10 \lg K_{\text{пот}} \quad (1)$$

При когерентном накоплении пачки импульсов р/л сигнала путем N-канальной доплеровской фильтрации принимаемого р/л сигнала и сжатия сложного р/л сигнала МО выражение (1) принимает вид

$$10\lg\Pi=10\lg P_{\text{прд}}+20\lg G+10\lg K+10\lg\tau_{\text{И}}-10\lg P_{\text{прм}}+10\lg K_{\text{пот}}+10\lg K_{\text{кн}}+10\lg K_{\text{сж}}, \quad (2)$$

Метеорологический радиолокационный потенциал МНРЛ оценивается с учетом частотного фактора и выигрыша в ОСШ, обеспечиваемого при КН пачки импульсов и сжатии сложного радиолокационного сигнала по выражению [3, 4]

$$10\lg\Pi_{\text{М}}=71,2+10\lg P_{\text{прд}}+20\lg G+10\lg\tau_{\text{И}}+10\lg\alpha+10\lg\beta+10\lg K_{\text{ч}}+10\lg K_{\text{пот}}+10\lg K_{\text{кн}}+10\lg K_{\text{сж}}-10\lg P_{\text{прм}}-20\lg\lambda. \quad (3)$$

С учетом выражения (2) выражение (3) преобразуются к виду

$$10\lg\Pi_{\text{М}}=71,2+10\lg\Pi+10\lg\alpha+10\lg\beta+10\lg K_{\text{ч}}-20\lg\lambda. \quad (4)$$

3. Исходные параметры МО

При оценке энергетического потенциала МНРЛ в качестве основных исходных параметров МО рассматриваются следующие характеристики [1]: относительный коэффициент затухания в атмосфере (на передачу и прием) $K_{\text{атм}}\leq 1$; интенсивность МО I (мм/час); дальность обнаружения МО R (м); эквивалентная отражательная способность МО $Z_{\text{э}}$ (мм⁶/м³ или м⁶/м³). Величина $Z_{\text{э}}$ зависит от времени года, интенсивности, типа МО и, например, для летнего дождя оценивается выражением [5]

$$Z_{\text{э}}(\text{мм}^6/\text{м}^3)=300\times I^{1,5} \text{ или } Z_{\text{экв}}(\text{м}^6/\text{м}^3)=300\times I^{1,5}\times 10^{-18} \quad (5)$$

Импульсная мощность сигнала МО, принимаемого МНРЛ, определяется с учетом частотного фактора $K_{\text{ч}}$ и выигрыша в ОСШ, обеспечиваемого при когерентном накоплении пачки импульсов и сжатии сложного радиолокационного сигнала при помощи выражения [5]

$$P=[(1,22\times 10^7\times P_{\text{прд}}\times G^2\times\tau_{\text{И}}\times\alpha\times\beta\times K_{\text{ч}}\times K_{\text{пот}}\times K_{\text{кн}}\times K_{\text{сж}})\times Z_{\text{экв}}\times K_{\text{атм}}]/(\lambda^2\times R^2)=\Pi_{\text{М}}\times P_{\text{прм}}\times Z_{\text{экв}}\times K_{\text{атм}}/R^2. \quad (6)$$

4. Максимальная дальность обнаружения МО

Максимальная дальность обнаружения МО оценивается путем подстановки в выражение (6) пороговой чувствительности $P=P_{\text{прм}}$, при которой $R=R_{\text{max}}$

$$P_{\text{прм}}=\Pi_{\text{М}}\times P_{\text{прм}}\times Z_{\text{экв}}\times K_{\text{атм}}/R_{\text{max}}^2 \text{ или } 10\lg P_{\text{прм}}=10\lg\Pi_{\text{М}}+10\lg P_{\text{прм}}+10\lg Z_{\text{экв}}+10\lg K_{\text{атм}}-20\lg R_{\text{max}} \quad (7)$$

Используя выражение (7), получим при заданных величинах параметров $\Pi_{\text{М}}$ и $K_{\text{атм}}$ зависимость максимальной дальности обнаружения МО в функции $Z_{\text{э}}$

$$20\lg R_{\text{max}}=10\lg\Pi_{\text{М}}+10\lg Z_{\text{э}}-180\text{дБ}+10\lg K_{\text{атм}}. \quad (8)$$

Используя выражение (8) для типовых количественных значений исходных параметров МНРЛ и МО, например, $P_{\text{прд}}=35$ Вт, $G=400$, $\tau_{\text{И}}=2\times 10^{-6}$ с, $\alpha=9$ град., $\beta=9$ град., $K_{\text{пот}}=-5$ дБ, $P=0,9$ и $F=10^{-6}$, $K_{\text{р}}=20$ дБ, $\Delta f=1$ МГц, $P_{\text{пред}}=-141$ дБВт (при полосе $\Delta f=1$ МГц и коэффициенте шума $P_{\text{рм}}$ канала $K_{\text{ш}}=3$ дБ), $P_{\text{прм}}=-121$ дБВт, $\lambda=0,032$ м, $K_{\text{кн}}=22$ дБ, $K_{\text{сж}}=13$ дБ, $K_{\text{ч}}=0$ дБ (для случая, когда в МНРЛ реализуется согласованный по частоте прием и обработка радиолокационных сигналов), $K_{\text{атм}}=-2$ дБ для локального летнего дождя интенсивностью $I=3$ мм/час и $Z_{\text{э}}=30$ дБз (мм⁶/м³) получим $R_{\text{max}}\approx 50$ км.

Заключение

Представлены методика, аналитические выражения и результаты количественной оценки энергетического потенциала бортового метеорологического навигационного радиолокатора с учетом основных параметров МНРЛ, метеорологических объектов, показателя эффективности (Performance Index) и метеорологического радиолокационного потенциала МНРЛ.

Список литературы

1. Верещагин А.В., Иванов Ю.В., Переломов В.Н., Мясников С.А., Синецын В.А., Синецын Е.А. Обработка радиолокационных сигналов бортовых когерентно-импульсных РЛС обеспечения полетов самолетов в сложных метеоусловиях. – СПб.: 2016. - 239 с.
2. RTCA DO-220A. Minimum Operational Performance Standards (MOPS) For Airborne Weather Radar Systems, п. 2.2.2.9.
3. ПНСТ 170-2016. Комплекс метеорологический радиолокационный ближней аэродромной зоны. Основные технические требования и методы испытаний. 2016г.
4. Авиационные правила. Часть 170. Сертификация оборудования аэродромов и воздушных трасс (АП-170). Том II. Сертификационные требования к оборудованию аэродромов и воздушных трасс. Издание третье. 2013.
5. Основы радиолокации <https://www.radartutorial.eu/15.weather/wr50.ru.html>
6. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 1. Москва: Техносфера, 2014. – 680 с.

Радиолокационная система посадки

¹ Иванов А.В., ² Будник К.Н., ³ Синицын Е.А.

¹ АО «Всероссийский НИИ радиоаппаратуры»
г. Санкт-Петербург, 192012, пр. Обуховской Обороны, 120, Российская Федерация,
alexey.ivanov@vniira.ru

² АО «НПП «Радар ммс»
г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д. 37, лит. А, Российская Федерация,
budnik371@aol.com

³ АО «Челябинский радиозавод «Полет»
г. Челябинск, 454080, ул. Тернопольская, 6, Российская Федерация,
esinit@yandex.ru

Аннотация: Предлагается радиолокационная система посадки (РСП), обеспечивающая управление полетами и посадкой воздушных судов (ВС) на аэродромах различного назначения с повышенной достоверностью обнаружения ВС в ближней аэродромной зоне и зоне посадки с возможностью передачи данных о параметрах положения и движения ВС на командный диспетчерский пункт аэродрома при различных вариантах работоспособности основных составных частей РСП

1. Введение

Для управления полетами и посадкой воздушных судов (ВС) различного назначения широко используются радиолокационные системы посадки (РСП), устанавливаемые вблизи взлетно-посадочной полосы (ВПП) на аэродромах различного назначения, например, РСП-6М2 [1], РСП-7 [2], РСП-10МН [3], AN/TPN-31 [4], AN/MPN-25 [5], РСП-27С и РСП-28М [6].

Недостатком РСП-6М2, РСП-7 и РСП-10МН является громоздкость конструкции, низкая эксплуатационная технологичность, практическая невозможность их серийного изготовления (ввиду морального устаревания элементной базы и материалов), недостаточная надежность, а также несоответствие точности измерения основных параметров положения и движения ВС требованиям современных нормативных документов РФ и ИКАО.

Недостатком РСП AN/TPN-31 и AN/MPN-25 являются пониженные параметры зоны действия и точностных характеристик, обусловленные использованием упрощенных антенн в целях достижения мобильности комплекса.

Недостатком РСП-27С и РСП-28М, как и РСП [1-5], является ограниченное количество измерительных информационных каналов, выполняющих обнаружение и оценку параметров положения и движения ВС в наиболее ответственных областях воздушного пространства аэродрома – в ближней зоне и зоне посадки, что приводит к снижению потенциальных возможностей по достижению высоких показателей надежности и достоверности управления полетами и посадкой ВС.

Цель и результат работы - создание РСП с повышенной достоверностью обнаружения ВС в ближней аэродромной зоне и зоне посадки РСП, а также обеспечение возможности передачи данных о параметрах положения и движения ВС на командный диспетчерский пункт (КДП) аэродрома при различных вариантах работоспособности основных составных частей РСП.

2. РСП с повышенной достоверностью обнаружения ВС

Указанный технический результат достигается тем, что в РСП, содержащую посадочный радиолокатор (ПРЛ), состоящий из канала курса (КК), канала глиссады (КГ) и аппаратуры объединения и передачи данных (АОПД) ПРЛ, диспетчерский радиолокатор (ДРЛ), состоящий из первичного канала (ПК), вторичного канала (ВК) и АОПД ДРЛ, модуль управления (МУ), состоящий из рабочего места (РМ) руководителя ближней зоны (РБЗ), РМ руководителя зоны посадки (РЗП), системы объективного контроля (СОК), двух станций радиосвязи (СР) и АОПД МУ, и дизельной электростанции (ДЭС), введены аппаратура автоматического независимого наблюдения вещательного типа (АЗН-В) и оптико-электронный модуль (ОЭМ) в ПРЛ, аппаратура передачи данных (АПД) в ДРЛ, автоматический радиопеленгатор (АРП) в МУ, источник бесперебойного питания (ИБП) в МУ с новыми связями (рисунок 1) [7].

Введение в различные составные части (ПРЛ, ДРЛ и МУ) РСП комплекта дополнительных средств в виде АЗН-В и ОЭМ (в ПРЛ), АРП и ИБП (в МУ) и АПД (в ДРЛ) позволяет повысить достоверность обнаружения ВС в ближней аэродромной зоне и зоне посадки РСП, а также обеспечивает возможность передачи данных о параметрах положения и движения ВС на КДП при различных вариантах работоспособности составных частей РСП.

Введение в состав ПРЛ аппаратуры АЗН-В позволяет организовать дополнительный канал обнаружения и получения координатной информации о ВС, оборудованных бортовой аппаратурой

АЗН-В и находящихся в зонах действия ПРЛ, ДРЛ и АРП РСРП. Введение в состав ПРЛ ОЭМ позволяет организовать дополнительный канал обнаружения и получения точной координатной информации о положении ВС, идущих на посадку, на ближайшем к ВПП участке зоны посадки аэродрома, являющемся наиболее ответственным этапом посадки, а также ВС, перемещающихся по ВПП аэродрома. Дополнительные устройства АЗН-В, ОЭМ, АРП и соответствующие связи (рис. 1) повышают вероятностные характеристики обнаружения ВС в РСРП, а также позволяют передавать данных о параметрах положения и движения ВС на КДП аэродрома при различных вариантах нарушения работоспособности отдельных составных частей РСРП.

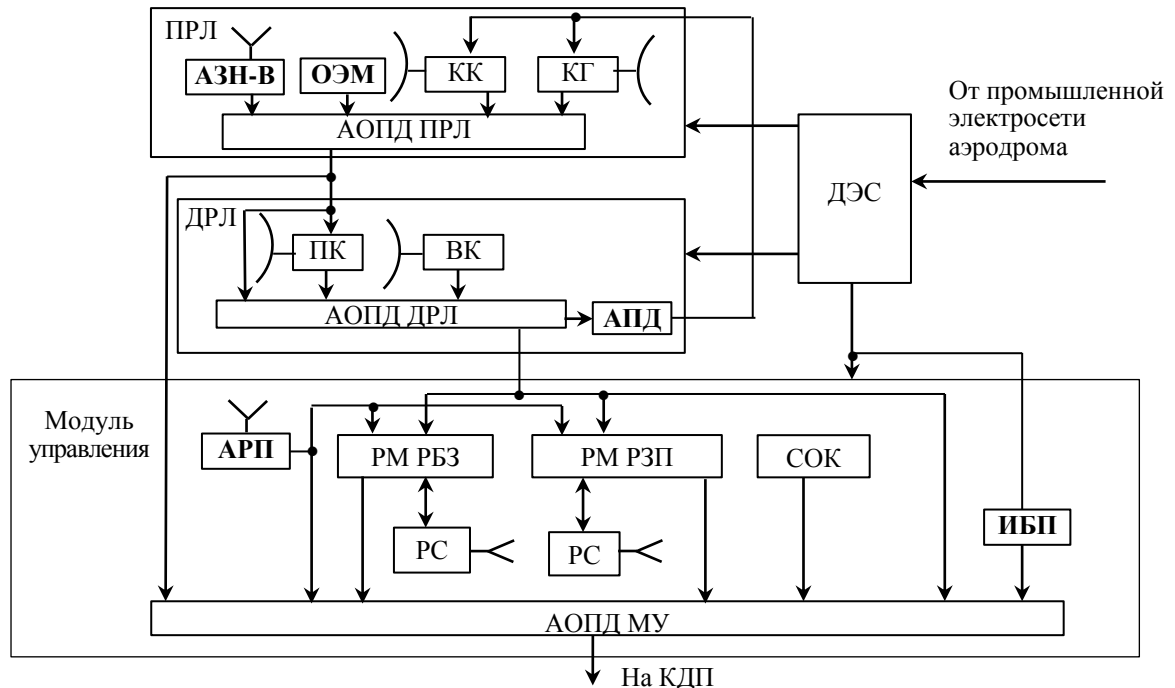


Рисунок 1 – Радиолокационная система посадки

Для примера будем полагать, что при фиксированной вероятности ложной тревоги исходная вероятность правильного обнаружения (ПО) ВС объединенного канала курс-глиссада ПРЛ P_1 , а аналогичные вероятности ПО для аппаратуры АЗН-В и ОЭМ – соответственно P_2 и P_3 . Вероятности противоположных событий для каналов курс-глиссада, АЗН-В и ОЭМ $q_1=1-P_1$, $q_2=1-P_2$ и $q_3=1-P_3$. Если считать, что при одновременной работе в ПРЛ объединенного канала курс-глиссада, дополнительных каналов АЗН-В и ОЭМ ВС обнаруживается при условии его обнаружения хотя бы в одном из указанных каналов, то вероятность обнаружения ВС можно найти с использованием выражения

$$P_{1/3}=P_1 \times P_2 \times P_3 + q_1 \times P_2 \times P_3 + P_1 \times q_2 \times P_3 + P_1 \times P_2 \times q_3 + q_1 \times q_2 \times P_3 + q_1 \times P_2 \times q_3 + P_1 \times q_2 \times q_3 \quad (1)$$

Из выражения (1) для характерного случая $P_1=P_2=P_3=0,8$ получим $P_{1/3}=0,982$, что подтверждает возможность повышения достоверности обнаружения ВС в ПРЛ при использовании дополнительных каналов АЗН-В и ОЭМ (в данном случае на ~20%).

Заключение

Предложена радиолокационная система посадки, обеспечивающей повышение достоверности обнаружения и оценки координат ВС в ближней аэродромной зоне, а также передачу данных о параметрах положения и движения ВС на командный диспетчерский пункт аэродрома при различных вариантах работоспособности составных частей РСРП

Список литературы

1. Волков С.И., Каргапольцев А.А., Курилов Н.Н. Радиолокационная система посадки РСРП-6М2: Учебное пособие. / Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет)». – М., 2010. – 153 с.
2. Описание РСРП-7 [онлайн, найдено в Интернете на http://museum.radioscanner.ru/avionika/aviomuzejs/rsp_7/rsp_7.html].
3. РСРП-10МН. Радиолокационная система посадки. Техническое описание. ЕИ1.001.013ТО1 [онлайн, найдено в Интернете на <https://booksee.org/book/614685>].
4. Описание AN/TPN-31 [онлайн, найдено в Интернете на <https://www.radartutorial.eu/19.kartei/03.atc/karte047.ru.html>].
5. Tactical Area Surveillance and Precision Approach Landing System AN/MPN-25. [онлайн, найдено в Интернете на https://www.radartutorial.eu/19.kartei/03.atc/pubs/datasheet_MPN_25.pdf].
6. В.А. Воробьев, Д.А. Чистилин, А.Г. Попов. Краткий обзор и сравнительный анализ радиолокационных систем посадки РСРП-27 и AN/MPN-25. «Воздушно-космические силы. Теория и практика», № 8, декабрь 2018, с. 67-76. [онлайн, найдено в Интернете на <http://академия-ввс.рф/images/docs/vks/8-2018/67-76.pdf>].
7. Галкин Ф.Б., Мясников С.А., Рукавишников В.М., Синицын Е.А., Чернышков А.П. Радиолокационная система посадки. Патент на изобретение № 2779160 от 05.09.2022 г. по заявке № 2021138123 от 21.12.2021 г.

Исследование шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей и синтезаторов на их основе¹

¹ Якименко К.А., ¹ Ромашов В.В., ¹ Храмов К.К., ¹ Докторов А.Н., ¹ Сочнева Н.А.

¹ Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
г. Муром, ул. Орловская, д. 23, 602264, Российская Федерация
yakimenko.kirill@yandex.ru

Аннотация: Разработана математическая модель спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующего цифро-аналогового преобразователя, способного работать в специальных режимах. Проведена оценка шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе быстродействующего ЦАП. Показано, что применение быстродействующих ЦАП в составе гибридных синтезаторов частот позволяет уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи, за счет чего существенно уменьшается уровень фазовых шумов устройства.

1. Введение

Стандарт систем связи пятого поколения (5G) подразумевает увеличение скорости передачи информации до 10 Гб/с за счет расширения рабочей полосы частот до 1–2 ГГц и работы системы связи в сантиметровом и миллиметровом диапазонах [1, 2]. Эти характеристики во многом зависят от параметров используемого синтезатора частот. Важным условием, предъявляемым к современным синтезаторам частот, является обеспечение низкого уровня фазовых шумов.

Гибридные синтезаторы частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза широко используются в качестве малошумящих формирователей сигналов современных систем связи [3, 4]. Развитие цифровой схемотехники привело к появлению быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), способных формировать сигнал непосредственно на несущей радиочастоте за счет работы в специальных режимах [5]. Специальные режимы позволяют изменить огибающую спектра выходного сигнала так, чтобы увеличить амплитуды спектральных составляющих, находящихся в определенных зонах Найквиста. Целью данной работы является математическое моделирование и исследование шумовых характеристик быстродействующих ЦАП и синтезаторов на их основе.

2. Теория

В работе была выполнена оценка спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов быстродействующего ЦАП, структура которого предложена в [6]. Эта схема представляет собой сегментированный ЦАП, который реализует специальные режимы работы NRZ и RF и содержит дешифратор данных и ячейки преобразования, выступающие в качестве элементов строкового ЦАП с выходом по току. Количество ячеек зависит от разрядности ЦАП и конфигурации блока дешифратора. В рассматриваемом варианте быстродействующего ЦАП каждый бит входных данных $D_{вх}$ после прохождения логики управления противофазно управляет ключами преобразователя уровня. Эти ключи выполнены на инверторах, соединяющих выходы $U_{вых+}$ и $U_{вых-}$ ячейки преобразования либо с положительным $+U_{оп}$, либо с отрицательным $-U_{оп}$ напряжением опорного источника через резисторы R_0 . Работа схемы синхронизируется дифференциальным тактовым сигналом clk . Сигнал управления M определяет режим работы ЦАП и позволяет формировать на его выходе напряжение с биполярной амплитудно-импульсной модуляцией, соответствующей режиму RF. Была разработана математическая модель СПМ фазовых шумов быстродействующего ЦАП, учитывающая влияние источников внутренних шумов, нелинейность статических характеристик и инерционные свойства используемых в качестве инверторов МОП-транзисторов, а также собственные шумы логических элементов. На рис. 1, а) приведены зависимости СПМ фазовых шумов быстродействующего ЦАП, работающего в режимах NRZ и RF, от частоты отстройки от несущей при следующих параметрах: разрядность ЦАП $N = 12$; количество ячеек преобразования $L = 64$; тактовая частота 3 ГГц; основная частота ЦАП 1 ГГц. Использовался спектральный компонент во второй зоне Найквиста.

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-79-00149, <https://rscf.ru/project/22-79-00149/>

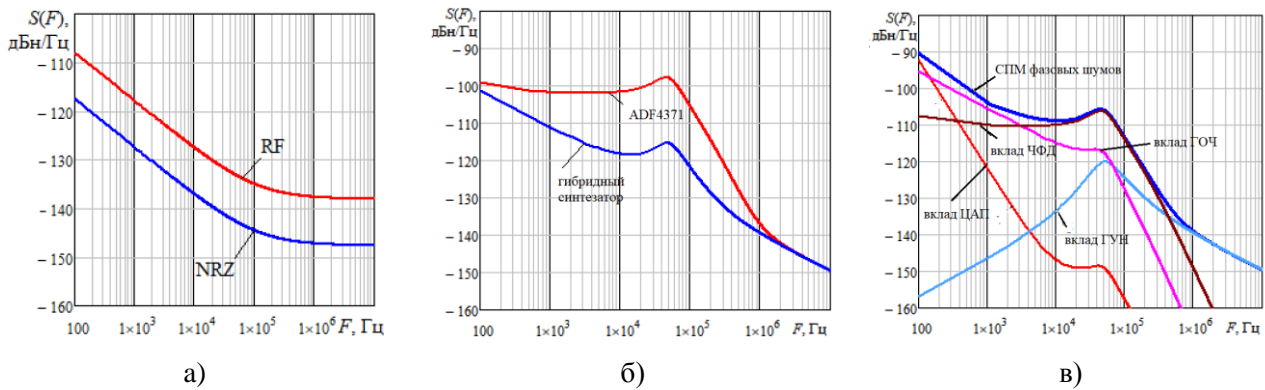


Рис. 1. Моделирование СПМ фазовых шумов

Была разработана математическая модель СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе быстродействующего ЦАП [7]. На рис. 1, б) представлены результаты сравнения СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора частот на основе ФАПЧ и быстродействующего ЦАП с СПМ фазовых шумов микросхемы ФАПЧ ADF4371 при выходной частоте 4200 МГц. Видно, что предлагаемый гибридный синтезатор за счет обеспечения быстродействующим ЦАП малого значения коэффициента деления в цепи обратной связи обеспечивает существенный выигрыш по уровню фазовых шумов перед интегральным синтезатором на основе ФАПЧ с делителем частоты в цепи обратной связи. На рис. 1, в) представлены вклады составных блоков гибридного синтезатора на основе ФАПЧ и быстродействующего ЦАП в результирующий уровень СПМ фазовых шумов.

3. Заключение

По результатам проведенной работы можно сделать следующие выводы:

1. Быстродействующие ЦАП используются в современных цифровых передатчиках для формирования радиосигналов непосредственно на несущей частоте. Применение быстродействующих ЦАП в структуре синтезаторов частот позволяет упростить архитектуру и уменьшить энергопотребление за счет уменьшения количества умножителей частоты. Кроме того специальные режимы работы ЦАП позволяют уменьшить неравномерность амплитуды спектральных составляющих в полосе формируемых частот.

2. Выполненная оценка шумовых характеристик быстродействующих ЦАП на примере 12-разрядного сегментированного ЦАП, реализующего режим работы RF, позволила вывести математическую модель для расчета СПМ фазовых шумов при различных тактовых и выходных частотах.

3. Применение быстродействующих ЦАП в составе гибридных синтезаторов частот позволяет уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи, за счет чего уменьшается уровень фазовых шумов на отстройках от несущей в полосе пропускания ФНЧ относительно уровня СПМ фазовых шумов системы ФАПЧ с целочисленным делителем в цепи обратной связи. На отстройках вблизи несущей выигрыш уменьшается из-за преобладающего вклада быстродействующего ЦАП в результирующий уровень СПМ фазовых шумов.

Список литературы

1. Al-Dulaimi A., Wang X., Chih-Lin I. 5G Networks: Fundamental Requirements, Enabling Technologies, and Operations Management. 2018. Wiley-IET Press. 784 p.
2. Launay F. NG-RAN and 5G-NR: 5G Radio Access Network and Radio Interface. 2021. Wiley-ISTE. 288 p.
3. Григорьев И. А. Методы минимизации фазовых шумов в гибридном синтезаторе частот Ку-диапазона с режимом быстрой перестройки частоты // Радиотехника. 2012. № 4. С. 105–116..
4. Королев А. В., Коршиков Я. В., Рыков С. Г. Гибридный синтезатор с двумя кольцами фазовой автоподстройки частоты и цифровым вычислительным синтезатором в цепи смещения частоты Часть 1. Цепь смещения частоты // Радиотехника. 2023. №2. С. 178-192. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202302-21>
5. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 5. С. 135–144. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202205-16>
6. Sadeghifar M.R., Bengtsson H., Wikner J.J. A voltage-mode RF DAC for massive MIMO system-on-chip digital transmitters // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. 2019. No. 100, Pp. 683–692. DOI:10.1007/s10470-019-01497-9
7. Ромашов В. В., Якименко К. А., Докторов А. Н., Сочнева Н. А. Пат. 214526 (РФ). Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в специальных режимах работы. Оpubл. 02.11.2022.

Многоэлементные глissадные антенные решётки на подстилающей поверхности с продольным уклоном

Ершов А. В., Войтович Н. И., Жданов Б. В., Юнгайтис Е. М.

ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»

г. Челябинск, проспект Ленина, 87, Российская Федерация

eav@list.ru

Аннотация: Представлен анализ проблем формирования характеристик глissадных радиомаяков на аэродромах с продольным уклоном подстилающей поверхности перед глissадным радиомаяком.

1. Введение

Основным средством обеспечения инструментального захода на посадку самолётов гражданской и государственной авиации являются радиомаячные системы, включающие в себя курсовой радиомаяк (КРМ), глissадный радиомаяк (ГРМ) и бортовую аппаратуру. ГРМ совместно с КРМ формируют в пространстве радиотехническую траекторию захода, называемую глissадой.

Развитие ГРМ идёт по пути построения глissадных антенных решёток с тремя и большим числом излучающих элементов [1,2,3]. Используя большее количество излучающих элементов в глissадной антенной решётке, удаётся сформировать низкий уровень излучения в области малых углов места, то есть в направлении возвышающихся складок местности, что уменьшило амплитуду отражаемых от них радиоволн и, соответственно, уменьшить величину искривлений глissады. Формирование «вырезки» в диаграммах направленности (ДН) глissадных антенных решёток в области малых углов места реализуется противофазной запиткой ряда её излучателей. Недостатком упомянутых ГРМ является нарушение в окружающем пространстве фазовых соотношений сигналов при наличии продольных уклонов отражающей поверхности перед ГРМ. Целью настоящей работы является анализ проблем формирования глissады на аэродромах с продольным уклоном местности перед ГРМ.

2. Теория

Поставим своей задачей определить влияние наклона местности на характеристики зоны ГРМ. Учет отражений от плоской подстилающей поверхности, как известно, выполняется введением зеркального изображения антенны относительно подстилающей поверхности (рис. 1).

Пусть излучающие элементы линейной антенной решётки ГРМ установлены на высотах $H_1, H_2, \dots, H_n, \dots, H_N$ (n — порядковый номер излучателя), друг над другом, вдоль оси Oz . Радиусы векторы излучающих элементов: $\vec{H}_1 = H_1 \vec{z}_0, \vec{H}_2 = H_2 \vec{z}_0, \dots, \vec{H}_n = H_n \vec{z}_0, \dots, \vec{H}_N = H_N \vec{z}_0$ (рис. 2).

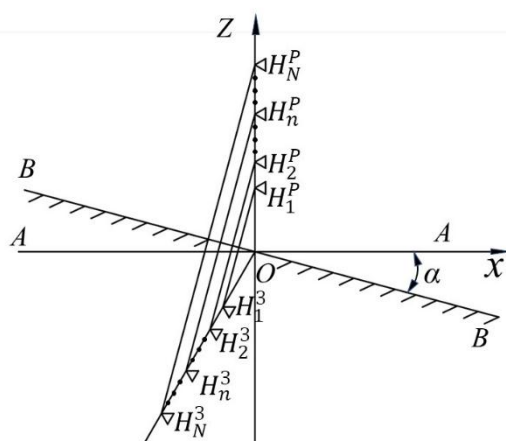


Рис. 1. Линейная антенная решётка на наклонной плоскости; α — угол попутного уклона местности

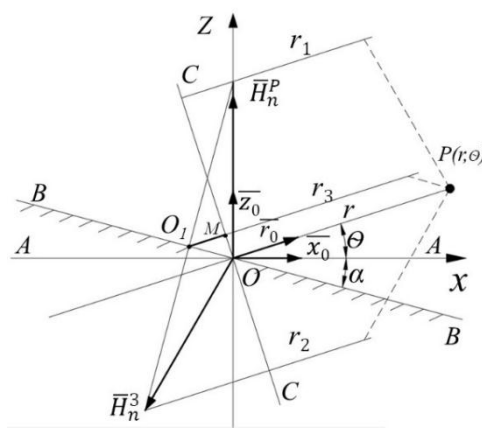


Рис. 2. Системы координат.

Найдём нормированную сумму $\dot{E}_n^{\vartheta}(\theta)$ комплексных амплитуд сигналов от n -го реального излучающего элемента и его зеркального изображения (рис. 2):

$$\dot{E}_n^{\vartheta}(\theta) = e^{-i(kr_1 - \psi_n)} - e^{-i(kr_2 - \psi_n)} = e^{-i[kr - (\vec{r}_0, \vec{H}_n^P) - \psi_n]} - e^{-i[kr - (\vec{r}_0, \vec{H}_n^B) - \psi_n]} \quad (1)$$

В (1) \vec{r}_0 — орт радиуса вектора точки наблюдения $P(r, \theta)$, \vec{H}_n^P — радиус-вектор n -го излучателя,

\vec{H}_n^z — радиус-вектор зеркального изображения n -го излучателя относительно наклонной плоскости, ψ_n — фаза сигнала в n -ом излучателе.

$$\vec{H}_n^p = H_n \vec{z}_0, \quad \vec{H}_n^z = H_n (-\vec{z}_0 \cos 2\alpha - \vec{x}_0 \sin 2\alpha), \quad (2)$$

Учтём, что на рис. 2 $\angle OO_1M = \alpha + \theta$, $O_1M = H_n \sin \alpha \cos(\alpha + \theta)$, тогда получим

$$\dot{E}_n^z(\theta) = 2i \sin[\kappa H_n \sin(\theta + \alpha) \cos \alpha] e^{-i(\kappa r_3 - \psi_n)} \quad (3)$$

где

$$r_3 = r + H_n \sin \alpha \cos(\theta + \alpha) \quad (4)$$

Из (4) следует, что фазовый центр антенной решётки, состоящей из реального излучающего элемента и его зеркального отображения, смещён из начала координат O в точку O_n — проекцию излучающего элемента на наклонную плоскость (фиг. 2). Величину $\psi_n(\theta, \alpha) = \kappa H_n \sin \alpha \cos(\theta + \alpha)$ мы называем величиной расфазировки сигнала в окружающем пространстве. Если антенную решётку расположить перпендикулярно подстилающей поверхности, то фазовые центры O_n совместятся друг с другом и проблема расфазировки сигналов от излучателей в окружающем пространстве исчезнет. Однако, антенно-мачтовое устройство (АМУ) при этом примет вид аналогичный виду Пизанской башни. Естественно стремление найти инженерные решения, сохраняющие вертикальную ориентацию АМУ ГРМ.

3. Моделирование характеристик ГРМ

В качестве примера рассмотрим влияние продольного уклона $\alpha = 0,6^\circ$ и эффекта от фазировки сигналов на величину $\psi_n(\theta) \approx \kappa H_n \sin \alpha$ на характеристики ГРМ с решёткой типа М (см. таблицу).

Таблица. Амплитудно-фазовое распределение сигналов вдоль глissадной антенной решётки М.

	Сигнал “Несущая плюс боковые частоты” (НБЧ)	Сигнал “Боковые частоты”(БЧ)
H_3		$0,5/180^\circ$
H_2	$0,5/180^\circ$	$1/0^\circ$
H_1	$1/0^\circ$	$0,5/180^\circ$

В качестве примера, на рис. 3-4 представлены диаграммы направленности (ДН) сигнала БЧ и НБЧ для случая, когда глissадная антенная решётка установлена на идеально проводящей либо горизонтальной поверхности, либо на поверхности с нисходящим уклоном, равным $\alpha = 0,6^\circ$

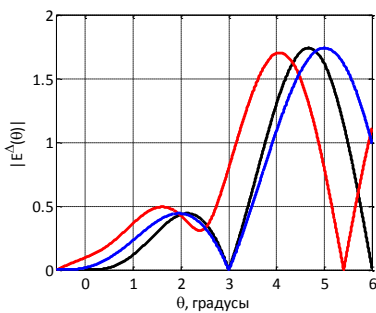


Рис. 3 Диаграммы направленности сигнала БЧ.

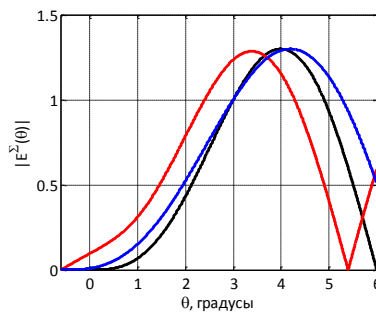


Рис. 4 Диаграммы направленности сигнала НБЧ.

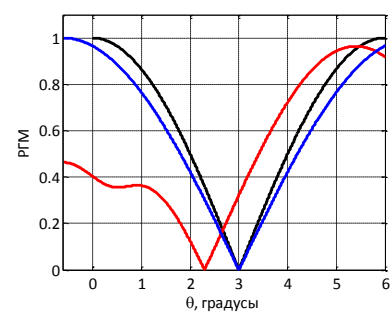


Рис. 5. Зависимость РГМ от угла места.

При размещении антенны ГРМ на горизонтальной плоскости (чёрные кривые на рис. 3-5) формируются диаграммы направленности с малым уровнем в секторе углов места от 0 до 1° . С размещением ГРМ на подстилающей поверхности с уклоном (красные кривые) увеличивается уровень излучения в упомянутом секторе углов. Изменением высот подвеса излучателей и введением относительной разности фаз в излучаемые сигналы (синие кривые) существенно уменьшается уровень излучения под малыми углами места, обеспечивается заданный угол глissады (рис. 5).

Список литературы

1. Watts, C. B., Jr. Instrument Landing Scrapbook / C. B., Jr. Watts. — Trafford Publishing, 2005. 392 p.p.
2. Г.А. Пахолков, В.В. Кашинов и др. “Угломерные радиотехнические системы посадки”. — М.: Транспорт. — 1982.
3. Lucas et al. Instrument landing system glidepath antenna array and drive therefor. US Patent № 4 167 739, Sep. 11, 1979

Электронный виртуальный полигон для подготовки экипажей летательных аппаратов государственной и гражданской авиации

¹Бестугин А. Р., ¹Филин А. Д., ²Криворучко Ю. Т., ²Шатраков Ю. Г.

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
ул. Большая Морская, д. 67, Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация

ВНИИРА

просп. Обуховской Обороны, 120, 192012, Санкт-Петербург, Российская Федерация
krivoruchko.yuri@mail.ru

Аннотация: Постоянное увеличение интенсивности воздушного движения, ужесточение требований к безопасности полетов требуют планомерного совершенствования учебно-тренировочных средств для повышения профессионального уровня специалистов управления авиацией, диспетчерского состава всех зон управления воздушным движением.

Повышение безопасности полетов в государственной и гражданской авиации во многом определяется человеческим фактором, включающим, безусловно, уровень профессиональной подготовки летных экипажей (ЛЭ) и групп руководства полетами (ГРП). Одним из эффективных средств повышения квалификации стали виртуальные электронные полигоны, используемые в военной авиации. Обобщенная структура виртуального электронного полигона для совместной подготовки лиц группы руководства полетами и летных экипажей на основе имитационного моделирования и реальных полетов представлена на рис. 1.

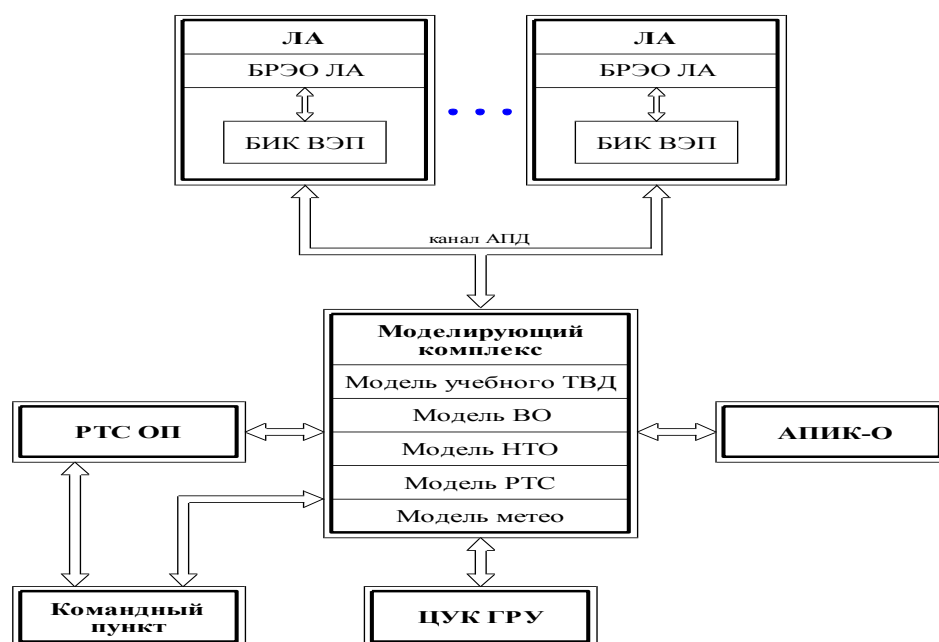


Рис.1. Обобщенная структура виртуального электронного комплекса

В моделирующем комплексе обеспечивается совместная реализация моделей учений (ТВД), воздушной обстановки (ВО), наземной тактической обстановки (НТО), радиотехнических средств обеспечения полетов (РТС), метеорологической обстановки. Моделирующий комплекс передает информацию о тактической воздушной обстановке по каналу передачи данных (АПД) в бортовой информационный комплекс (БИК), который организует взаимодействие с бортовым радиоэлектронным оборудованием ЛА. В центре управления и контроля группа руководства учений (ЦУК ГРУ) отображается текущая информация тактической воздушной обстановки, а также обеспечивается отображение текущих параметров ЛА, снимаемых БИК с БРЭО ЛА по каналу АПД. Вариант электронного полигона представлен на рис. 2.

Опыт создания виртуальных полигонов предлагается использовать в гражданской авиации, в частности в МЧС. Ежегодно с ранней весны до середины осени в России приобретает острую актуальность ситуация с природными пожарами. По данным МЧС, общая площадь, по которой распространяется огонь, втрое превысила показатели 2022 года и составила более 190 тысяч гектаров. В существующем авиационном парке МЧС, в настоящее время около 18 самолетов и 35 вертолетов.

Если дополнительно ввести в парк самолеты малой авиации, например модернизированный Ан-2 (ТВС-2МС), оборудованный аппаратурой, включая БИК, АПД и ПИ СРНС можно организовать виртуальный электронный полигон для эффективную подготовку экипажей и руководителей полетов.

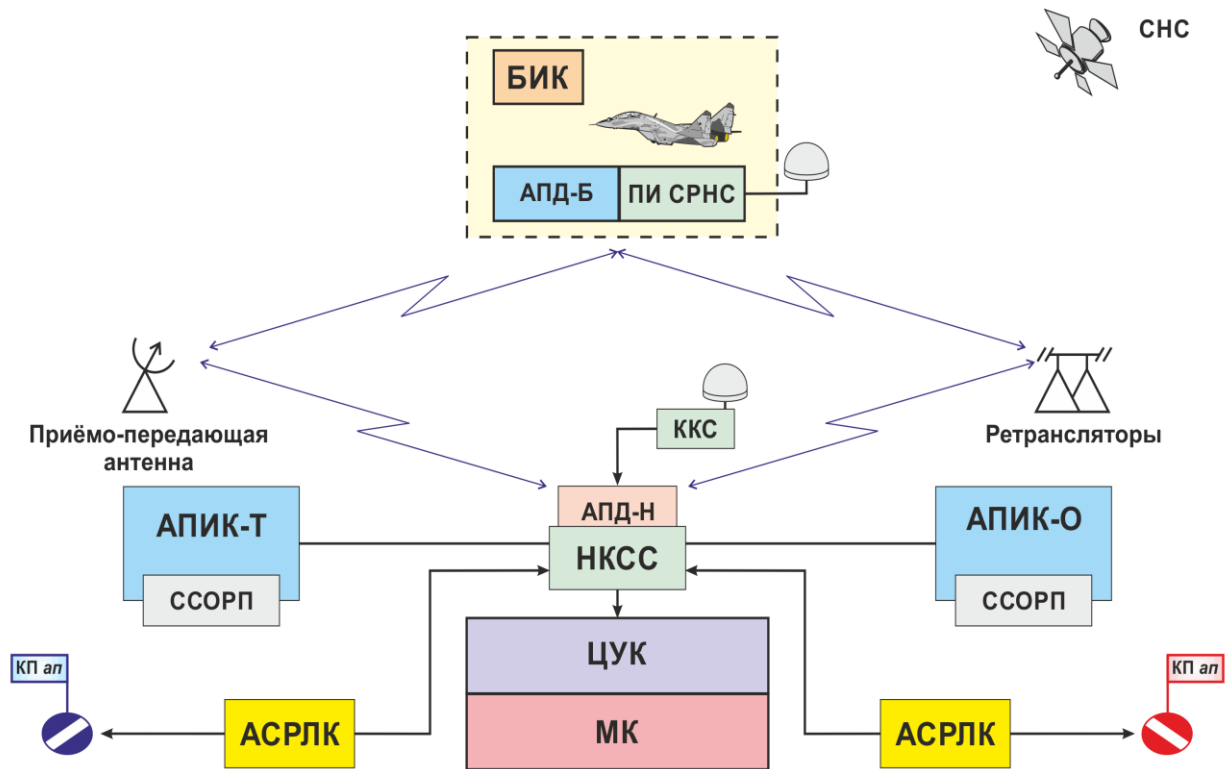


Рис. 2. Электронный полигон для отработки функциональных задач военной авиации

Список литературы

1. Филин А.Д., Шатраков А.Ю. Тренажерные комплексы радиолокационного контроля воздушного пространства. – СПб.: Изд-во ГУАП, 2013. - 222 с.
2. Филин А.Д. Перспективные учебно-тренировочные комплексы для организации оперативно-тактической подготовки в военно-воздушных силах. РАН. Новые технологии. Сборник научных трудов. - М., 2013. - С. 177- 183.
3. Филин А.Д., Федотов С.П., Криворучко Ю.Т., Шатраков Ю.Г., Цурков С.А. Тренажерно-моделирующий комплекс летного состава и специалистов управления авиацией. - М.: Заявка на получение патента № 2013134286/20 от 22.07.2013. Положительное решение от 10.01. 2014 г.
4. Бестугин А.Р., Рачков В.П., Шатраков Ю.Г. Развитие системы подготовки летных экипажей и специалистов боевого управления авиационных частей // Научный вестник Военно-космической обороны. - М.: ГСКБ ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей». 2013. - № 1. - С. 12.
5. Эффективность внедрения авиационных когнитивных виртуальных электронных полигонов в инфраструктуру государственной авиации. А.Д. Филин, Ю.Т. Криворучко, Ю.Г. Шатраков. Вестник воздушно-космической обороны. № 4(36), 2022. С. 113-121.

Синтез согласованного фильтра по заданному комплексному коэффициенту передачи

Дегтярёв А. Н., Беленко М. С.

ФГБОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
degtyaryov1966@yandex.ru

Аннотация: В работе исследован способ аппроксимации комплексного коэффициента передачи согласованного, физически реализуемого, устойчивого фильтра имеющего минимально необходимое количество функциональных узлов. Предложен метод аппроксимации комплексного коэффициента передачи согласованного фильтра, а именно: аппроксимация комплексным коэффициентом устройства, полученного каскадным соединением линейной инвариантной во времени системы и всепропускающей цепи. Линейная инвариантная во времени система имеет амплитудно-частотную характеристику равную модулю спектральной плотности сигнала, с которым фильтр согласован. Комплексный коэффициент передачи всепропускающей цепи определяется с учетом требуемой фазочастотной характеристики согласованного фильтра. Как результат, существенно снижается количество элементов согласованного фильтра.

1. Введение

Согласованный фильтр является оптимальным линейным фильтром для обнаружения сигналов на фоне аддитивного белого шума по нескольким критериям.

При аддитивном белом гауссовом шуме согласованный фильтр — это фильтр, который максимизирует отношение сигнал/среднеквадратичный уровень шума; фильтр, синтезируемый на основе метода проверки гипотез статистической теории обнаружения; также фильтр считается оптимальным по критерию Байеса. Моделированию и синтезу согласованных фильтров уделяется достаточно много внимания [1-3].

Согласованные фильтры реализуются на основе знаний о форме сигналов или спектральных плотностей сигналов, с которыми эти фильтры согласуются. Причем для каждого конкретного сигнала используется свой оригинальный подход при синтезе согласованного с ним фильтра. В результате чего конструируется не согласованный, а квазисогласованный фильтр [1,2].

В работе [3] представлены методы, которые позволяют синтезировать согласованные фильтры, по виду их импульсной характеристики; причем отмечается, что получаемые устройства требуют большого объема памяти, что ограничивает практическое использование указанных методов.

Целью настоящей работы является разработка метода синтеза согласованного фильтра, позволяющего уменьшить необходимое количество его элементов. Для этого решается задача синтеза согласованного фильтра по заданному комплексному коэффициенту передачи.

2. Теория

В качестве сигнала будем рассматривать причинный сигнал $s(t)$, который имеет спектральную плотность вида

$$S(j\omega) = S(\omega)e^{j\psi(\omega)} = \frac{M_1(\omega) + jN_1(\omega)}{M_2(\omega) + jN_2(\omega)}, \quad (1)$$

где $S(\omega)$ — модуль спектральной плотности, $\psi(\omega)$ — аргумент спектральной плотности сигнала, $M_1(\omega)$ и $M_2(\omega)$, $N_1(\omega)$ и $N_2(\omega)$ — соответственно четные и нечетные полиномы по степеням переменной ω с известными коэффициентами,

$$\psi(\omega) = \arctg\left(\frac{N_1(\omega)}{M_1(\omega)}\right) - \arctg\left(\frac{N_2(\omega)}{M_2(\omega)}\right), \quad (2)$$

Будем считать, что сигнал $s(t)$ может быть сформирован как импульсный отклик некоторой линейной инвариантной во времени (ЛИВ) цепи.

Комплексный коэффициент передачи фильтра, согласованного с сигналом (1), имеет вид

$$K_{CF}(j\omega) = S(\omega)e^{j[-\psi(\omega) - \omega t_0]}, \quad (3)$$

где t_0 — длительность сигнала.

Запишем комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра в виде

$$K_{\text{СФ}}(j\omega) = S(j\omega)K_{\text{ВЦ}}(j\omega), \quad (4)$$

где $K_{\text{ВЦ}}(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи всепропускающей цепи, который равен

$$K_{\text{ВЦ}}(j\omega) = \frac{A(\omega) - jB(\omega)}{A(\omega) + jB(\omega)} = e^{j\theta(\omega)}, \quad (5)$$

где $\theta(\omega)$ — неизвестная фазочастотная характеристика (ФЧХ) всепропускающей цепи

$$\theta(\omega) = -2 \cdot \arctg\left(\frac{B(\omega)}{A(\omega)}\right), \quad (6)$$

где $A(\omega)$ и $B(\omega)$ — четный и нечетный полиномы по степеням переменной ω с неизвестными коэффициентами, причем

$$A(\omega) = \sum_{n=0}^N a_n \omega^{2n}, \quad B(\omega) = \sum_{k=0}^K b_k \omega^{2k+1}. \quad (7)$$

Подставим (5) и (1) в правую часть (4), и сравнивая результат с правой частью выражений (3), имеем

$$\psi(\omega) + \theta(\omega) = -\psi(\omega) - \alpha t_0,$$

или

$$2\psi(\omega) + \theta(\omega) = -\alpha t_0. \quad (9)$$

Множественно продифференцируем (9) по частоте ω

$$2 \frac{d\psi(\omega)}{d\omega} + \frac{d\theta(\omega)}{d\omega} = -t_0, \quad (10)$$

$$\frac{d^m}{d\omega^m} \left\{ 2 \frac{d\psi(\omega)}{d\omega} + \frac{d\theta(\omega)}{d\omega} \right\} = 0, m > 0. \quad (11)$$

Подставим (7), (6) и (2) в (10) и (11) и получим систему уравнений для определения неизвестных коэффициентов a_n и b_k .

Полученная система уравнений является нелинейной и имеет множество решений.

Среди всех возможных решений системы уравнений необходимо выбирать те, которые соответствуют критерию устойчивости согласованного фильтра. Для этого необходимо записать передаточную функцию $K_{\text{СФ}}(p)$ согласованного фильтра, заменив $j\omega$ на p в $K_{\text{СФ}}(j\omega)$. После чего необходимо определить полюсы $K_{\text{СФ}}(p)$. Согласованный фильтр будет устойчивым, если все полюсы лежат в левой половине комплексной плоскости.

3. Заключение

Рассмотренный метод синтеза согласованного фильтра приводит к простой технической реализации рассматриваемого устройства. Согласованный фильтр представляет собой каскадное соединение ЛИВ-цепи и всепропускающей цепи. ЛИВ-цепь имеет комплексный коэффициент передачи, равный спектральной плотности сигнала, с которым фильтр согласован. Комплексный коэффициент передачи всепропускающей цепи определяется с учетом требуемой фазочастотной характеристики согласованного фильтра. Коэффициенты комплексного коэффициента передачи всепропускающей цепи рассчитываются с помощью системы нелинейных уравнений. Выбор порядка всепропускающей цепи и коэффициентов ее комплексного коэффициента передачи ограничивается требованием устойчивости синтезируемого согласованного фильтра.

Повышение качества полученного согласованного фильтра может быть достигнуто путем использования в качестве всепропускающей цепи нескольких мостовых схем меньшего порядка. Ограничивающим фактором в этом случае также выступает устойчивость синтезируемого согласованного фильтра.

Список литературы

1. Макаров А.М., Ермаков А.С. Оптимальный согласованный фильтр для обнаружения сигнала на фоне шума с неизвестной корреляционной функцией // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. №11(172). С.42 — 54.
2. Попов Д.И. Обнаружение стохастических радиолокационных сигналов // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. 2017. №3(43). С.26 — 35.
3. Дегтярев А.Н., Афонин И.Л., Поляков А.Л., Кожемякин А.С. Синтез согласованных фильтров. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2021. №4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.4.9>.

Учет ЭМС на береговом объекте при определении дальности ОВЧ радиосвязи

М. С. Козуб

Севастопольский «Испытательный центр «Омега» – филиал ФГБУ НИИР
Ул. Вакуленчука, 29, г. Севастополь, 299053 Россия
kozub@niir.ru

Аннотация: Представлена методика прогнозирования граничной дальности радиосвязи береговых объектов ГМССБ и СУДС, работающих в ОВЧ диапазоне в направлении Судно-Берег с учетом ЭМС.

1. Введение

Проектирование, строительство, ввод в эксплуатацию, освидетельствование береговых объектов (станций) морского района А1 глобальной морской системы связи при бедствии и для обеспечения безопасности, а также радиотехнических постов системы управления движением судов (далее — береговых объектов) обязательно сопровождаются прогнозированием дальности действия радиосвязи в диапазоне очень высоких частот (ОВЧ).

Прогнозирование дальности радиосвязи с судами в диапазоне ОВЧ в направлении Судно-Берег должно учитывать: индивидуальные параметры береговой антенны и антенно-фидерного тракта, изменяющиеся в широких пределах значения взаимных радиопомех на входе берегового РПУ от передатчиков, расположенных в локальной группировке, а также уровень внешних шумов, в том числе промышленных. Взаимные помехи могут проникать по соседним, зеркальным или другим нелинейным каналам приема, в том числе обусловленные эффектами блокирования и интермодуляции и являются помехами, вызванными недостаточным обеспечением электромагнитной совместимости (ЭМС).

Объектом исследований является методика прогнозирования граничной дальности для направления Судно-Берег с учетом обеспечения ЭМС.

2. Теория

В качестве количественного показателя, определяющего качество радиосвязи для направления Судно-Берег предлагается выбрать параметр в виде ЭДС полезного сигнала, поступающего на вход радиоприемного устройства (РПУ) береговой радиостанции через штатный антенно-фидерный тракт. Требуемое качество радиосвязи, определяемое документами [1, 2], определяется по превышению на заданную величину отношения сигнал/шум $SN_{\text{вх_ном}}$ на входе РПУ береговой радиостанции уровнем ЭДС полезного сигнала суммарного уровня шумов и помех (в условиях фактической электромагнитной обстановки), приведенных ко входу РПУ. Ниже приводится формула для расчета необходимого (порогового) значения ЭДС полезного сигнала на входе РПУ $\varepsilon_c^{\text{необх}}$.

$$\varepsilon_c^{\text{необх}} = \varepsilon_{\text{факт}} = \varepsilon_{\Sigma} \cdot SN_{\text{вх_ном}} = \sqrt{G_{\text{ном}}^2 + [(E_{\text{ш}}^{\text{в}} \cdot h_{\text{д}} \cdot \alpha_{\text{пр}})^2 + 4P_{\text{пом}\Sigma} R_{\text{вх_пр}}]} \cdot SN_{\text{вх_ном}}^2, \text{ В.}$$

где: $G_{\text{ном}}$ — номинальная чувствительность РПУ, $E_{\text{ш}}^{\text{в}}$ — напряженность поля внешних шумов, $h_{\text{д}}$ — действующая высота антенны РПУ, $\alpha_{\text{пр}}$ — коэффициент передачи фидерного тракта, $P_{\text{пом}\Sigma}$ — суммарная мощность радиопомех на входе РПУ, $R_{\text{вх_пр}}$ — входное сопротивление РПУ.

Значение ЭДС сигнала, описанное данным выражением является фактической чувствительностью РПУ [3] $\varepsilon_{\text{факт}}$ в условиях воздействия внешних шумов и электромагнитных помех.

Таким образом, можно сформировать граничный критерий дальности действия радиосвязи в диапазоне ОВЧ в направлении Судно-Берег: значение ЭДС полезного сигнала на входе РПУ береговой радиостанции ε_c , при дальности $D = D_{\text{max}}$, должно быть больше фактической чувствительности РПУ $\varepsilon_{\text{факт}}$ с учетом наихудшей электромагнитной обстановки в группировке технических средств на береговом объекте и для максимально возможного уровня шума.

При прогнозировании дальности радиосвязи используется методика, основанная на интерполяции/экстраполяции по полученным эмпирическим путем кривым напряженности поля как функциям расстояния, высоты антенны, частоты и процента времени доступности радиосвязи согласно [4]. Как показано в [5] аналогично для направления Берег-Судно, суть используемой методики в направлении Судно-Берег состоит в определении соответствия между значениями напряженности поля сиг-

нала, создаваемого радиопередающим устройством на судне с заданной эффективно излучаемой мощностью на номинальной частоте, и пороговым значением требуемой напряженности поля на берегу, при которой достигаются заданные качество и доступность радиосвязи, с тем лишь отличием, что значения напряженности поля сигнала приведены к ЭДС на входе РПУ через коэффициент усиления антенны и коэффициент передачи фидерного тракта береговой радиостанции, а в качестве порогового значения используется фактическая чувствительность РПУ $\epsilon_{\text{факт}}$.

На рис. 1 представлены рассчитанные зависимости граничной дальности радиосвязи от фактической чувствительности РПУ береговой радиостанции, выраженной в значениях ЭДС ($\epsilon_{\text{факт_ЭДС}}$) в направлении Судно-Берег.

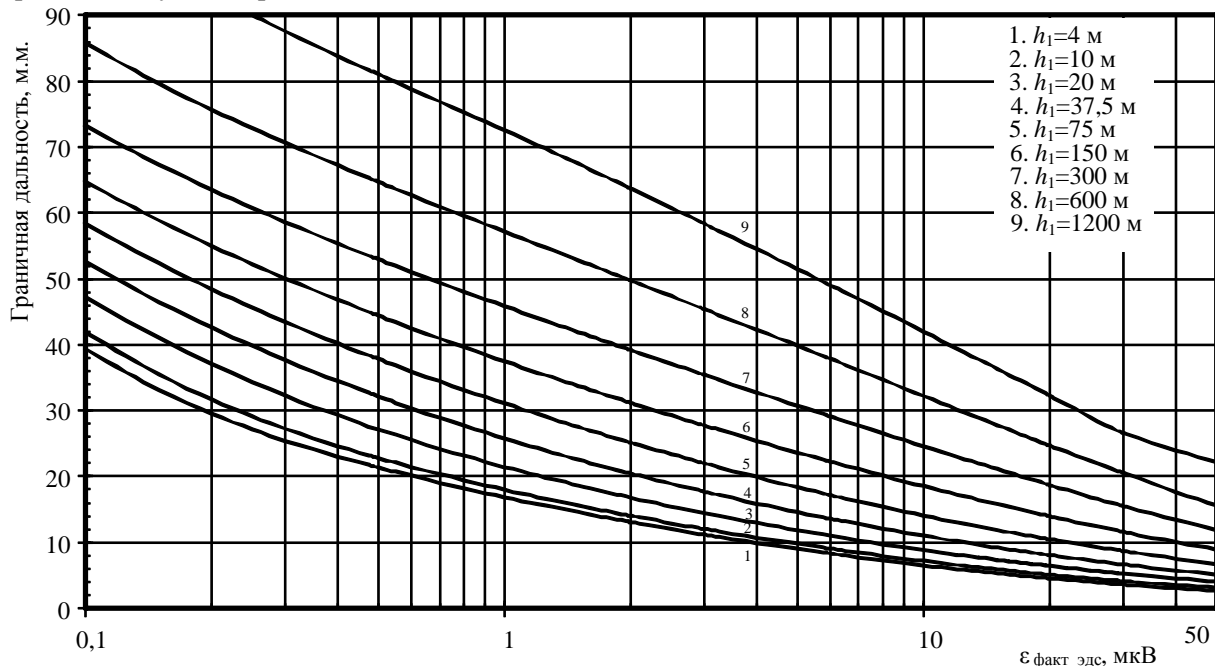


Рис. 1. Зависимости граничной дальности радиосвязи от фактической чувствительности РПУ береговой радиостанции в режиме телефонии для направления Судно-Берег для частоты 156,8 МГц при различных высотах береговой антенны h_1

3. Заключение

Методика прогнозирования граничной дальности радиосвязи для направления Судно-Берег на основе расчета фактической чувствительности пригодна для этапа проектирования береговых объектов, с целью определения / оценки требуемой нормативной дальности радиосвязи. Соответственно, для оценки и для обеспечения ЭМС на береговых объектах на этапе проектирования необходимо рассчитать фактическую чувствительность РПУ береговой радиостанции $\epsilon_{\text{факт}}$ для наихудшей с точки зрения ЭМС комбинации передающих средств в локальной группировке на стороне берегового объекта, включаемых одномоментно и при воздействии внешних шумов на входе РПУ. Сравнить рассчитанное значение $\epsilon_{\text{факт}}$ с требуемым значением для достижения нормативной дальности по графикам, аналогичным приведенным на рис. 1. При превышении расчетным значением $\epsilon_{\text{факт}}$ требуемого значения, считать ЭМС на береговом объекте необеспеченной и принять организационные меры по устранению основных источников помех.

Список литературы

1. Резолюция ИМО А.803(19). Эксплуатационные требования к судовым УКВ радиоустановкам, обеспечивающим радиотелефонную связь и цифровой избирательный вызов.
2. Резолюция ИМО А.801(19) «Обеспечение радиослужб для Глобальной морской системы связи при бедствии и для обеспечения безопасности (ГМССБ)» 23.11.1995 г.
3. Проценко М.Б. Инструментальные методы измерения качества судовой ОВЧ радиосвязи / М.Б. Проценко, В.В. Громоздин, К.В. Иевлев, М.С. Козуб // Труды НИИР. — 2021. — №1. — с. 25-32.
4. Рекомендация МСЭ-R Р.1546-6 «Метод прогнозирования для трасс связи "пункта с зоной" для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 4000 МГц».
5. Проценко М.Б. Методика оценивания граничной дальности береговых радиостанций СОБМ в ОВЧ диапазоне для направления Берег-Судно / М.Б. Проценко, В.В. Громоздин, М.С. Козуб // Труды НИИР. — 2021. — № 3. — с. 40-45.

Взаимодействие партнерского проекта 3GPP и организаций по стандартизации технологий мобильной связи

^{1,2} Громоздин В.В., ¹ Ящук М.А., ^{1,2} Новикова Т. В.

¹ Севастопольский “Испытательный центр “Омега” – филиал ФГБУ НИИР
г. Севастополь, 299053 ул. Вакуленчука, 29, Российская Федерация
gromozdin@niir.ru, yashchuk@niir.ru, panina@niir.ru

² Севастопольский Государственный Университет, 299053, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

Аннотация: Проводится анализ взаимодействия организаций, вовлеченных в процесс стандартизации современных технологий мобильной связи с целью определения источников информации, содержащих требования к параметрам терминальных устройств и абонентского оборудования, а также методы проведения их испытаний для перспективных технологий мобильной связи (5G Advanced и 6G), законченные технические спецификации для которых еще не сформированы.

1. Введение

Все действующие стандарты технологий мобильной связи 2G/3G/4G/5G и выше строятся на принципах открытых стандартов [1]: доступность, ориентация на конечного пользователя, бесплатность использования, недискриминационность, возможность развития, отсутствие лицензий использования, инновационность. Основными организациями, вовлеченными в стандартизацию 5G/5GA, соответственно, в перспективе и в 6G на глобальном международном уровне, являются [2]:

- Международный союз электросвязи (МСЭ): сектор радиосвязи МСЭ-R и сектор стандартизации МСЭ-T, в рамках которых были созданы: рабочая группа 5D (WP 5D) «ИМТ-системы» в исследовательской комиссии ИК 5 «Наземные службы» и оперативная группа (ОГ) ИМТ-2020 в исследовательской комиссии ИК 13 «Будущие сети, включая облачные вычисления, сети подвижной связи и сети последующих поколений»;

- Партнерский проект 3-го поколения (3GPP), занимающийся развитием технологий мобильной связи 2G/3G/4G/5G (и более новых) и разработкой для них технических спецификаций (стандартов) на глобальном уровне;

- Партнерский проект oneM2M, стартовавший в 2012 г. по инициативе шести региональных органов стандартизации (ETSI, ARIB, TTA, CCSA, TTA и TTC), которые в 1998 г. уже создали успешный партнерский проект 3GPP, и американской Ассоциации ATIS.

В данной работе проведен анализ взаимодействия партнерского проекта 3GPP и других организаций по стандартизации технологий мобильной связи.

2. Основная часть

Основные этапы работ МСЭ-R и 3GPP по продвижению перспективных поколений мобильной связи за пределы текущей фазы развития изображены на рисунке 1 [2].

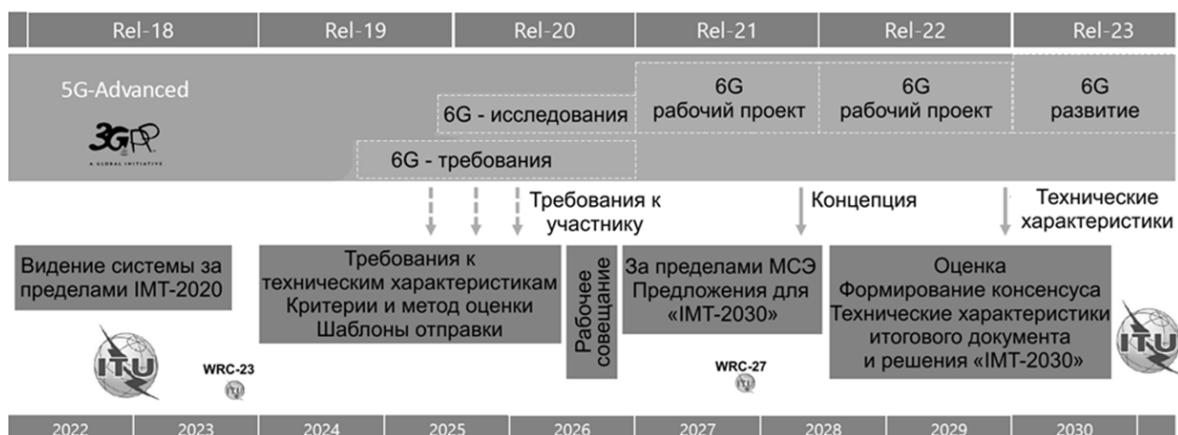


Рисунок 1 — Основные этапы работ МСЭ-R и 3GPP по продвижению перспективных поколений мобильной связи

Связь между ITU и 3GPP не является абсолютно прямолинейной. Требования к созданию сети нового поколения исходят от 3GPP, в котором партнеры по представлению на рынке предоставляют рекомендации по динамике рынка и требованиям. Затем изученные требования представляются в МСЭ для оценки с целью пересмотра ключевых показателей эффективности МСЭ (KPI, такие как минимальные скорости передачи данных, покрытие, надежность и т.д.) и последующего предоставления видения технологии со стороны МСЭ. Подготовленные МСЭ рекомендации возвращаются в 3GPP для оценки практических и технических решений, отвечающих требованиям. Этот цикл повторяется несколько раз, вплоть до финализации спецификаций, удовлетворяющих требованиям к технологии.

Партнерский проект 3-го поколения (3GPP) объединяет семь организаций по разработке стандартов телекоммуникаций (ARIB, ATIS, CCSA, ETSI, TSDSI, TTA, TTC), известных как «организационные партнеры», предоставляющих своим членам стабильную среду для подготовки отчетов и спецификаций, которые определяют технологии 3GPP¹.

При этом организационные партнеры 3GPP могут пригласить партнера по представлению на рынке для участия в 3GPP, который имеет возможность давать советы 3GPP и привносить в 3GPP согласованный взгляд на требования рынка (например, услуги, функции и функциональные возможности), подпадающие под цели 3GPP, но при этом не имеет возможности и полномочий определять, публиковать и устанавливать стандарты в рамках целей 3GPP на национальном или региональном уровнях.

Упрощенная схема взаимодействия между 3GPP, организационными партнерами и партнерами представления на рынке показана на рисунке 2.



Рисунок 2 — Схема взаимодействия 3GPP и организаций по стандартизации

3. Заключение

Проведенный анализ взаимодействия организаций, вовлеченных в процесс стандартизации современных технологий мобильной связи, позволяет отслеживать вновь появляющиеся документы с требованиями к параметрам и методами их испытаний таких технологий, как 5G Advanced и 6G. Это позволяет оценивать перспективы развития современных технологий и своевременно готовиться к освоению проведения испытаний. Определено, что особое внимание следует уделять отчетам рабочих групп 3GPP, в которых не только приводятся теоретические обоснования различных требований и методов испытаний, но и просматриваются их перспективы для будущих поколений связи.

Список литературы

1. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Коваль В.А., Девяткин Е.Е. Развитие сетей мобильной связи от 5G Advanced к 6G: проекты, технологии, архитектура. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2023. – 528 с.
2. Bharat B Bhatia. 6G Spectrum Studies for ITU. – URL: [https://www.itu-apt.org/system/static/uploads/mediap/6G%20Spectrum%20Studies%20for%20ITU%20\(1\).pdf](https://www.itu-apt.org/system/static/uploads/mediap/6G%20Spectrum%20Studies%20for%20ITU%20(1).pdf)

¹ Introducing 3GPP. – URL: <https://www.3gpp.org/about-us/introducing-3gpp>

Результаты идентификации экземпляра радиолокационной станции на основе анализа непреднамеренной внутриимпульсной модуляции

^{1,2} Касьянов А. О., ² Суматохин К. В., ³ Потипак М. В.

¹ Южный федеральный университет, Инженерно-технологическая академия в г. Таганроге
Институт радиотехнических систем и управления, ул. Б. Садовая, 105, Ростов-на-Дону, 347900, Россия
kasyanovao@sfedu.ru, kasao@mail.ru

² Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 347900, Россия

³ Южный федеральный университет, Научно-исследовательский институт робототехники и процессов управления, ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347928, Россия

Аннотация: Доклад посвящен анализу результатов выделения уникальной сигнатуры конкретного экземпляра радиолокационной станции используя информативные признаки непреднамеренной внутриимпульсной модуляции радиолокационного сигнала. На основе экспериментальных записей судовых РЛС, работающих в импульсном режиме, выбран критерий сравнения, позволяющий выполнять численную оценку соответствия информативных признаков отдельных источников излучения друг другу.

1. Введение

Идентификация бортовых радиолокационных средств является актуальной задачей. Значительный интерес представляет выделение информационных признаков конкретного экземпляра радиолокационной станции (РЛС) на основе анализа непреднамеренной внутриимпульсной модуляции радиолокационных сигналов. Основной причиной возникновения непреднамеренной внутриимпульсной модуляции является нефункциональное преобразование зондирующего сигнала различными компонентами тракта передачи РЛС. Такие нефункциональные преобразования сигналов можно считать уникальным из-за незначительного разброса радиоэлектронных параметров компонентов, используемых в конкретном экземпляре РЛС, что вызывает сдвиг рабочей частоты, ее дрейф, вариации длительности переходных процессов. Наибольшую сложность представляет процедура выделения уникальных параметров непреднамеренной внутриимпульсной модуляции отдельных источников излучения.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является исследование возможности идентификации РЛС на основе анализа непреднамеренной внутриимпульсной модуляции.

Для достижения поставленной цели рассмотрены способы выделения информативных признаков в зондирующем сигнале РЛС для уникальной идентификации конкретного экземпляра РЛС, а также выбран критерий сравнения, позволяющий выполнить численную оценку соответствия информативных признаков отдельных источников излучения друг другу.

3. Извлечение информативных признаков внутриимпульсной модуляции

Имеется набор оцифрованных записей зондирующих сигналов 24 судовых РЛС, для каждой из которых зафиксированы записи от 10 до 20 зондирующих периодов, полученных в разное время.

Для оценки применимости метода кумулянтов для решения задачи идентификации РЛС по непреднамеренной функциональной модуляции зондирующих сигналов были рассчитаны наборы автокумулянтов C_{xy} , C_{xyz} и C_{wxyz} для каждой реализации зондирующего сигнала [1]. Каждая РЛС тройка автокумулянтов формирует точку в декартовой системе координат $[C_{xy}, C_{xyz}, C_{wxyz}]$. Анализ полученного облака автокумулянтов в трехмерном представлении показал, что большинство кластеров автокумулянтов для разных РЛС пересекаются, что не позволяет однозначно идентифицировать сигналы таких РЛС. Следовательно, идентификация РЛС по непреднамеренной функциональной модуляции с помощью автокумулянтов затруднительна.

Существует способ извлечения характерных признаков частоты, фазы и амплитуды сигнала с помощью вторичных признаков биспектрального преобразования. Для выделения информативных признаков непреднамеренной функциональной модуляции воспользуемся взаимным биспектром $S_{xyz}(f_1, f_2)$ и взаимной бикогерентностью $B_{xyz}(f_1, f_2)$, учитывая, что автобиспектр и автобикогерентность рассчитывается, полагая $x = y = z$ [2].

С точки зрения вычислительной эффективности выделение информативных признаков непреднамеренной функциональной модуляции с помощью автобиспектра и/или автобикогерентности предпочтительнее, так как не требует пересчета взаимных биспектров и/или взаимных бикогерентностей оцениваемой и хранящихся записей, которых может быть достаточно много.

На рис. 1 представлены контурные изображения автобиспектров и автобикогерентностей для реализаций зондирующих сигналов разных РЛС. Как видно на рис. 1, наибольшей вариативностью обладает автобикогерентность. Следовательно, для извлечения характерных признаков непреднамеренной внутриимпульсной модуляции воспользуемся автобикогерентностью.

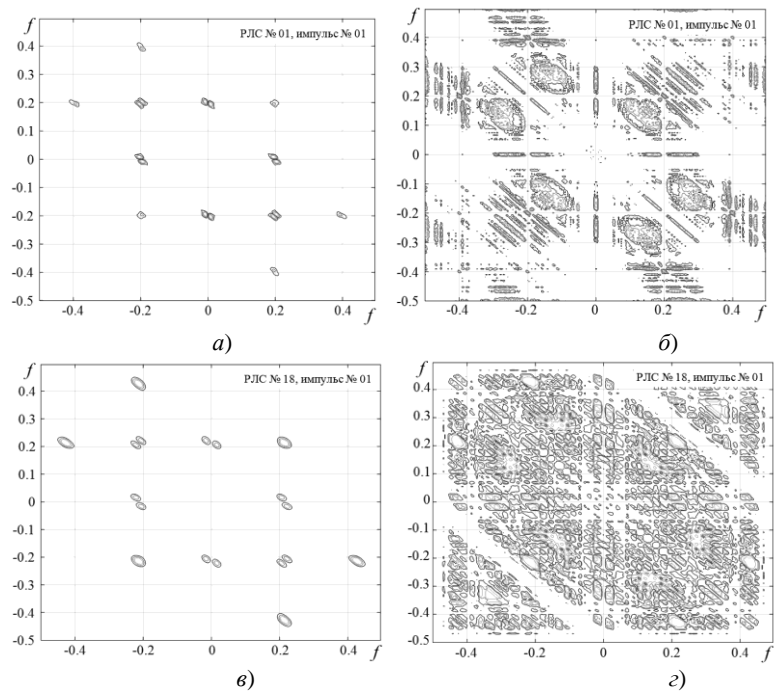


Рис. 1. Автобиспектры (а, в,) и автобикогерентности (б, г) зондирующих сигналов разных РЛС

4. Выбор критерия сравнения и результаты идентификации

Задачу сравнения двух автобикогерентностей, полученных для разных РЛС, можно свести к оценке сходства/различия двух изображений. Существует множество подходов сравнения изображений, однако наиболее эффективным для оценки двух автобикогерентностей является метод структурного сходства $SSIM(x, y)$ [3], который предполагает, что необходимо оценить сходство, а не различие двух изображений.

Для повышения достоверности классификации имеющиеся записи зондирующих сигналов по каждой РЛС были усреднены. Для усредненного сигнала каждой РЛС рассчитывалась автобикогерентность $B_{xyz}(f_1, f_2)$. Полученные данные преобразовывались в черно-серое 16-битное изображение. Для всех сочетаний изображений определялся критерий структурного сходства $SSIM(x, y)$. В результате была сформирована идентификационная матрица РЛС (рис. 2).

5. Заключение

В результате использования спектрального анализа высших порядков для извлечения особенностей непреднамеренной внутриимпульсной модуляции зондирующих сигналов РЛС и критерия структурного сходства для численной оценки вероятности сходства автобикогерентности двух различных источников удалось получить вероятность правильной идентификации РЛС, равную 0,6.

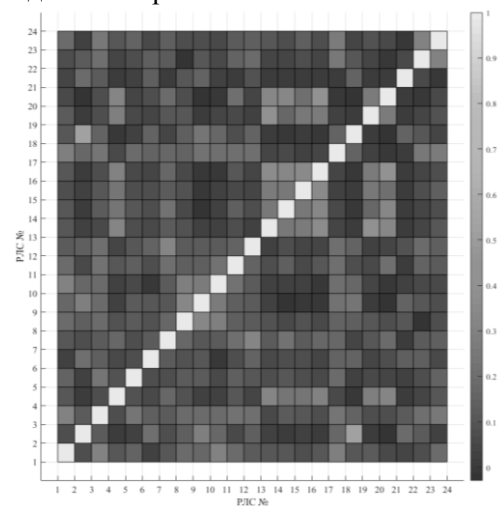


Рис. 2. Идентификационная матрица РЛС

Используемые источники

1. Беляев А.В., Касьянов А.О., Попов Ю.Г. Измерение параметров и идентификация OFDM-сигналов // Антенны. 2018. № 4. С. 42-50.
2. Swami A., Mendel J.M., Nikias C.L. Higher-order spectral analysis toolbox // The Mathworks Inc. 1998. V. 3. P. 22-26.
3. Shuhong J., Mingzhu L., Weisheng D. Evaluation of jamming effect on SAR based on textural feature // Proc. Int. Conf. Inf. Commun. Manage. 2012. P. 13-18.

Разработка высокоскоростной линии беспроводной передачи цифровых данных с улучшенными характеристиками

^{1, 2} Касьянов А. О., ¹ Юниченко А. С., ¹ Шишак В. Н.

¹ Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 347900, Россия

² Южный федеральный университет, Инженерно-технологическая академия в г. Таганроге
Институт радиотехнических систем и управления, ул. Б. Садовая, 105, Ростов-на-Дону, 347900, Россия
kasyanovao@sfedu.ru, kasao@mail.ru

Аннотация. Доклад посвящен проблемам формирования и приема сигналов высокоскоростной беспроводной системы передачи данных малого радиуса действия в условиях городской зоны на фоне помех. Определена сигнальная конструкция с учетом предъявляемых ограничений. Предложен алгоритм приема, включающий в себя согласованную фильтрацию, совмещенную с подавлением внутриволновых помех, и коррекцию межсимвольных искажений с первичной символьной синхронизацией с помощью дробно-интервального эквалайзера.

1. Введение

В настоящее время к современным беспроводным системам передачи данных малого радиуса действия предъявляются повышенные требования по скорости передачи информации при обеспечении спектральной и энергетической эффективности этих систем. Данные системы широко используются в условиях городской зоны, при этом в одном и том же ограниченном частотном диапазоне могут одновременно функционировать несколько систем радиосвязи. Несмотря на имеющиеся ограничения на допустимую эквивалентную изотропно-излучаемую мощность и ее максимальную спектральную плотность, данные системы, находясь на незначительном расстоянии друг от друга, могут создавать взаимные аддитивные внутриволновые помехи. При этом требуется обеспечить помехоустойчивость относительно мелкомасштабных замираний сигнала, который при высокой символьной скорости передачи информации будет испытывать частотно-селективные замирания [1]. Несмотря на то, что проблемы приема сигналов, подверженных частотно-селективным замираниям, а также сигналов на фоне аддитивных внутриволновых помех, известны, пока не разработан общий подход к формированию и приему сигналов в условиях частотно-селективных замираний на фоне аддитивных внутриволновых помех с учетом ограничений на занимаемую полосу частот и пик-фактор сигнала.

2. Постановка задачи

Цель данной работы является исследование и разработка рекомендаций по формированию и приему сигналов для высокоскоростных беспроводных систем передачи данных малого радиуса действия, функционирующих в условиях городской зоны на фоне аддитивных внутриволновых помех с учетом ограничений на занимаемую полосу частот и пик-фактор сигнала.

Для достижения поставленной цели определена сигнально-кодовая конструкция с учетом ограничений на занимаемую полосу частот и пик-фактор сигнала, выполнен анализ применения существующих методов для приема принятой сигнально-кодовой конструкции в условиях частотно-селективных замираний на фоне внутриволновых помех, а также разработан реализуемый на практике алгоритм приема сигналов и проведено всестороннее тестирование разработанного алгоритма.

3. Новизна и оригинальность разработки линии беспроводной передачи данных

Новизна данной разработки заключается: 1) в предложенных рекомендациях, позволяющих выполнить комплексную разработку радиолинии, функционирующую в условиях частотно-селективных замираний и внутриволновых помех, в части формирования и приема сигналов; 2) в предложенном алгоритме подавления аддитивных внутриволновых помех. Предложенные рекомендации включают в себя выбор сигнально-кодовой конструкции, состоящей из сверточного кода и четырехпозиционной фазовой модуляции с максимально возможным расширением спектра по квадратурам, а также алгоритм приема сигнала, включающий операции согласованной фильтрации, совмещенной с подавлением внутриволновых помех согласно предложенному алгоритму (рис. 1), а также коррекции межсимвольных искажений с помощью дробно-интервального эквалайзера. Предложенный алгоритм подавления аддитивных внутриволновых помех является модификацией известного субоптимального алгоритма с использованием прямого и обратного преобразования Фурье в части применения межквартильного метода для автоматического определения пораженных участков спектра полезного сигнала, а также режекции помех путем корректировки импульсной характеристики согласованного фильтра. На рис. 2 в графическом виде представлены АЧХ синтезированного согла-

сованного фильтра при приеме на фоне аддитивных внутриполосных помех и СПМ сигнала на его выходе. Данный подход к режекции аддитивных внутриполосных помех путем корректировки импульсной характеристики согласованного фильтра позволяет с помощью весовой обработки дискретной АЧХ режекторного фильтра во временной области с использованием одной из оконных функций существенно снизить уровень боковых лепестков АЧХ режекторного фильтра на участках режекции [2].

Итак, разработанный алгоритм состоит из следующей последовательности операций:

1) согласованная фильтрация, совмещенная с подавлением внутриполосных помех с использованием предложенного алгоритма подавления аддитивных внутриполосных помех;

2) коррекция межсимвольных искажений с первичной символьной синхронизацией с помощью дробно-интервального эквалайзера, настройка коэффициентов которого выполняется по тренировочной последовательности, передаваемой в информационном пакете (рис. 3).

4. Результаты проведенного математического моделирования и их обсуждение

Для подтверждения эффективности разработанного алгоритма проведено математическое моделирование приема QPSK-сигналов в условиях городской застройки при поражении полосы полезного сигнала до 12 % сосредоточенной по спектру помехой и отношением «сигнал/помеха» до минус 50 дБ. Тренировочная последовательность информационного пакета данных составляла 250 символов. Требуемый коэффициент ошибок (КО) на выходе детектора составлял $5 \cdot 10^{-2}$, что достаточно для обеспечения результирующего КО при использовании различных схем помехоустойчивого кодирования. При использовании данного алгоритма КО достигался при отношении энергии символа к СПМ аддитивного гауссова шума ~ 10 -11 дБ, что на 4 дБ выше релейского предела для данной вероятности битовой ошибки.

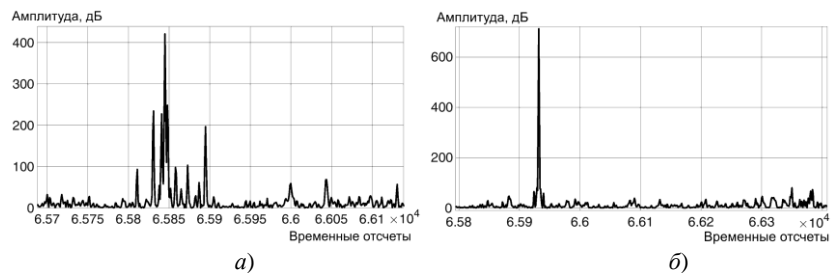


Рис. 3. Сигнал на выходе фильтра, согласованного с тренировочной последовательностью: (а) – без эквалайзера; (б) – с эквалайзером

5. Заключение

Таким образом, принятая сигнальная конструкция и разработанный алгоритм ее приема позволяют осуществлять передачу сигналов высокоскоростных систем радиосвязи малого радиуса действия, функционирующих в условиях городской зоны на фоне аддитивных внутриполосных помех с учетом ограничений на занимаемую полосу частот и пик-фактор сигнала.

Используемые источники

1. Касьянов А.О., Юниченко А.С., Суматохин К.В. Организация высокоскоростного радиоканала передачи информации с подвижных объектов // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 7. С. 41–48.
2. Чумаченко А.Б., Юниченко А.С. Формирование и прием сигналов высокоскоростной беспроводной системы передачи данных малого радиуса действия в условиях городской зоны на фоне помех // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 12. С. 51–56.

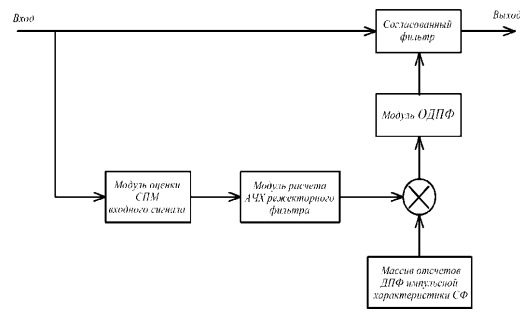


Рис. 1. Схема устройства, реализующего предлагаемый алгоритм подавления аддитивных внутриполосных помех

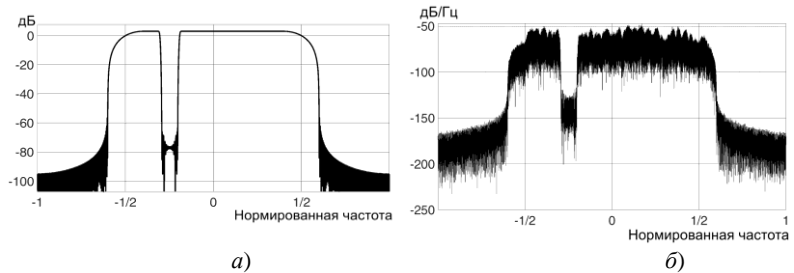


Рис. 2. АЧХ согласованного фильтра при приеме на фоне аддитивных внутриполосных помех (а) СПМ сигнала на выходе согласованного фильтра (б)

Программа контроля и управления беспилотным исследовательским маломерным судном

¹ Тыщук Ю. Н., ¹ Литовко Е. В., ¹ Лысенко Н. М.

¹ Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
y.tyschuk@gmail.com

***Аннотация:** В работе приведены результаты разработки программного обеспечения, используемого в системе дистанционного управления беспилотным исследовательским маломерным судном. Программное обеспечение позволяет передавать все необходимые команды управления платформой и бортовым оборудованием. Также разработанное программное обеспечение позволяет отображать все передаваемые на береговую станцию показания датчиков, отображать местоположение маломерного судна на карте местности.*

1. Введение

В последние несколько десятков лет активно ведутся работы по созданию и усовершенствованию беспилотных плавсредств, предназначенных для решения исследовательских задач, мониторинга состояния окружающей среды и побережья, решения коммерческих и других практических задач [1]. В то же время, среди прочего, решаются вопросы построения системы дистанционного управления беспилотными аппаратом (в том числе и летательными [2].

При решении первой из этих задач важно построить как стационарную либо мобильную подсистему берегового контроля и управления, так и мобильный терминал управления, находящийся на плавсредстве. Второй вопрос во многом основан на требованиях к району навигации контролируемого объекта: вблизи побережья, в пределах прямой видимости или на дальних маршрутах.

В Севастопольском государственном университете проводятся работы по созданию беспилотного плавсредства с возможностью дистанционного управления, которое планируется использовать как в научных, так и в педагогических целях, а также как задел для построения более совершенной системы дистанционного и безэкипажного управления малоразмерными исследовательскими судами.

Авторами в своей работе [3] выполнены предварительные работы по разработке системы дистанционного управления: произведён расчёт зоны покрытия береговой станции в предполагаемом месте использования беспилотного плавсредства (бухта «Голландия» в г. Севастополе), а также разработаны структурные схемы береговых и бортовых подсистем управления и видеонаблюдения, которые далее были реализованы в виде соответствующих конструктивных решений. В процессе работы было написано программное обеспечение, позволяющее осуществлять контроль и управление маломерным судном с берегового пункта управления.

2. Образовательная деятельность

Разрабатываемое в Севастопольском государственном университете маломерное судно (катамаран) предназначено для выполнения работ в прибрежной зоне, с дальностью действия 1—2 км. Судно может нести на борту беспилотный плавательный аппарат, дополнительно оснащённый различным исследовательским оборудованием.

Управление катамараном осуществляется с берегового пункта управления по двум каналам: с использованием промышленного оборудования стандартов IEEE 802.11 (основной канал) и с использованием ручного переносного пульта дистанционного управления (резервный канал).

Вся система дистанционного управления состоит из бортовой и береговой подсистем.

Как было сказано выше, береговая подсистема осуществляет удалённое управление катамараном. В её состав входят: автоматизированное рабочее место судоводителя (стационарный или переносной персональный компьютер с программой контроля и управления катамараном); резервный пульт дистанционного управления; специализированная Wi-Fi точка доступа в составе: приёмопередатчик, антенна и PoE-инжектор.

Бортовая подсистема дистанционного управления располагается на борту плавсредства и обеспечивает управление всеми его элементами: ходовыми и подруливающими двигателями, камерами наблюдения, захватами автономного плавательного аппарата, системой передачи данных и управления автономным плавательным аппаратом.

Бортовая подсистема состоит из следующих элементов: комплекта аппаратуры и технических средств управления ходом и курсом маломерного судна; специализированной Wi-Fi точки доступа в составе: приёмопередатчик, антенна и PoE-инжектор; набора видеокамер; бортового блока управления в составе: контроллер «Сокол-360», маршрутизатор, одноплатный компьютер Raspberry PI4.

Одноплатный компьютер Raspberry PI4 обеспечивает обмен данными с береговой подсистемой управления по сетевым протоколам, преобразование управляющих команд. Обмен данными осуществляется непосредственно с береговой программой управления (рис. 1).

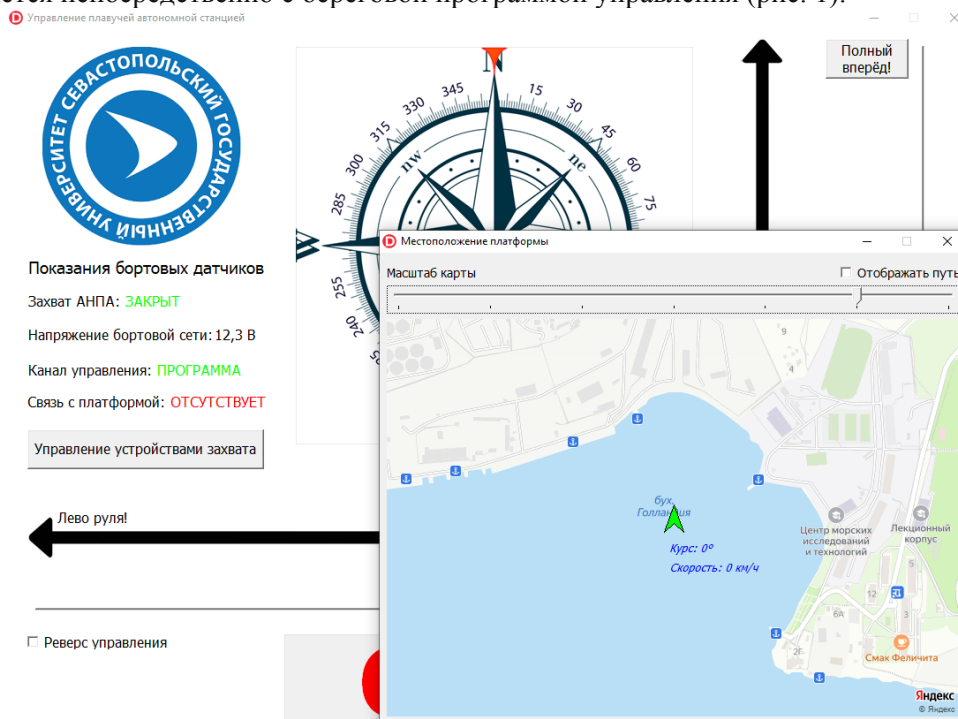


Рис. 1. Интерфейс программы контроля и управления с окном отображения местоположения маломерного судна

Интерфейс программы контроля и управления показан на рис. 1. Элементы интерфейса программы позволяют осуществлять полное управление маломерным судном (задавать обороты ходовых двигателей, управлять скоростью поворота судна, включать реверс управления, открывать и закрывать захваты беспилотного плавательного аппарата), а также получать информацию с судна (наличие/отсутствие связи, бортовое напряжение, положение захватов беспилотного плавательного аппарата, курс и скорость судна). Курс и скорость судна, а также его местоположение, при необходимости, могут отображаться в отдельном окне совместно с интерактивной картой местности.

Обмен данными с одноплатным компьютером Raspberry PI4 осуществляется посредством Socket-соединения. Сервером в данном случае является бортовой пункт управления, а клиентом — береговой.

3. Заключение

В результате работы для разработанной в Севастопольском государственном университете системы дистанционного управления беспилотным исследовательским маломерным судном, написано программное обеспечение, позволяющее осуществлять контроль всех параметров, передаваемых с маломерного судна на берег, включая отображение местоположения судна на карте местности. Также программа позволяет передавать все необходимые команды для осуществления управления самим судном и всем бортовым оборудованием.

Список литературы

1. Dobref V, Popa I, Popov P and Scurtu I C 2018 Unmanned Surface Vessel for Marine Data Acquisition IOP Conf. Ser.: Earth and Environmental Science 172 012034 DOI: 10.1088/1755-1315/172/1/012034
2. Mickhayluck Y P, Iskiv V M, Golovin V V, Schekaturin A A, Afonin I L and Gimpilevich Y B 2017 Study of the possibility of using the communication system with IEEE 802.22 for remote control of an unmanned vessel IEEE Proc. Int. Conf. on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS) (Tel-Aviv, Israel, Nov. 1-5) DOI: 10.1109/COMCAS.2017.8244826
3. Dudnikov S Y, Vertegel V V, Golovin V V and Tyschuk Y N 2020 Remote control system for the unmanned floating platform, MIST: Aerospace-III 2020, IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering DOI:10.1088/1757-899X/1047/1/012130

Определение момента скачкообразного изменения параметра технического объекта

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: Для своевременной реакции системы мониторинга и управления на ухудшение состояния технического объекта необходимо в реальном времени с минимальной задержкой зафиксировать момент резкого изменения его параметра или параметров, что может привести к нештатной или аварийной ситуации. Для реализации этой задачи предложена модель определения скачкообразного изменения параметра, представлены соответствующие соотношения. Проведена апробация модели.

1. Введение

Оценка изменения состояния технического объекта в процессе мониторинга на основе определения динамики изменения определяющего параметра затруднено, если поступающий от датчика сигнал имеет шумовую составляющую. В качестве примера можно привести значение сигнала ускорения автомобиля, которое фиксируется на одной из осей 3-х осевого акселерометра. В таком случае оценка состояния объекта может производиться путем сравнения среднего значения сигнала с границами областей значений параметра, характеризующих состояния объекта (границы нормы, опасной зоны, аварийной зоны) [1].

Кроме того, во многих случаях скачкообразное изменение среднего значения параметра характеризует недопустимое изменение состояния объекта, когда можно говорить о переходе объекта из устойчивого в неустойчивое состояние, например, для автомобиля – в неустойчивое положение на дороге [2]. В этом случае важно зафиксировать величину скачка, чтобы в процессе сравнения с установленным пороговым значением λ определить факт перехода в другое состояние и момент этого перехода (время перехода в единицах времени от некоего фиксированного начального значения). Фактически речь идет об изменении моделей сигнала во времени. Основная задачи сводится к задаче столь быстрого обнаружению скачка, чтобы иметь возможность в реальном времени фиксировать последующие существенные скачки и, следовательно, отслеживать существенные изменения в состоянии объекта.

2. Модель определения скачкообразного изменения параметра

Предположим, что наблюдается кусочно-постоянный сигнал с аддитивной помехой. В произвольные моменты времени происходят скачки среднего значения данного сигнала. Характерное изменение сигнала представлено на рис.1.

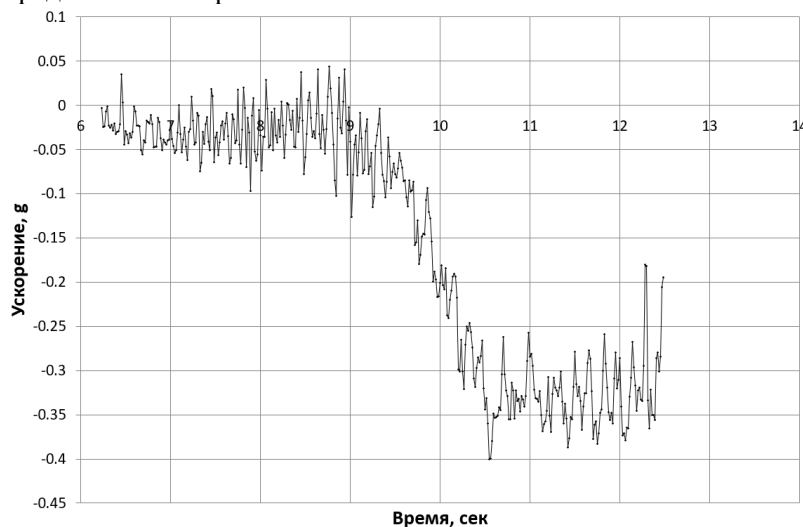


Рисунок 1 – Скачкообразное изменения ускорения

Будем считать, что множество измеренных значений параметра y представляют собой случайные величины, распределенные по нормальному закону с плотностью вероятности [3, 4]

$$P_k(i) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y^{(k)}(i) - \mu_k)^2}{2\sigma^2}}.$$

В выражении индекс k определяет временные интервалы сбора данных до скачка $[t_0, t_{\tau-1}]$ ($k = 0$) и после скачка $[t_{\tau}, t_n]$ ($k = 1$) соответственно. В рамках схемы использования критерия правдоподобия Пейджа–Хинкли индексу $k = 0$ эквивалентно принятие гипотезы H_0 на интервале $[t_0, t_{\tau-1}]$, что соответствует отсутствию скачка, а $k = 1$ - гипотезы H_1 на интервале $[t_{\tau}, t_n]$, что соответствует регистрации скачка среднего значения.

Обнаружение скачкообразного изменения является эквивалентом принятию гипотезы H_1 (есть скачкообразное изменение), когда она проверяется по отношению к гипотезе H_0 (нет скачкообразного изменения).

Критерий отношения правдоподобия для этих двух гипотез принимает вид [5, 6]:

$$\frac{\prod_{i=1}^{\tau-1} P_0(y_i) \cdot \prod_{i=\tau}^n P_1(y_i)}{\prod_{i=1}^n P_0(y_i)} = \prod_{i=\tau}^n \frac{P_1(y_i)}{P_0(y_i)}$$

Здесь и далее для удобства полагаем $y_i = y(i)$.

Обнаружение увеличения среднего значения параметра и принятие гипотезы H_1^+ осуществляется с использованием следующих соотношений:

$$\begin{cases} \theta_0 = 0, \\ \theta_n = \sum_{i=1}^n (y_i - \mu_0 - \frac{\delta_{min}}{2}) \quad (n \geq 1), \\ m_n = \min_{0 \leq v \leq n} \theta_v. \end{cases}$$

Обнаружение фиксируется, если

$$\theta_n - m_n \geq \frac{\lambda}{\delta_{min}}.$$

Обнаружение уменьшения среднего значения параметра и принятие гипотезы H_1^- осуществляется с использованием следующих соотношений:

$$\begin{cases} \Omega_0 = 0, \\ \Omega_n = \sum_{i=1}^n (y_i - \mu_0 + \frac{\delta_{min}}{2}) \quad (n \geq 1) \\ M_n = \max_{0 \leq v \leq n} \Omega_v, \end{cases}$$

Обнаружение фиксируется, если

$$M_n - \Omega_n \geq \frac{\lambda}{\delta_{min}}.$$

3. Заключение

Таким образом, использование статистических критериев, таких, как отношения правдоподобия позволяет осуществить обнаружение скачкообразного изменения среднего значения параметра с минимальным запаздыванием.

Это позволяет создать эффективную систему контроля состояния объекта с использованием средств системы мониторинга, предотвратить развитие нештатного процесса за счет своевременного формирования сигнала об опасности последующих действий по стабилизации состояния контролируемого объекта.

Список литературы

1. Клевцова А.Б., Клевцов Г.С. Модели параметрической экспресс-оценки состояния технического объекта. //Известия ЮФУ. Технические науки. 2008. Т.88. № 11. С.15-19.
2. Клевцов С.И. Использование моделей временных рядов для краткосрочного прогнозирования в микроконтроллере изменений параметров объекта // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 11 (148). – С. 194-201
3. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем. Пер. с англ./ М.Бассвиль, А. Вилски, А. Банвенист и др.; Под ред. М.Бассвиль и А. Банвениста - М.: Мир, 1989. – 278с.
4. Hinkley D. V. Inference about the Change-Point from Cumulative Sum-Tests, *Biometrika*, 1971, 508, 3, p 509-523.
5. Ширяев А. Н. Обнаружение спонтанно возникающих эффектов, Доклады. АН СССР, т.138, №4, 1961., – С. 799–801
6. Ширяев А.Н. Задача скорейшего обнаружения нарушения стационарного режима. Доклады АН СССР, т.138, №5, 1961. - С.1039-1042

Эмулятор мобильной сети 4G/LTE

Савочкин А. А., Гаспарян Р. Р.

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

Аннотация: Рассмотрен способ реализации эмулятора системы мобильной связи 4G/LTE с применением интегрального приемного устройства Software Defined Radio (SDR). В качестве эмулятора опорной сети предложено использовать программный продукт от srsRAN [1]. Такой подход позволил провести исследования и проанализировать особенности развёртывания пилотной зоны мобильной связи. В результате тестирования определены: скорость приема данных, временные задержки передачи и другие параметры, характеризующие работы мобильной сети. Показана возможность использования эмулятора мобильной сети в учебном процессе вуза.

1. Введение

Задаче исследования мобильных сетей в силу значительного увеличения интереса к услугам мобильного интернета и роста объема мультимедийных мобильных приложений в последние годы уделяется все большее внимание. Очевидно, что проведение таких исследований сопряжено с необходимостью наличия доступа к реальной сети операторов связи, что практически не всегда может быть обеспечено. Альтернативный вариант — это использование аппаратно-программных комплексов, способных эмулировать работу мобильной сети, как на уровне функциональных задач, так и на уровне технической реализации физического уровня.

Примером реализации такого эмулятора является аппаратно-программный комплекс для тестирования устройств LTE и 5G NR — AMARI Callbox Advanced, обеспечивающий эмуляцию базовой станции и мобильных сетей LTE и 5G NR и аппаратно-программный комплекс для тестирования пользовательского оборудования LTE и 5G NR — AMARI Callbox Ultimate, поддерживающий все типы пользовательского оборудования, совместимого с 3GPP [2]. Комплекс позволяет реализовать моделирование различных типов каналов в соответствии с моделями 3GPP, указанными в спецификациях 36.101 и 38.141. Однако с точки зрения авторов представляет интерес реализации аналогичного комплекса на основе использования результатов открытого проекта по формированию мобильной сети 4G/5G from Software Radio Systems (SRS) — srsRAN. Однако практические особенности использования srsRAN рассмотрены недостаточно, что затрудняет использование данного программного обеспечения в практических исследованиях. В данной работе задача развёртывания мобильной сети 4G/LTE выполнена практически путем реализации программно-аппаратного комплекса на основе применения устройств SDR и программного кода srsRAN.

2. Основная часть

При выполнении работы принято решение развернуть эмуляцию мобильной сети на основе программного обеспечения software radio system Radio Access Network 4 Generation (srsRAN 4G). В состав программного обеспечения srsRAN 4G входят следующие основные элементы: srsUE — приложение «Пользовательское оборудование» — User Equipment (UE) с полным стеком 4G с функциями прототипа сети 5G; srsENB — полный стек 4G базовой станции eNodeB;— srsEPC — реализация ядра мобильной сети 4G EPC с контрольным узлом Mobility Management Entity (MME), домашним сервером базы данных пользователя — Home Subscriber Server (HSS), шлюзом обслуживания S-GW и шлюзом выхода на пакетные сети P-GW.

Работа программной части реализуется в операционной системе Linux. При этом программное приложение srsUE обеспечивает эмуляцию UE-модема 4G LTE, а программное приложение srsENB — функционирование процессов в улучшенной версии базовой станции 4G, что обеспечивает — максимальную скорость передачи данных (в направлении download — 195 Мбит при использовании MIMO TM3 / TM4 с модуляцией QAM256; в направлении upload — 75 Мбит) и работу в сетях 5G в режимах stand alone (SA) и non-stand alone (NSA) [1]. Архитектура программных приложений srsUE и srsENB полностью обеспечивает функционирование уровней 1, 2 и 3 модели взаимодействия открытых систем OSI. Программный модуль srsEPC обеспечивает работу всех ключевых компонентов ядра — evolved packet core (EPC) для домашнего абонентского обслуживания (HSS), объекта управления мобильностью (MME), шлюза обслуживания (S-GW) и шлюза сети пакетной передачи данных (P-GW). На рис. 1 показаны основные компоненты EPC, а также основные интерфейсы между ними.

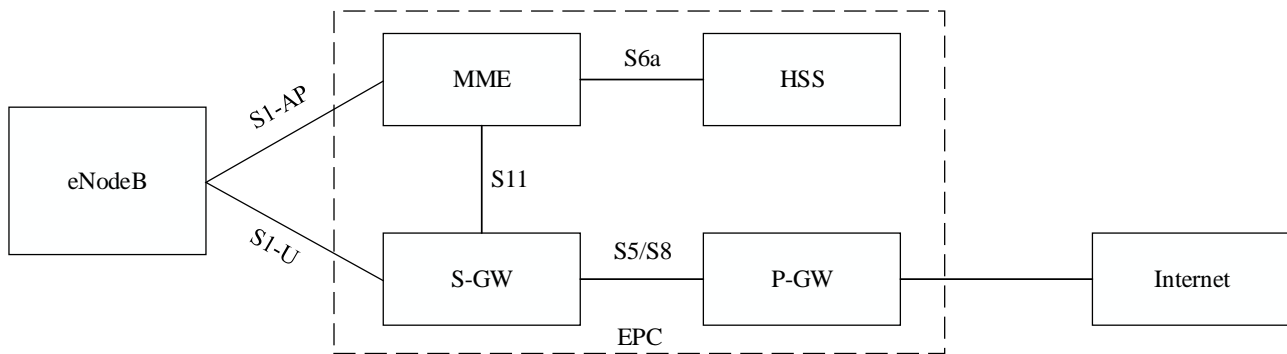


Рис. 1. Общая архитектура ядра сети 4G

Домашняя абонентская служба HSS — содержит базу данных пользователей, в которой хранится информация о идентификации пользователей, ключи, ограничения доступа и использования услуг. Функционально модуль HSS отвечает за аутентификацию и авторизацию доступа пользователя к сети. Объект управления мобильностью MME обрабатывает сообщения управления мобильностью и присоединением пользователей. Он также отвечает за доставку сообщений в режиме ожидания.

Шлюз S-GW является основным шлюзом для пользователей, поскольку он обеспечивает привязку пользовательского оборудования UEs. Он работает как IP-маршрутизатор и реализует настройку сеансов между eNodeB и P-GW, а пакетный шлюз P-GW в свою очередь является точкой связи с внешними сетями. Он также обеспечивает соблюдение параметров качества обслуживания QoS для сеансов абонентов. Таким образом программные аналоги UE, eNodeB и EPC обеспечивают функционирование полной сквозной мобильной беспроводной сети LTE [1].

Для формирования радиосигналов eNodeB и UE требуется оборудование SDR. При выполнении исследований радиотракт базовой станции мобильной связи и комплект пользовательского оборудования реализованы с применением интегрального приемо-передающего устройства SDR типа LimeSDR (LMS7002M). Платформа LimeSDR от Lime Microsystems предоставляет гибко настраиваемое устройство с открытой архитектурой для формирования радиосигналов, в том числе и используемых в сетях мобильной связи.

При настройке программного части на первом этапе потребовалось: установить и настроить операционную систему Ubuntu; установить дополнительные библиотеки и программные элементы srsRAN 4G; настроить LimeSDR с помощью утилиты LimeUtil. Далее следует выполнить настройку частотных и энергетических параметров мобильной сети. Например, при реализации системы в диапазоне LTE «band 20» могут быть выбраны частоты 800 МГц в нисходящем направлении и 841 МГц в восходящем направлении. Параметры вносятся в конфигурационные файлы enb.conf и g.conf.

При настройке программного обеспечения возникли сложности в части обеспечения доступа к IP-сети на стороне UE (шлюз по умолчанию и DNS), что потребовало дополнительного конфигурирования сетевых параметров средствами операционной системы.

3. Заключение

В ходе выполнения работы реализовано развёртывание базовой станции 4G/LTE с опорной сетью и выявлены особенности эксплуатации аппаратной и программной частей, а также продемонстрированы результаты функционирования сотовой связи 4G/LTE в различных режимах. В ходе дальнейшего исследования планируется выполнить нагрузочное тестирование работы сети в режиме многих абонентов, а также реализовать работу системы для мобильной сети 5G [3]. Планируется использование эмулятора мобильной сети в учебном процессе СевГУ при подготовке магистрантов.

Список литературы

1. srsRAN 4G 22.10 Documentation [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.srsran.com/projects/4g/en/latest/> (дата обращения: 13.04.2023).
2. Аппаратно-программный комплекс для тестирования устройств LTE и 5G NR – AMARI Callbox Advanced [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://2test.ru/solutions/seti-peredachi-dannykh/izmeritelnoe-i-montazhnoe-oborudovanie/emulyatsiya-setey-2g-3g-4g/apparatno-programmnyy-kompleks-dlya-testirovaniya-ustroystv-lte-i-5g-nr-amari-callbox-advanced.html> (дата обращения: 13.04.2023).
3. Нефедов А.С., Гаспарян Р.Р., Савочкин А.А. Разработка лабораторного стенда определения функциональных характеристик базовой станции системы 5G // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций. — Москва-Севастополь: Изд-ва: РНТОРЭС им. А.С. Попова, СевГУ, 2022. № 5. С. 82.

Система мониторинга газовой и пожарной безопасности для многоквартирного дома

Папуловская Н. В., Изотов И. Н., Муаамар М. А.

ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
г. Екатеринбург, 620002, ул. Мира, 32, Российская Федерация

n.v.papulovskaia@urfu.ru

Аннотация: В статье описана разработка устройства, которое позволяет контролировать и предупреждать о возникновении чрезвычайных ситуаций, связанных с утечкой газа и возгораниями в условиях многоквартирного дома. Рассмотрен способ реализации связи между устройствами, подключенными в одну инфокоммуникационную систему. Прототип устройства разработан на базе микроконтроллера STM32 и модулей беспроводной связи ZigBee. В качестве платформы Интернета вещей выбрана российская облачная разработка Rightech IoT Cloud. Сетевой шлюз обеспечивает связь между IoT устройствами и приложениями по протоколу MQTT. Он позволяет передавать данные в режиме реального времени и осуществлять коммуникацию между устройствами и облачной системой. В результате серии тестов была выявлена устойчивая связь и допустимая дальность приема сигнала между устройствами.

1. Введение

По данным МЧС России ежегодно происходят пожары из-за взрыва природного газа, которые разрушают дома и уносят жизни людей. С начала 2016 года на территории Российской Федерации наблюдается негативная тенденция увеличения случаев взрывов и возгораний бытового газа в жилых домах [1]. Этого можно избежать и уменьшить материальный ущерб, если использовать технологии Интернета вещей. На рынке присутствует много устройств, связанных с газовой и пожарной безопасностью. Пользователь может приобрести такое устройство и отслеживать состояние своего жилого помещения. Некоторые из таких устройств подключаются в систему умного дома, некоторые снабжены мобильным приложением для уведомления пользователя. Практически все устройства работают через Wi-fi протокол. Однако, если утечка газа произошла в соседней квартире, соседи будут подвержены необоснованному риску. Одним из вариантов решения данной проблемы может быть построение сенсорной сети на основе топологии Mesh и разработка устройства по обнаружению утечки газа или возгораний, которое способно передавать данные на другие (соседние) устройства в сети и в облачную платформу.

Цель работы: разработать прототип устройства, который сможет контролировать газовую и пожарную безопасность в условиях многоквартирного дома в режиме реального времени, предупреждая пользователей о любых потенциальных угрозах, в том числе в соседних помещениях.

2. Архитектурное решение

Стандартная система интернета вещей состоит из частей: сбора данных, передачи данных, хранения данных и взаимодействия с пользователем. В качестве основного активного устройства был выбран микроконтроллер (МК) STM32L. Он обеспечивает высокую производительность и низкое энергопотребление. Взаимодействие МК с датчиками происходит с помощью интерфейса I2C. Данный интерфейс является простым в реализации, позволяет подключать множество устройств к одной шине и обмениваться данными с ними. Беспроводная связь между сетевым шлюзом и МК устройства реализована по технологии ZigBee. ZigBee имеет ряд преимуществ перед Wi-Fi и Bluetooth: энергоэффективность, минимальные потери пакетов, большая дальность охвата, большое количество подключений (65 000 устройств), помехоустойчивость. Сетевой шлюз (IoT Gateway) связывается с устройствами IoT и обеспечивает их интеграцию с облачной платформой Rightech IoT Cloud [2]. Платформа предоставляет конфигурируемое Web-приложение для мониторинга состояния систем в реальном времени, управления сценариями и администрирования пользователей, а также WebSocket и RESTful API для интеграции с другими модулями IoT-проекта. Таким образом можно настроить пользовательский интерфейс, через который владельцы устройств смогут отслеживать состояние показателей газовой и пожарной безопасности всех квартир в подъезде. На сетевом шлюзе работает MQTT Broker – протокольный брокер, который обеспечивает связь между IoT устройствами и приложениями по протоколу MQTT. Он позволяет передавать данные в режиме реального времени и осуществлять коммуникацию между устройствами и облачной системой.

2. Сбор и тестирование системы

Устройство-прототипа включает следующие компоненты: газовый датчик (SGP30), датчик пламени (TSL25403), плата STM32 *Nucleo-64*, плата расширения *Accessory Shield (Waveshare)* с периферийными модулями и модулем беспроводной связи *XB24CZ7WIT Xbee (ZigBee-модуль с уже установленным программным обеспечением, благодаря которому значительно сокращаются сроки разработки конечного изделия)*.

В качестве сетевого шлюза использовалась программа *XVMQ*, транслирующая *ZigBee*-пакеты на локальный MQTT-сервер. Приемопередатчиком является аналогичный модуль *XB24CZ7WIT Xbee*. Сообщения локального MQTT-брокера необходимо дополнительно преобразовывать в формат, поддерживаемый MQTT-сервером платформы *Rightech*. Для этого была разработана программа на языке *Python*. Программа запускается на шлюзе и выполняет двустороннее преобразование сообщений (рис. 1).

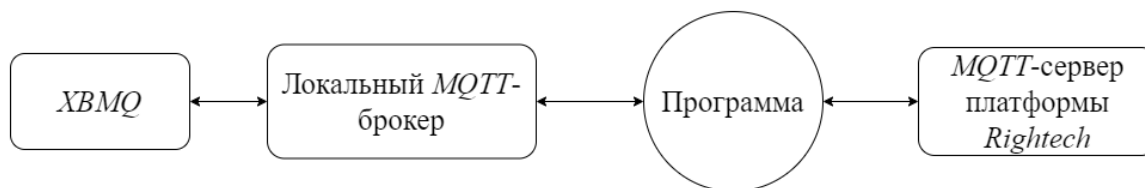


Рис.1. Схема подключения шлюза к платформе *Rightech*

Испытание работоспособности системы проводилось в лабораторных условиях с применением средств имитации утечки газа (газовый баллон) и пожара (зажигалка). Эксперимент по тестированию работоспособности системы выполнялся на двух собранных прототипах устройства и шлюзе в облачную IoT систему. В ходе эксперимента были установлены предельные расстояния расположения устройств системы (табл. 1) и влияние стен и перекрытий на распространение радиосигнала. При возникновении аварийной ситуации (утечка газа, высокая температура) данные с одного устройства передаются на соседние и в IoT платформу *Rightech*. Устройства оснащены цифровым табло и звуковым извещателем, которые обеспечивают информирование о наличии чрезвычайной ситуации.

Табл. 1. Результаты экспериментов

№ эксперимента	Расстояние между устройством и шлюзом, м	Расстояние между устройством №1 и устройством №2, м
1	27.0	35.2
2	26.4	34.3
3	26.9	35.5
Среднее:	26.8	35.0

3. Заключение

В ходе выполнения исследовательской работы разработан прототип устройства для системы Интернета вещей, позволяющий обнаружить и передать на другое устройство информацию об утечке газа или обнаружения пламени. Эксперименты подтвердили стабильное соединение между устройствами *ZigBee*-сети на расстоянии до 25 м (устройство №1 и шлюз) и 35 м (устройство №1 и устройство №2). На платформу *Rightech* в течение испытаний отправлялись данные о работе устройства №1 и устройства №2. Разработанный прототип устройства показал устойчивую передачу данных по сети *ZigBee*, дальность приёма до 30 метров, включая межэтажные перекрытия, что позволяет сделать вывод об надёжности использования предложенной архитектуры для газовой и пожарной безопасности в условиях многоквартирного дома. Телеметрические данные, собранные недорогой и быстроразвертываемой системой способны своевременно информировать аварийные службы и граждан об угрозе возникновения аварии.

Список литературы

1. МЧС России Главное управление по Астраханской области: О профилактической работе по предотвращению взрывов бытового газа. URL: <https://30.mchs.gov.ru/deyatelnost/press-centr/novosti/2209041> (дата обращения: 20.04.2023).
2. Rightech: Основные характеристики платформы. URL: <https://rightech.io/developers/introductions/> (дата обращения: 01.04.2023)

Компенсация температурной зависимости углового положения луча в антенных решетках с частотным сканированием

Сучков А. В.

ПАО «НПО «Алмаз» (ТОП «ЛЭМЗ»)
г. Москва, 127411, Дмитровское шоссе, 110, Российская Федерация
avsu@bk.ru

Аннотация: Обсуждаются вопросы компенсации температурной зависимости углового положения луча в антенных решетках с частотным сканированием. Показана целесообразность разбиения диапазона рабочих температур на интервалы, в каждом из которых необходимо производить изменение несущей частоты излучаемого сигнала для стабилизации углового положения диаграммы направленности в плоскости сканирования при изменении температуры. Приведены графики зависимости отклонения луча и компенсирующих частот от угла сканирования при различных температурах для разработанных волноводных антенных решеток S-диапазона и X-диапазона.

1. Введение

Антенны с частотным сканированием представляют собой полностью пассивные устройства и являются наименее дорогим вариантом для осуществления электрического управления лучом. Большая их часть, представленная в опубликованных работах, выполнена в виде антенных решеток с волноводной замедляющей системой на основе последовательной схемы питания, которая реализуема практически в любом диапазоне частот [1–3]. Угол отклонения луча в таких антеннах может изменяться с высокой точностью в зависимости от частоты СВЧ-колебаний. Ввиду зависимости размеров волноводных каналов замедляющей системы от температуры, точность установки луча в реальных условиях эксплуатации, как правило, ухудшается. В данном докладе рассмотрен возможный вариант компенсации температурной зависимости углового положения луча при частотном сканировании.

2. Основные соотношения и результаты

Уравнение частотного сканирования¹ для антенной решетки с замедляющей системой на основе волновода прямоугольного сечения имеет вид:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{S}{2afd} \sqrt{4f^2 a^2 - c^2} - \frac{nc}{fd}\right), \quad (1)$$

где θ – угловое положение луча в плоскости частотного сканирования, a – размер широкой стенки волновода замедляющей системы, c – скорость распространения электромагнитных колебаний в свободном пространстве, f – частота, d – расстояние между излучающими элементами, S – длина периода замедляющей системы, n – количество длин волн на частоте нормали, образующих длину S периода замедляющей системы (частота нормали $f_{\text{норм}}$ соответствует положению $\theta = 0^\circ$).

Изменение температуры антенны приводит к изменению геометрических размеров волноводной замедляющей системы, что влияет на положение лучей в плоскости частотного сканирования. Принимая, что в конструкции антенны используется одинаковый материал для всех элементов, с достаточным приближением справедливы выражения²:

$$S = S_0 [1+k(T-T_0)], \quad d = d_0 [1+k(T-T_0)], \quad a = a_0 [1+k(T-T_0)], \quad (2)$$

где T_0 – исходная температура; S_0 , d_0 , a_0 – размеры, входящие в уравнение (1) при исходной температуре; k – температурный коэффициент расширения материала замедляющей системы. Зависимость отклонения луча при изменении температуры определяется путем дифференцирования уравнения (1):

$$\frac{d\theta}{df} = \frac{\partial\theta}{\partial S} \frac{\partial S}{\partial T} + \frac{\partial\theta}{\partial d} \frac{\partial d}{\partial T} + \frac{\partial\theta}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial T} = \frac{k}{\cos\theta} \left[\frac{2faS}{d\sqrt{4f^2 a^2 - c^2}} - \frac{S}{2fad} \sqrt{4f^2 a^2 - c^2} + \frac{nc}{fd} \right]. \quad (3)$$

При этом уменьшение температуры отклоняет луч в сторону точки питания замедляющей системы, а увеличение температуры – в противоположном направлении [4]. На рис. 1 представлен график зависимости отклонения луча в плоскости частотного сканирования при изменении температуры на 1°C от его положения (угла сканирования) при исходной температуре T_0 , рассчитанный в соответствии с (3) для антенных решеток S-диапазона и X-диапазона, рассмотренных в работе [5].

¹ Johnson R.C., Jasik H. Antenna engineering handbook. 3d edition. New York: McGraw-Hill, 1993. 1511 p.

² Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Т. 2. М.: Сов. Радио, 1977. 408 с.

Стабилизация положения лучей в плоскости частотного сканирования может быть обеспечена соответствующим изменением несущих частот рабочей полосы Δf антенны. Например, для стабилизации углового положения луча в плоскости частотного сканирования с погрешностью $\pm 3'$ целесообразно разделить диапазон рабочих температур $\pm 50^\circ\text{C}$ на интервалы по 2°C , для каждого из которых необходимо производить изменение несущих частот.

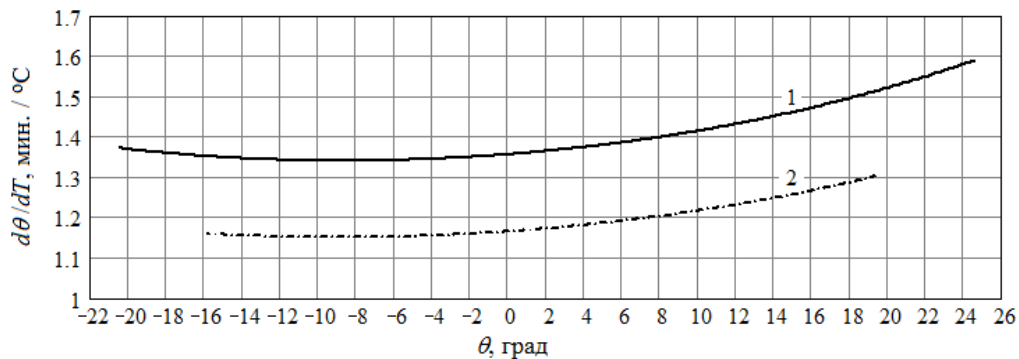


Рис. 1. График зависимости отклонения луча при изменении температуры на 1°C от угла сканирования при $T_0 = +25^\circ\text{C}$ для антенных решеток S-диапазона (кривая 1, $S = 722.3$ мм, $a = 64.7$ мм, $d = 70$ мм, $n = 4.5$, $k = 24 \cdot 10^{-6}$, $\Delta f = 4,6\%$) и X-диапазона (кривая 2, $S = 216.2$ мм, $a = 21.4$ мм, $d = 23$ мм, $n = 4.5$, $k = 24 \cdot 10^{-6}$, $\Delta f = 4,3\%$).

Зависимость компенсирующей несущей частоты от угла сканирования при изменении температуры для антенной решетки X-диапазона приведена на рис. 2. Относительные значения компенсирующих частот $f/f_{\text{норм}}$, обеспечивающие стабилизацию углового положения лучей антенной решетки S-диапазона при изменении температуры от -50°C до $+50^\circ\text{C}$, находятся в диапазоне $0.9745 \dots 1.0245$.

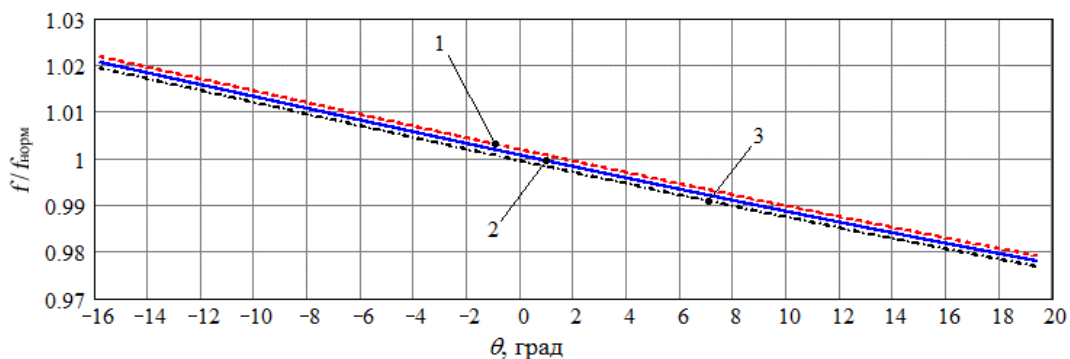


Рис. 2. Зависимость компенсирующей несущей частоты от угла сканирования антенной решетки X-диапазона при различных значениях температуры замедляющей системы: -50°C (1), 0°C (2), $+50^\circ\text{C}$ (3). Исходная температура $T_0 = +25^\circ\text{C}$.

В качестве конструкционного материала замедляющих систем в антенных решетках S- и X-диапазонов используется алюминий с температурным коэффициентом расширения $k = 24 \cdot 10^{-6}$.

3. Заключение

Показана возможность компенсации температурной зависимости углового положения луча в антенных решетках с частотным сканированием путем разбиения диапазона рабочих температур на интервалы, в каждом из которых необходимо производить изменение несущей частоты излучаемого сигнала. Расчет компенсирующих частот выполнен на примере разработанных антенн S- и X-диапазонов. Точность установки положения луча определяется выбором температурного интервала.

Список литературы

1. Siaka F., Mirkamali A., Laurin J. A broad angle frequency scanning antenna based on a meandre waveguide // Proceedings of the 2012 IEEE international symposium on antennas and propagation. (Chicago, IL, USA, 2012). P. 1–2.
2. Бородин Н. Д., Исаков М. В., Ковалев В.Т. и др. Пат. 2321112. Волноводно-щелевая антенная решетка и делитель мощности, используемый в ней. Оpubл. в Б. И., 2008. № 9.
3. Wang H., Ge P., Fang D. G. et al. A low loss frequency scanning planar array using hybrid coupling // 2010 International conference on microwave and millimeter wave technology. (Chengdu, China, 2010). P. 1908–1911.
4. Croney J., Killick E. A., Foster D. A temperature independent frequency scanning antenna // 1st European microwave conference. (London, UK, 1969). P. 152–155.
5. Suchkov A. V., Vinnikov V. I. Frequency-scan array antennas of three-dimensional surveillance radars // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (Svetlogorsk, Russia, 2020). P. 1-4.

Результаты математического моделирования развязывающих экранов для решения задачи обеспечения электромагнитной совместимости в радиолокаторе непрерывного излучения

^{1,2} Касьянов А. О., ² Чернышев А. С.

¹ Южный федеральный университет, Инженерно-технологическая академия в г. Таганроге
Институт радиотехнических систем и управления, ул. Б. Садовая, 105, Ростов-на-Дону, 347900, Россия
kasyanovao@sfedu.ru, kasao@mail.ru

² Федеральное государственное унитарное предприятие «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи», ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 347900, Россия

Аннотация: Доклад посвящен анализу результатов математического моделирования развязывающих экранов, применяемых при решении задачи обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) приемной и передающей антенных систем радиолокатора непрерывного излучения. Путем математического моделирования рассмотрены варианты применения развязывающих экранов в различном исполнении. При этом особое внимание уделено экранам со спиральной и лепестковой типами расфазированных кромок, а также экранам, в конфигурации, расфазированных кромок которых совмещены оба типа исполнения – спиральный и лепестковый. Показано, что в этом случае удастся достичь требуемого (весьма высокого) уровня пространственной развязки.

1. Введение

Применение радиолокаторов (РЛС), работающих в режиме непрерывного излучения, весьма перспективно при решении задач радиолокационного наблюдения наземных движущихся целей. По сравнению с импульсным режимом излучения при работе РЛС в режиме непрерывного или квазинепрерывного излучения (КНИ) удастся существенно снизить уровень максимальной излучаемой мощности, что позволяет, прежде всего, повысить автономность работы такого радиолокатора и повысить скрытность его применения. Однако из-за того, что в РЛС непрерывного излучения невозможно обеспечить временное разделение приема и передачи такие радиолокаторы должны иметь как приемную, так и передающую антенные системы. В результате при разработке РЛС с непрерывным излучением приходится сталкиваться с проблемой просачивания зондирующего сигнала в цепи радиолокационного приемника, что может оказать весьма значительное влияние на дальность действия такого радиолокатора, существенно ограничивая её. Известно [1], что при рассмотрении вопросов обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) в сосредоточенных комплексах, каковыми являются РЛС непрерывного излучения, вопросам антенн и анализу их взаимных влияний должно уделяться

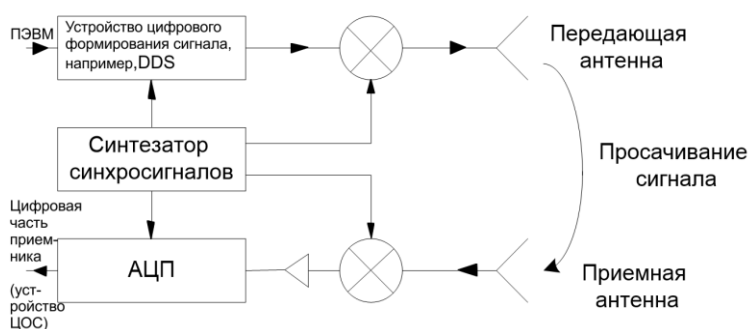


Рис. 1. Структурная схема РЛС непрерывного излучения

основное внимание, поскольку в основном помехи проникают на вход радиолокационного приемника посредством антенн (рис. 1). Из-за близкого расположения приемной и передающей антенн такого локатора их взаимное влияние весьма значительно, что также сказывается на их характеристиках (снижаются коэффициенты усиления, искажаются ДН, изменяются их входные сопротивления), приводя к дополнительному ограничению дальности действия РЛС непрерывного излучения.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является численное исследование возможности повышения уровня пространственной развязки приемной и передающей антенн РЛС обнаружения наземных движущихся целей (ОНДЦ), работающей в режиме непрерывного излучения, за счет введения в конструкцию антенной системы такого радиолокатора дополнительного развязывающего экрана, размещенного между его приемной и передающей параболическими антеннами (ПА), в качестве облучателей которых выступают рупорные антенны (рис. 2). На рис. 2 обозначено: 1 – развязывающий экран; 2 – рефлектор приемной ПА; 3 – рефлектор передающей ПА; 4 – отрезок прямоугольного волновода и коаксиально-волноводный переход (КВП); 5 – пирамидальный рупор облучателя; 6 – тяги [2]; 7 – фидер в

виде коаксиального волновода; 8 и 9 – выходной и входной порты приемной и передающей антенн РЛС в компьютерной модели, соответственно.

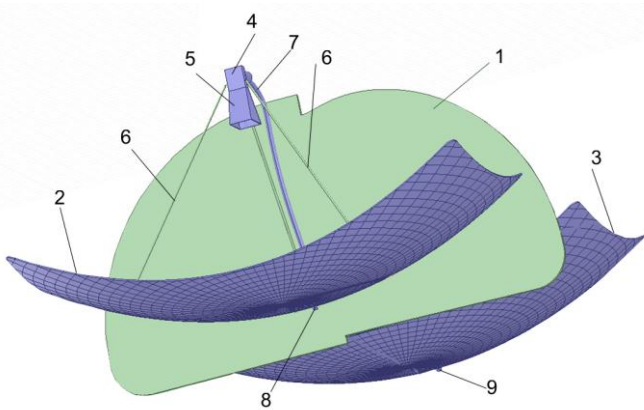


Рис. 2. Пример развязки антенн РЛС с КНИ с помощью проводящего экрана с расфазированной спиральной кромкой

Как видно из рис. 2, каждый из рефлекторов приемной и передающей антенн РЛС имеет прямоугольную апертуру, размеры которой существенно больше, нежели размеры облучателей и тяг, на которых они крепятся. Таким образом, основной вклад в пространственное взаимодействие приемной и передающей антенн РЛС вносят как сами слабо-направленные облучатели, так токи, текущие по их конструктивным элементам (тягам, внешним поверхностям коаксиалов и т. п.). Следовательно, в этом случае использование развязывающих экранов, размещенных между приемной и передающей антеннами такой РЛС, является наиболее целесообразным. Поэтому, для достижения поставленной цели

для достижения поставленной цели разработана компьютерная модель антенной системы РЛС ОНДЦ, работающей в режиме КНИ, проведено математическое моделирование различных вариантов исполнения развязывающих экранов и выработаны рекомендации по их применению.

3. Результаты компьютерного моделирования

На рис. 3 приведены результаты численного моделирования решения задачи обеспечения ЭМС для антенной системы радиолокатора с КНИ, выполненной на основе ПА, разделенных экраном.

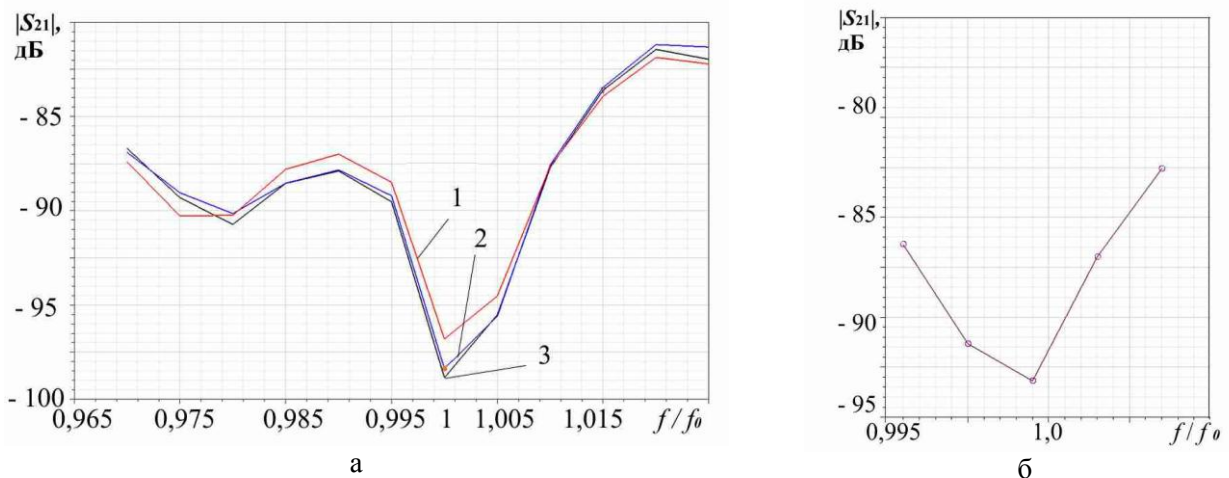


Рис. 3. Частотные зависимости модулей элемента матрицы рассеяния S_{21} антенной системы РЛС (связь между портами 8 и 9 на рис. 2), имеющей развязывающий экран с расфазированными кромками: а – лепестковой; б – спиральной

ЧХ на рис. 3, а рассчитаны для длин прорезей L (лепестков): 1 – $0,245\lambda$; 2 – $0,238\lambda$; 3 – $0,221\lambda$.

4. Заключение

В результате проведенного математического моделирования конструкций ряда развязывающих экранов в составе антенной системы РЛС непрерывного излучения установлено, что наиболее перспективными с точки зрения устранения просачивания являются конструкции экранов, установленных между приемной и передающей ПА радиолокатора и имеющими расфазированные спиральные и лепестковые кромки. При этом удастся обеспечить требуемый (весьма высокий, как показано на рис. 3), уровень пространственной развязки между приемной и передающей антеннами такой РЛС.

Используемые источники

1. Перфилов О. Ю., Перфилова А. О., Трошин Г. И. Взаимное влияние близкорасположенных проволочных антенн на их диаграммы направленности // Антенны. 2012. № 3. С. 67-71.
2. Айзенберг Г. З. и др. Антенны УКВ. Под ред. Г. З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч. 1. М., «Связь», 1977. - 384 с.

Четырехрупорный моноимпульсный облучатель коротковолновой части миллиметрового диапазона

¹Крехтунов В. М., ¹Комиссарова Е. В., ¹Русов Ю. С., ¹Гальченков Г.А.

¹Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)

г. Москва, ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, 105005, Российская Федерация
komissarovaev@bmstu.ru

Аннотация: Приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований четырехрупорного моноимпульсного облучателя, работающего в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн. Описана схема построения, конструктивное исполнение и электрические характеристики облучателя.

1. Введение

В современных радиолокационных и радиоастрономических системах находят широкое применение апертурные антенны с моноимпульсными облучателями. Для точного определения угловых координат применяются различные схемы построения и конструкции волноводных моноимпульсных облучателей, при этом для формирования суммарной и разностных диаграмм направленности (ДН) в конструкции облучателей используют двойные волноводные тройники [1, 2]. При построении облучателя коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн количество примененных в схеме двойных волноводных тройников может оказать существенное влияние на качественные показатели изделия. В связи с этим представляет интерес создание простой в изготовлении и сборке конструкции облучателя с минимальным количеством волноводных элементов. Этим требованиям отвечает схема облучателя с ромбовидным расположением рупоров, позволяющая сократить необходимое количество волноводных тройников до трех [3, 4].

2. Основная часть

Структурная схема четырехрупорного моноимпульсного облучателя с волноводным устройством формирования суммарного Σ и разностных $\Delta_{аз}$ и $\Delta_{ум}$ сигналов приведена на рис. 1 а. В режиме приема КВЧ сигналы с выходов рупоров 1 и 4 подаются на входы двойного волноводного тройника А, а с выходов 2 и 3 - на входы двойного волноводного тройника В. На разностном выходе тройника А формируется угломестный разностных сигнал $\Delta_{ум}$, а у тройника В – азимутальный разностный сигнал $\Delta_{аз}$, суммарные сигналы с обоих тройников подаются на входы тройника С, на разностный выход которого установлена согласованная нагрузка, а на суммарном выходе формируется соответствующий сигнал Σ .

Особенности рабочего диапазона длин волн требуют при проработке конструкции облучателя обеспечения высокого уровня развязки между каналами Σ и $\Delta_{аз}$, $\Delta_{ум}$, синфазного возбуждения рупоров с равными амплитудами хорошего согласования входов облучателя, а также низкого уровня вносимых потерь. Все это делает практически невозможной реализацию волноводного тракта облучателя в виде отдельных элементов, как это делается в СВЧ диапазоне и высокоточного выполнения его отдельных узлов, его сборке и настройке. В связи с чем, при изготовлении использован способ, описанный в работах [1, 2]. На рис. 1 б показан макет моноимпульсного облучателя.

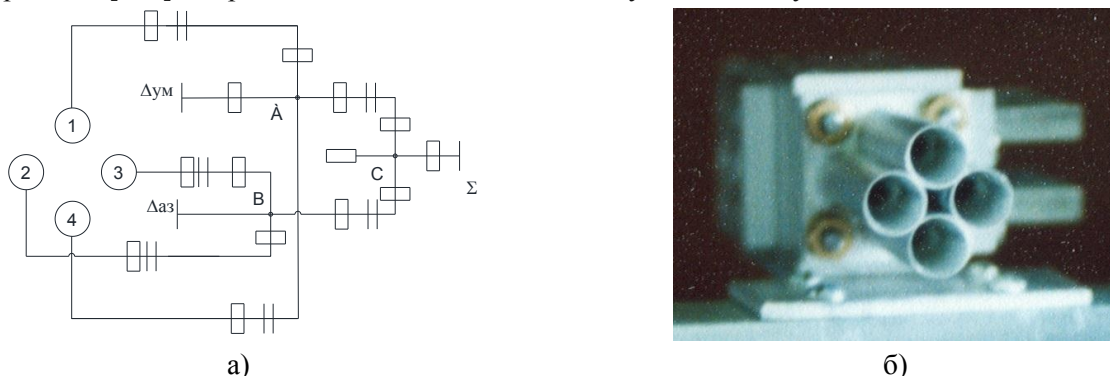


Рис. 1. Четырехрупорный моноимпульсный облучатель: а) структурная схема; б) экспериментально исследуемый макет

В процессе разработки с целью исследования диаграмм направленности проведено моделирование облучателя в пакете прикладных программ и экспериментальное исследование изготовленного макета. На рис. 2 приведены расчетные диаграммы направленности моноимпульсного облучателя: суммарная и две разностных в азимутальной и угломерной плоскостях, где обозначено: 1 - суммарная ДН, 2 – разностная ДН,

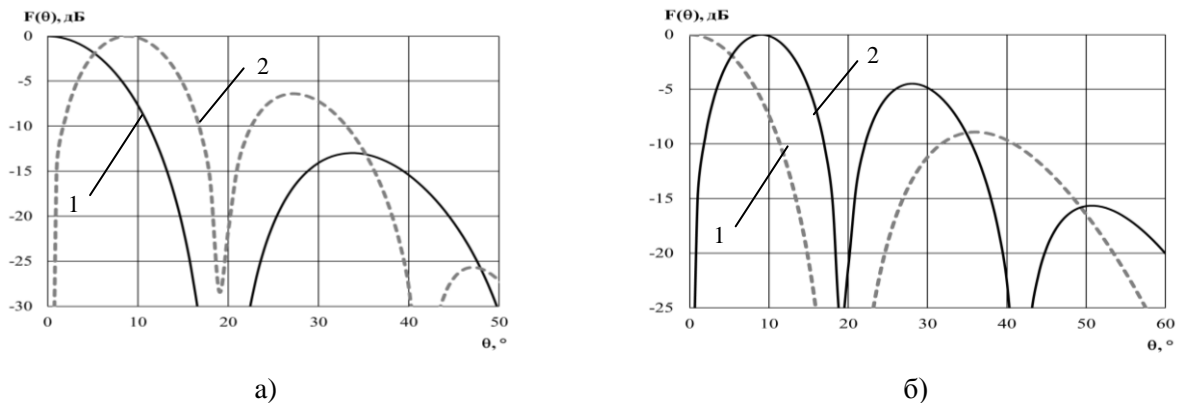


Рис. 2. Диаграммы направленности моноимпульсного облучателя: а) суммарная и разностная в угломерной плоскости; б) суммарная и разностная в азимутальной плоскости

На рис. 3 приведено сравнение суммарной (рис. 3 а) и разностной ДН (рис. 3 б) диаграмм направленности, полученных экспериментальным 1 и расчетным 2 путем.

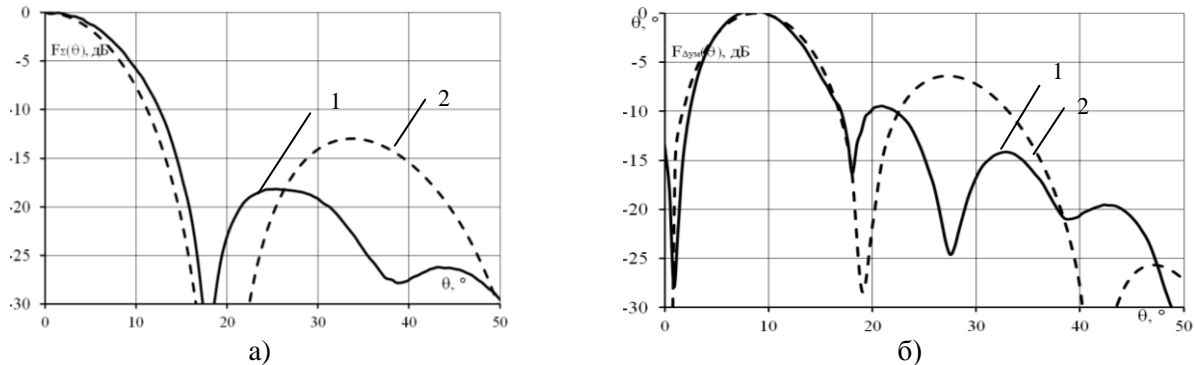


Рис. 2. Диаграммы направленности моноимпульсного облучателя: а) суммарная и разностная в угломерной плоскости; б) суммарная и разностная в азимутальной плоскости

В процессе проведения экспериментальных исследований были определены коэффициенты стоячей волны по напряжению $K_{с\tau U}$ на каждом из выходов облучателя, а также развязки между каналами. Определено, что развязка между суммарным и разностными каналами не хуже -28 дБ, а $K_{с\tau U}$ на выходе суммарного канала – не хуже 1,1, а на выходе разностных – не хуже 1,28 для угломерного и 1,25 – для азимутального каналов.

3. Заключение

Предложена конструкция четырехрупорного моноимпульсного облучателя с ромбовидным расположением излучателей, отличающаяся малым количеством деталей и простотой сборки. Возможность изготовления изделия с использованием доступных технологических процессов позволяют применять разработанный облучатель в серийном производстве апертурных антенн, работающих в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн.

Список литературы

1. Крехтунов В. М., Тайков А. В., Долбнев А. В. Моноимпульсный облучатель двухзеркальной антенны КВЧ диапазона. В сб.: 11-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» – КрыМиКо'2001 (Севастополь, 10–14 сентября 2001 г.). 2001. С. 354–355.
2. Образумов В. И., Крехтунов В. М., Шевцов О. Ю., Русов Ю. С., Голубцов М. Е. Пат. 2370863 (РФ). Моноимпульсная антенна. Оpubл. в Б. И., 2009. № 29.
3. Сколник М. Справочник по радиолокации / Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2 кн. Кн. 1. М: Техносфера, 2014. 672 с.
4. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.

Двухполяризационная антенна S-диапазона

Сулимов В.Ф.

АО «Научно-производственное объединение измерительной техники»
г. Королёв, ул. Пионерская, д. 2, 141074, Российская Федерация
wl.sulimov@gmail.com

Аннотация: Работа представляет собой описание излучателя для приёма вертикальной и горизонтальной поляризации диапазона частот 2,2 – 2,4 ГГц. Излучатель выполнен на печатной плате, что позволяет добиться изготовления частотно-зависимых размеров с высокими точностями и упростить конструкцию в целом. Характеристики излучателя, такие как коэффициент стоячей волны, коэффициент усиления и диаграмма направленности, полученные в результате электродинамического моделирования подтверждены при макетировании и экспериментальном исследовании. Результаты моделирования и экспериментального исследования в виде графиков представлены в работе.

1. Введение

Исторически сложилось, что на бортах изделий ракетно-космической техники используются телеметрические системы, работающие в метровом (160 – 250) МГц, дециметровых (625 – 650), (1000 – 1050) МГц диапазонах и S-диапазоне (2200 – 2400) МГц радиоволн [1]. При создании комплексов для приёма телеметрической информации перед разработчиками встает проблема построения совмещенных антенных решеток таким образом, чтобы взаимовлияние элементов решетки было минимальным, но при этом выполнялись требования к эффективной поверхности.

Целью работы является создание излучателя S-диапазона, обеспечивающего приём вертикальной и горизонтальной поляризаций, улучшение его эксплуатационных характеристик.

2. Теория

В работе [2] был описан излучатель для S-диапазона, представляющий из себя два совмещенных петлеобразных вибратора Пистолькорса. Однако он обладает рядом конструкционных недостатков: необходимость использования четырёх питающих кабелей, сложность крепления рамки в плоскости излучателя, низкая повторяемость изделия.

Для устранения вышеперечисленных недостатков был проведен поиск решений изготовления излучателя на печатной плате, которые позволят разместить все элементы излучателя в одной плоскости, упростить способ их крепления и подведения питания. Конструкция платы полученного излучателя представлена на рис. 1.

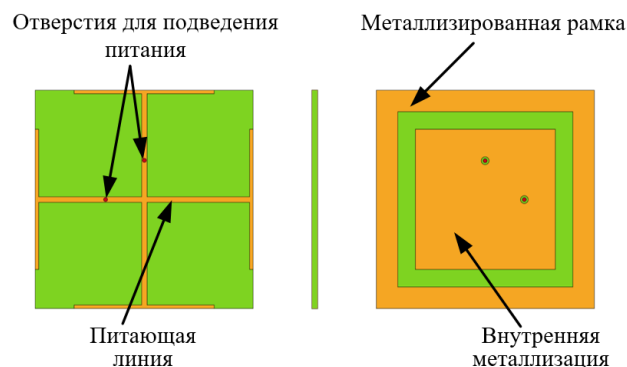


Рис.1. Печатная плата излучателя

На основе полученного излучателя была собрана четырехэлементная антенная решетка (АР). На рис.2 представлены графики сечений диаграммы направленности АР, полученные при моделировании. Из графиков видно, что ширина основного лепестка по уровню минус 3 дБ не превышает 30 градусов, а уровень боковых лепестков не превышает минус 14 дБ. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВн) АР представлен на рис.3. Сплошной линией указан КСВн, полученный в результате моделирования, а пунктирной – при экспериментальном исследовании. Согласно рисунку КСВн АР не превышает значения 1,8 единицы. Рис.4 дает представление о коэффициенте усиления АР, результаты моделирования показаны сплошной линией, результаты измерений – пунктиром. Коэффициент усиления АР в диапазоне 2,2 – 2,4 ГГц не ниже 14,8 дБи.

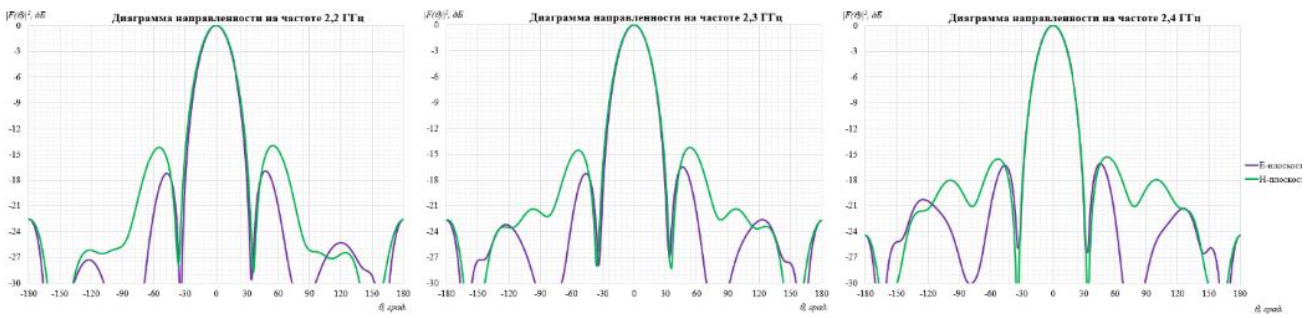


Рис.2 – Сечения диаграммы направленности AP на частотах 2,2 ГГц, 2,3 ГГц и 2,4 ГГц

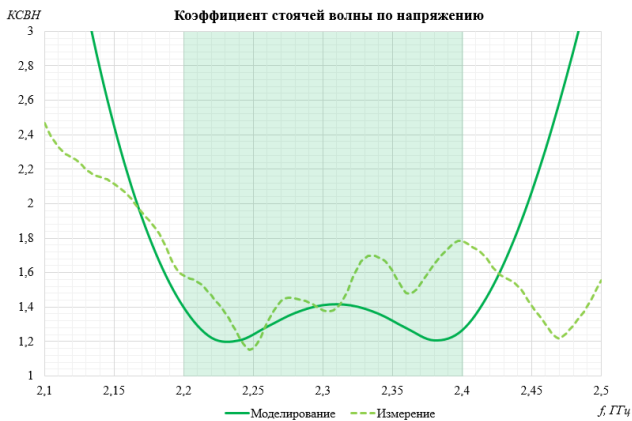


Рис.3 – Коэффициент стоячей волны по напряжению AP

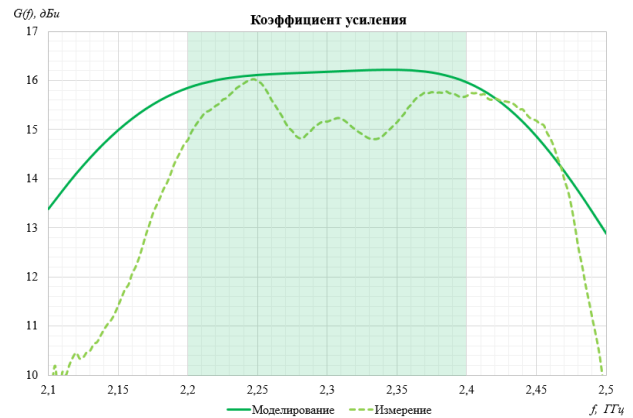


Рис.4 – Коэффициент усиления AP

Поляризационная развязка внутри одного излучателя во всем рабочем диапазоне частот не ниже 15,3 дБ, а развязка между излучателями в AP составляет не менее 29,7 дБ.

3. Заключение

В результате работы был получен излучатель S-диапазона на печатной плате, обеспечивающий приём двух ортогональных линейных компонент поляризации и лишенный недостатков излучателя, описанного в [2]. Работоспособность излучателя подтверждена результатами моделирования и экспериментального исследования, результаты которых представлены в работе

Список литературы

1. Назаров А.В., Козырев Г.И., Шитов И.В. и др. Современная телеметрия в теории и на практике. Полный учебный курс. – СПб.: Наука и техника, 2007. – 672 с.
2. Сулимов В.Ф. Результаты моделирования излучателей для антенных решеток // Информационно-управляющие и измерительные системы 2019: Материалы XII отраслевой научно-технической конференции приборостроительных организаций ГК «РОСКОСМОС», посвященной 60-летию первого полёта космического аппарата на Луну (26 сентября 2019 года). – М.: Спутник +, 2020. – С. 134 – 139.

Низкопрофильные интегрированные антенные решетки

Обуховец В.А.

*Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, ул. Б. Садовая, 105/42
vaobuhovec@sfedu.ru*

Аннотация: *Исследуются принципиальные возможности построения многофункциональных систем, в которых наряду с излучением и приемом электромагнитных волн реализованы и некоторые отдельные функции, свойственные другим техническим приборам и устройствам. Целью построения таких систем является создание малогабаритных приборов с расширенным перечнем решаемых проблем без существенного повышения сложности, энергоемкости и стоимости подобных интегрированных антенн.*

1. Введение

Создание новых технологий в области радиоэлектроники, освоение современной элементной базы позволили резко сократить габариты и массу приборов. Дальнейшему прогрессу в данном направлении препятствуют трудности создания малогабаритных приборов, включающих антенные системы и системы формирования сигналов, управления лучом, энергообеспечения и др. [1-3]. В связи с этим в печати появились сообщения о попытках создания антенн, интегрированных с другими компонентами радиоэлектронных систем, и в частности, с устройствами управления фазовым распределением, частотно и поляризационно-селективными устройствами [4], солнечными батареями [5 - 7].

В докладе представлен обзор некоторых опубликованных конструкций антенных решеток, интегрированных с СВЧ устройствами различного назначения и приведены результаты электродинамического моделирования характеристик микрополосковых интегрированных антенных решеток.

2. Теория

2.1. *Диаграммобразующие устройства* антенных решеток многих конструкций строятся по принципу оптических систем, действия которых напоминают работу линзовых и зеркальных антенн. Совершенствование технологии разработки микрополосковых устройств, появление новых материалов, широкое внедрение мощных САПР, позволяющих выполнять численное моделирование с высокой точностью – все это послужило источником повышенного интереса разработчиков к созданию плоских микрополосковых фазокорректирующих рефлекторов и линз, в том числе обеспечивающих возможность сканирования и реконфигурирования самой решетки [4].

2.2. *Управление фазовым распределением* сводится к корректировке фазового фронта, которая обеспечивается изменениями в конструкции излучателя. Для этого используют изменение формы, размеров излучателей, включение дополнительных шлейфов или вырезов в излучателе. В конструкцию излучателя можно включить управляющие элементы для реализации электронного сканирования. Ряд примеров построения решеток представлен в монографии [4].

Особого внимания заслуживают микрополосковые линзы с интегральными модулями, включающими в себя излучатель, коллекторную решетку, фазосдвигающие цепи и излучающую антенную решетку. Наиболее простым вариантом являются спирафазные линзы, работающие на круговой поляризации и обеспечивающие корректировку фронта волны облучателя при повороте излучателей.

2.3. *Устройства, снижающие ЭПР антенны*, также могут войти в состав интегрированной системы. Основная идея состоит в использовании подложки полосковой решетки из метаматериала, состоящего из отдельных ячеек, расположенных по принципу шахматной доски [5, 6]. Соседние ячейки имеют конфигурацию и размеры, обеспечивающие фазы коэффициента отражения, отличающиеся на 180 градусов, что приводит к снижению ЭПР на 7-9 дБ в направлении нормали (рис. 1). Экраны из метаматериалов могут применяться и для улучшения направленных свойств (рис.2).

2.4. *Селективные устройства на основе периодических микрополосковых решеток* способны обеспечить не только фильтрацию по частоте или поляризации, но на их основе можно создавать экраны (обтекатели) малоотражающей формы, обеспечивающие возможность снижения ЭПР антенны за пределами рабочего диапазона частот. Пример синтеза трехслойного частотно-селективного микрополоскового экрана приведен на рис. 3.

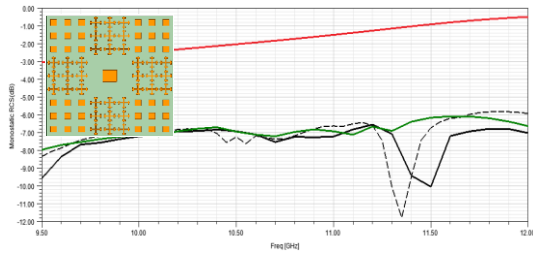


Рис. 1. ЭПР излучателя с подложкой из метаматериала

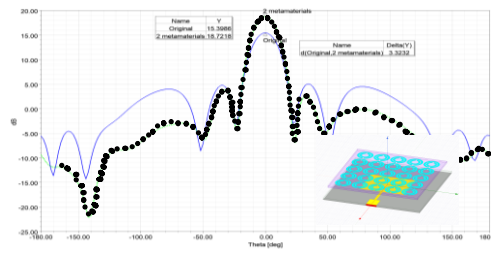


Рис. 2. Коэффициент усиления решетки со слоем метаматериала

2.5. Полосковые решетки с *солнечными батареями в качестве подложки* требуют не только исследования антенных характеристик, но и минимизации затенения батареи полосковым элементом. На рис. 4 представлены результаты моделирования входного КСВ решетки с излучателями в виде сетчатой поверхности при разных диаметрах проводов сетки и ее периоде. Главным образом параметры сетки влияют на затенение батареи при небольших изменениях КСВ и некотором смещении резонансных частот.

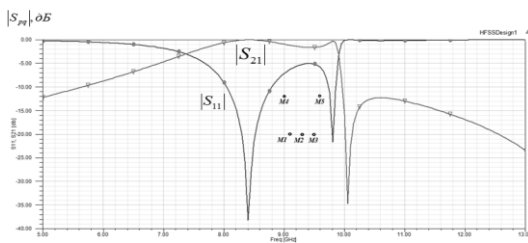


Рис. 3. Частотная характеристика экрана

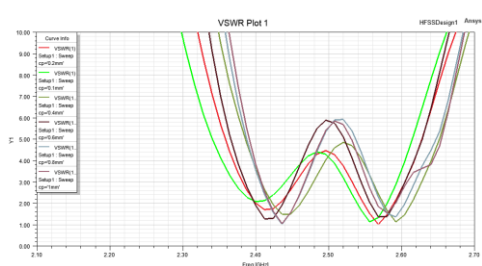


Рис. 4. КСВ решетки с подложкой в виде солнечной батареи

3. Заключение

Приведенные в докладе и ряд других вариантов построения интегрированных антенных решеток в микрополосковом исполнении демонстрируют возможность объединения функций нескольких отдельных устройств в единую конструкцию. Такой подход позволяет снизить сложность системы, стоимость решетки, ее габариты и массу, что особенно важно при использовании подобных систем в телекоммуникационных сетях новых поколений.

Список литературы

1. Gao S., Rahmat-Sami Y., Hodges R.E., Yang X.-X.: Advanced Antennas for Small Satellites // Proceedings of the IEEE. 2018. No. 3. P. 391-403.
2. Obukhovets V.A. Some New Trends in Phased Antenna Array Designing. 2019 // Conference paper / Publisher: IEEE, pp. 58-60. Conference Proceedings - 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, RSEMW 2019, 8792760.
3. Lenin G. J. N., Vimala R., Sornakeerthi R., Britto K.R.A. Design of Low-Profile Wide Band Solplant with DGS // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2016. Vol. 11. No.3. P. 1729-1734.
4. Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численного моделирования. М.: Радиотехника, 2006. 239 с.
5. Browne J. Making Invisible Antennas for Satellites Solar Panels // Microwaves & RF. 2017. No. 4. Режим доступа: <http://www.mwrf.com>.
6. Zheng Y., Sij L. Metamaterial-based patch antenna with wideband RCS reduction and gain enhancement using improved loading method // IET Microwaves Antennas & Propagation. 2017. No.2. DOI: 10.1049/iet-map.2016.074.
7. Yekan T., Baktur R. Conformal Integrated Solar Panel Antennas // IEEE Antennas & Propagation Magazine. 2017. No. 4. P. 69-78.
8. Obukhovets V.A. Designing problems of antennas integrated with solar batteries // ITM Web of Conferences. 2019. Vol. 30. 11005. Режим доступа: http://https://www.itm-conferences.org/articles/itmconf/pdf/2019/07/itmconf_crimico2019_11005.pdf (01.12.2019).
9. Tanaka M., Suzuki Y., Araki K., Suzuki R. Microstrip Antennas with Solar Cells for Microsatellites // Electron Letters. 1996, Vol. 31. P. 263-266.
10. Shynu S.V., Ons M.J.R., McEvoy P., Ammann M.J., McCormack S.J., Norton B. Integration of microstrip patch antenna with polycrystalline silicon solar cell // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57/. No. 12. P. 3969-3972.

Планарные микрополосковые излучатели с расширенным диапазоном частот

Обуховец В.А.

Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, ул. Б. Садовая, 105/42
vaobuhovec@sfnedu.ru

Аннотация: Рассмотрена проблема разработки планарных микрополосковых антенн с улучшенными частотными свойствами. Представлен анализ основных направлений поиска широкополосных конструкций излучателей, формирующих максимальное поле в направлении нормали к поверхности антенны. Приведены примеры численного полноволнового моделирования характеристик нескольких вариантов антенн.

1. Введение

Микрополосковые антенны в настоящее время достигли пика популярности, благодаря своим уникальным свойствам: малым габаритам и массе, высокой технологичности, низкой стоимости. Одним из важнейших их недостатков является узкополосность. Микрополосковые антенны классических форм способны работать в полосе, ширина которой исчисляется единицами процентов [1]. Очень большое число работ [1-6] посвящено различным способам расширения рабочей полосы частот. Наиболее впечатляющие результаты получены для сверхширокополосных антенн Вивальди и ряда их модификаций. К сожалению, эти антенны формируют диаграммы направленности с максимальным излучением в направлении оси антенны, что не позволяет на их основе делать низкопрофильные невыступающие излучатели.

Для разработки планарных низкопрофильных антенн применяют несколько методов улучшения частотных свойств. Как правило, они сводятся к поиску оптимальной топологии излучателей: изменению конфигурации, включению шлейфов, вырезов (щелей) сложной формы в проводящей пластине, использованию «дефектов» диэлектрической подложки, применению возбуждающих устройств усложненной конструкции.

2. Результаты моделирования

В докладе представлены результаты численного полноволнового моделирования ряда микрополосковых излучателей с улучшенными частотными свойствами. Исследовались несколько вариантов планарных низкопрофильных микрополосковых излучателей однослойной конструкции с однородной диэлектрической подложкой, как наиболее простые в изготовлении и обладающие минимальными габаритами и массой.

Одной из наиболее удачных конструкций является прямоугольная антенна с емкостным питанием [2]. Коаксиальная линия передачи подключена к малой пластине, а основной прямоугольный резонатор является пассивным и возбуждается создаваемым ею полем. На рис. 1 приведена упрощенная конструкция антенны и зависимость входного коэффициента отражения от частоты и геометрических параметров антенны. Ширина рабочей полосы частот по уровню -10 дБ может достигать 40%.

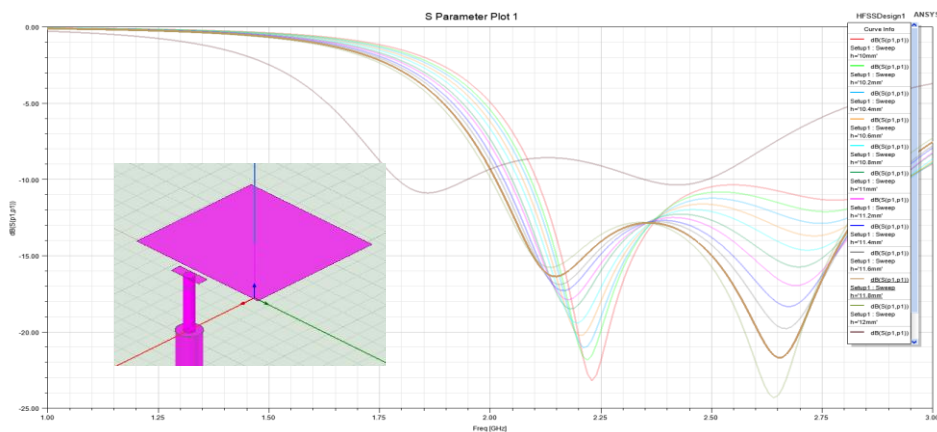


Рис. 1. Антенна с емкостным возбуждением

Еще более широкую полосу могут обеспечить конструкции с системой сложных вырезов в проводящей пластине, в диэлектрической подложке или в экране [3 - 6]. Но, именно последняя особенность не позволяет реализовать антенны однонаправленного излучения. Кроме того, система щелей, расширяющих рабочую полосу частот, зачастую нарушает симметрию самой антенны и ее диаграммы направленности.

Отказ от плоской формы и создание изогнутой в виде буквы V проводящей пластины [1] позволяет получить широкополосный излучатель с симметричной диаграммой направленности. На рис. 2 показаны геометрия подобной антенны и частотная зависимость входного коэффициента отражения от частоты. Питание от коаксиальной линии подается в нижнюю точку антенны, расположенную на диэлектрической подложке над проводящим экраном.

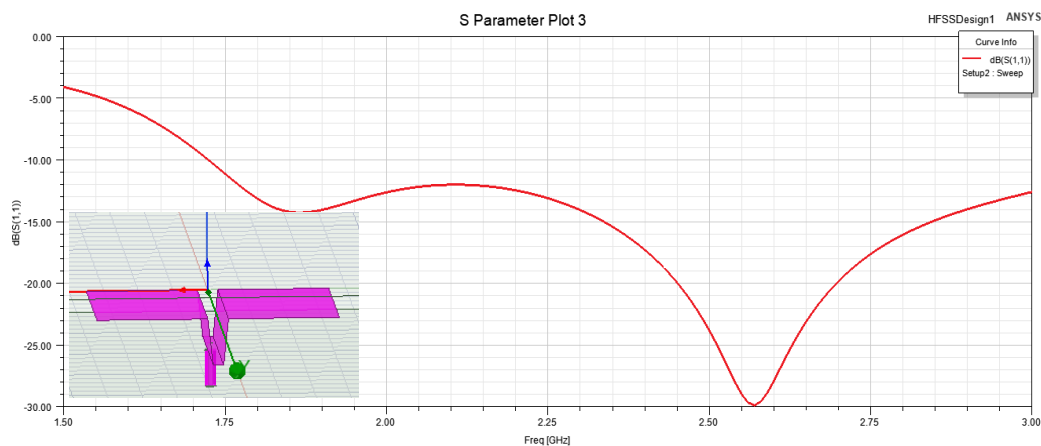


Рис. 2. V-образный микрополосковый излучатель

3. Заключение

Представлены результаты исследования нескольких конструкций однослойных микрополосковых излучателей, способных значительно расширить диапазон рабочих частот по сравнению с традиционными антеннами простейшей геометрии. Наилучшими частотными свойствами обладают антенны с емкостной схемой возбуждения. Они способны работать в полосе частот шириной 35-40%. Еще более широкую полосу (порядка 50 %) имеют V-образные антенны с усложненной формой проводящей пластины.

Список литературы

1. Zhi Ning Chen, Michael Y. W. Chia. Broadband Planar Antennas. Design and Applications. John Wiley&Sons. P. 243.
2. Dibayant S. Upadhyay, V. G. Kasabegoudar, K. J. Vinoy. A capacity feed technique for microstrip patch antenna with ultrawide bandwidth. Proc. Of APSYM 2006. Dec. 14-16. P. 23-26.
3. Гафаров Е.Р., Крылов Р.М., Моисеенко Р.Д., Немшон А.Д., Саломатов А.Ю. Широкополосная микрополосковая антенна для сетей беспроводной связи. Современные проблемы радиоэлектроники. Сборник научных трудов Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 118-й годовщине Дня радио. Научный редактор: Г.Я. Шайдуров. 2013. Издательство: Сибирский федеральный университет (Красноярск).
4. A. Ghosh, M. Gangopadhyay. Bandwidth Optimization of Microstrip Patch Antenna- A Basic Overview. International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication ISSN: 2321-8169. V. 6, Issue: 2. P. 133-143.
5. M. Naser-Moghadasi, M. Koohestani, R. A. Sadeghzadeh. Compact microstrip-fed ultrawideband antenna with novel radiating element. Microwave and optical technology letters / vol. 52, no. 10, october 2010, p. 2267-2269.
6. M. N. Shakib, M. Moghavvemi, W. N. L. Mahadi. Design of a compact planar antenna for ultra-wideband operation. ACES Journal, Vol. 30, No. 2, 2015. P. 222-229.

Влияние способов расположения и распределения фаз между излучателями в АР на уровень кроссполяризованной составляющей на примере квази-логопериодической антенны

Сидоренко С.С., Богачев И.А., Демшевский В.В., Сикорская И.А., Парижанкова А. В.

АО НПП «Исток «им. Шокина»
г. Фрязино, Российская Федерация

Аннотация: в работе представлен квази-логопериодический дипольный излучатель с микрополосковым питанием, имеющий ширину полосы рабочих частот более 60%, коэффициент усиления на центральной частоте равный 7 дБ, уровень кросс-поляризованной составляющей менее -15дБ и относительно небольшие размеры, а также рассмотрены возможные варианты расположения и распределения фазы между излучателями в конечной ФАР, на основе представленного излучателя

1. Введение

Модульный принцип построения аппаратуры, при котором за основу берется унифицированный элемент, в ФАР (АФАР) - это блок подрешетки, и на основе которого строится требуемая апертура антенной системы позволяет существенно снизить стоимость изделий, а также повысить технологичность производства. Кроме того, авиационные радарные комплексы существенно расширяют свои функциональные возможности при использовании двухдиапазонных антенных систем с различными сочетаниями в S, C, X, Ku диапазонах частот. Фундамент этих направлений базируется на принципах и технических решениях построения широкополосных излучающих антенных систем (полотна) с электронным управлением лучом.

Цель работы – моделирование и анализ характеристик квази-логопериодического дипольного излучателя с микрополосковым питанием для использования в широкополосных ФАР, а также рассмотрение вариантов уменьшения уровня кроссполяризации конечной ФАР на основе рассмотренного излучателя.

2. Влияние способов расположения и распределения фаз между излучателями в АР на уровень кроссполяризации

В работе [1] приводятся несколько методов улучшения кроссполяризованных характеристик антенны. Один из них является наиболее подходящим для квази-логопериодической дипольной антенны с микрополосковым питанием - это зеркальное расположение соседних излучающих элементов в ФАР, когда два рядом расположенных элемента размещаются таким образом, что являются "зеркальным" отражением друг друга; возбуждение соседних элементов отличается по фазе на 180° (рис 1).

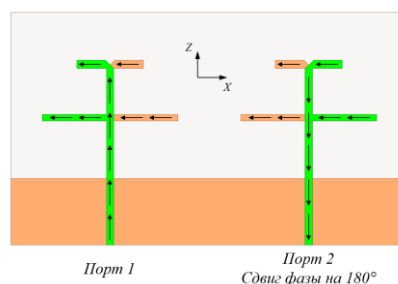


Рис. 1. Конструкция из двух излучателей с разностью фаз в 180° , расположенных "зеркально" друг относительно друг

На основе этого метода были рассмотрены несколько возможных вариантов расположения излучателя (оранжевый кружок) и его "зеркального" отражения (синий кружок) на примере конечной АР размером 5×5 элементов, расположенных в гексагональном порядке (рис. 2). Значение сдвига фазы указано внутри каждого элемента. Лучший результат развязки по поляризации достигается для конструкции, показанной на рисунке 2в. Результаты расчетов ДН для каждой конструкции приведены на рисунках на рисунках 6 в H – плоскости на центральной частоте f_0 .

Еще более широкую полосу могут обеспечить конструкции с системой сложных вырезов в проводящей пластине, в диэлектрической подложке или в экране [3 - 6]. Но, именно последняя особенность не позволяет реализовать антенны однонаправленного излучения. Кроме того, система щелей, расширяющих рабочую полосу частот, зачастую нарушает симметрию самой антенны и ее диаграммы направленности.

Отказ от плоской формы и создание изогнутой в виде буквы V проводящей пластины [1] позволяет получить широкополосный излучатель с симметричной диаграммой направленности. На рис. 2 показаны геометрия подобной антенны и частотная зависимость входного коэффициента отражения от частоты. Питание от коаксиальной линии подается в нижнюю точку антенны, расположенную на диэлектрической подложке над проводящим экраном.

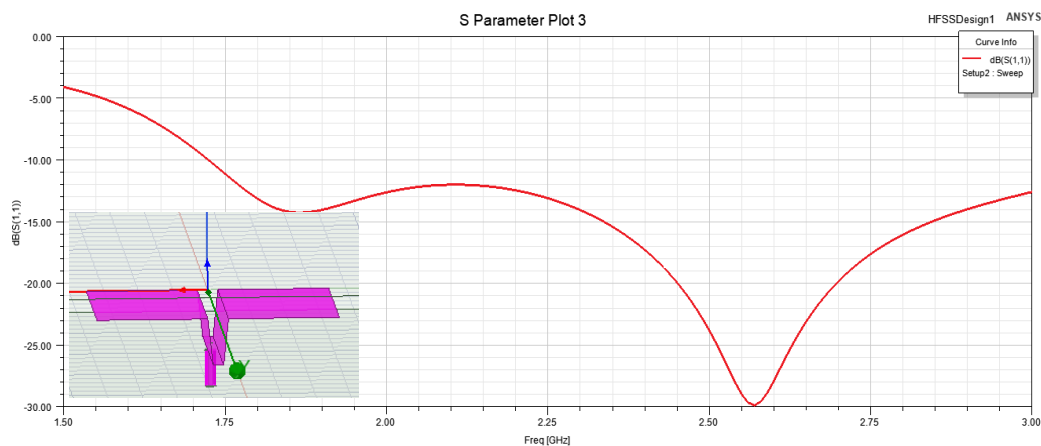


Рис. 2. V-образный микрополосковый излучатель

3. Заключение

Представлены результаты исследования нескольких конструкций однослойных микрополосковых излучателей, способных значительно расширить диапазон рабочих частот по сравнению с традиционными антеннами простейшей геометрии. Наилучшими частотными свойствами обладают антенны с емкостной схемой возбуждения. Они способны работать в полосе частот шириной 35-40%. Еще более широкую полосу (порядка 50 %) имеют V-образные антенны с усложненной формой проводящей пластины.

Список литературы

1. Zhi Ning Chen, Michael Y. W. Chia. Broadband Planar Antennas. Design and Applications. John Wiley&Sons. P. 243.
2. Dibayant S. Upadhyay, V. G. Kasabegoudar, K. J. Vinoy. A capacity feed technique for microstrip patch antenna with ultrawide bandwidth. Proc. Of APSYM 2006. Dec. 14-16. P. 23-26.
3. Гафаров Е.Р., Крылов Р.М., Моисеенко Р.Д., Немшон А.Д., Саломатов А.Ю. Широкополосная микрополосковая антенна для сетей беспроводной связи. Современные проблемы радиоэлектроники. Сборник научных трудов Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 118-й годовщине Дня радио. Научный редактор: Г.Я. Шайдуров. 2013. Издательство: Сибирский федеральный университет (Красноярск).
4. A. Ghosh, M. Gangopadhyay. Bandwidth Optimization of Microstrip Patch Antenna- A Basic Overview. International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication ISSN: 2321-8169. V. 6, Issue: 2. P. 133-143.
5. M. Naser-Moghadasi, M. Koohestani, R. A. Sadeghzadeh. Compact microstrip-fed ultrawideband antenna with novel radiating element. Microwave and optical technology letters / vol. 52, no. 10, october 2010, p. 2267-2269.
6. M. N. Shakib, M. Moghavvemi, W. N. L. Mahadi. Design of a compact planar antenna for ultra-wideband operation. ACES Journal, Vol. 30, No. 2, 2015. P. 222-229.

Возможности применения диссипативных согласующих устройств для электрически коротких антенн ВЧ диапазона

Бузов А.Л., Красильников А.Д., Минкин М.А.

Акционерное общество «Самарское инновационное предприятие радиосистем»
г. Самара, 443052, ул. Земеца, 26Б, Российская Федерация
info@siprs.ru

Аннотация: На примере автоматизированного антенного согласующего устройства ВЧ диапазона простейшей структуры оценены возможности расширения полос согласования входного импеданса электрически короткой штыревой антенны посредством использования дополнительного диссипативного элемента.

1. Введение

Антенны в составе мобильных и портативных радиостанций ВЧ диапазона имеют существенно ограниченные габаритные размеры и по необходимости оказываются электрически короткими, особенно в его длинноволновой части. Для нормальной работы радиостанции в большинстве случаев используются автоматизированные оперативно перестраиваемые (оперативно коммутируемые) антенные согласующие устройства (АнСУ) [1], обеспечивающие узкополосное согласование на заданной рабочей частоте. При этом принципиально достижимая широкополосность согласования относительно невелика и определяется известными предельными соотношениями Чу-Харрингтона-Ли [2]. Усилившаяся в последнее время потребность в использовании радиостанциями ВЧ диапазона относительно широкополосных сигналов и режимов быстрой перестройки рабочей частоты потребовала существенного расширения полос согласования входных импедансов электрически малых антенн [3]. Одним из путей решения этой задачи является снижение добротности согласуемой нагрузки посредством использования диссипативных элементов. При этом неизбежно существенное снижение КПД. В настоящей работе, на примере простейшей схемы согласования, оценены характеристики короткой антенны с АнСУ, содержащим диссипативный элемент.

2. Теория

Модельная задача решалась применительно к согласованию тонкой штыревой антенны длиной 4 м, установленной на корме подвижного объекта (БТР) под углом 45° к вертикали. Результаты расчета входного импеданса этой антенны, проведенного методом интегральных уравнений [4] с учетом влияния корпуса БТР, выполненного с помощью программного комплекса [5], приведены на рис.1. Как и следовало ожидать, приемлемые значения активной составляющей импеданса и добротности достигаются лишь на достаточно высоких частотах, где антенна близка к полноразмерной.

В качестве согласующего устройства рассматривалось простейшее Г-образное звено

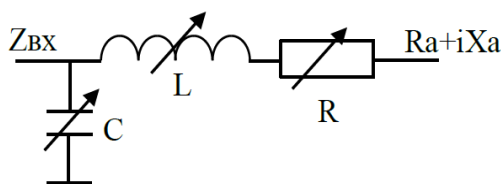


Рис. 2. Схема АнСУ с диссипативным элементом

помощью чисто реактивной цепи ($R=0$).

Примеры полученных результатов расчетов приведены на рис.3 и рис.4.

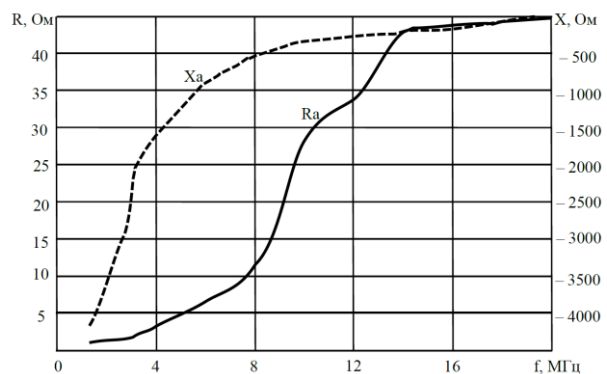


Рис. 1. Активная (R_a) и реактивная (X_a) составляющие входного импеданса антенны

типа ФНЧ, дополненное диссипативным элементом (рис.2). Параметры элементов цепи определялись методами параметрической оптимизации. Варьируемые параметры: R , L , C . Критерий оптимизации – комплексный, включавший обеспечение максимальной широкополосности согласования антенны с трактом 50 Ом по заданному уровню ($K_{СВН} < 5,0$) и минимизацию потерь в рабочей полосе частот (максимизацию отношения излученной мощности к подаваемой P_{Σ}/P_0). Одновременно оценивались возможности согласования с

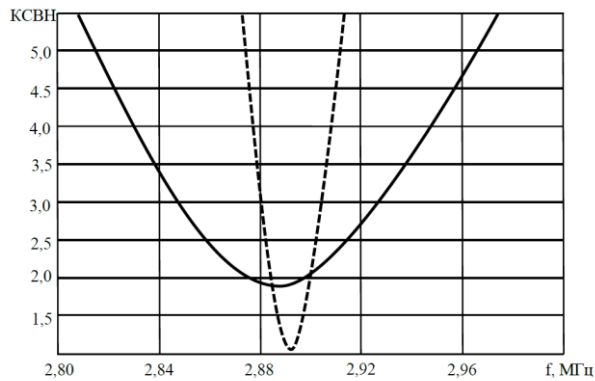


Рис.3. Характеристики КСВН антенны при диссипативном (сплошная кривая) и реактивном (штриховая кривая) согласующем устройстве

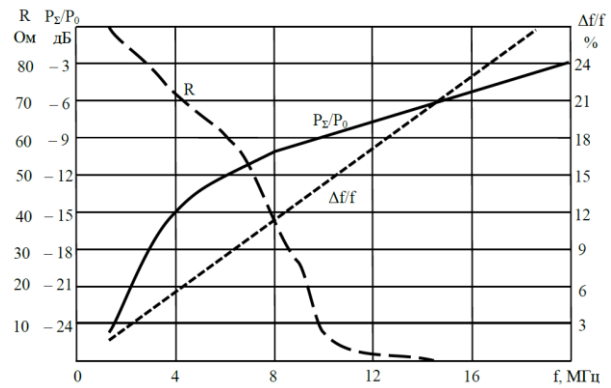


Рис.4. Отношение излучаемой мощности к падающей (P_z/P_0), реализуемая широкополосность ($\Delta f/f$) и сопротивление резистора в согласующей цепи (R)

Результаты расчетов показывают, что использование диссипативного элемента позволяет существенно расширить полосу рабочих частот даже в длинноволновой части ВЧ диапазона (рис.3), однако достигается это за счет весьма значительных потерь мощности.

Выбор оптимального значения сопротивления диссипативного элемента R в пределах от нуля до 90 Ом (рис.4) позволяет обеспечить ширину полосы рабочих частот от 1,5% на нижних частотах диапазона до 30% и более – на верхних. При этом зависимость реализуемой относительной ширины полосы рабочих частот ($\Delta f/f$) в данном случае оказалась практически линейной (рис.4).

На частотах выше 15 МГц, где антенна является полноразмерной, диссипативный элемент не потребовался.

Потери мощности, связанные с включением в состав АнСУ диссипативного элемента, как уже было отмечено, весьма велики. Отношение излученной мощности к подаваемой (P_z/P_0) меняется от минус 25 дБ на частоте 1,5 МГц до минус 3 дБ на частоте 20 МГц (рис.4). Тем не менее, в ряде случаев такая «плата» за широкополосность может оказаться приемлемой.

Следует отметить, что полученные конкретные численные результаты относятся к принятой модельной задаче. При существенном изменении характеристик антенны [2], а также при использовании более сложной согласующей цепи численные значения основных характеристик могут быть несколько иными. Однако, и в этом случае примененный подход позволит обеспечить разработку соответствующего АнСУ.

3. Заключение

Рассмотрены возможности расширения полосы согласования входного импеданса электрически короткой антенны ВЧ диапазона с использованием простейшего АнСУ, содержащего дополнительный диссипативный элемент. Обосновано использование для синтеза такого устройства параметрической оптимизации по комплексному критерию, включающему обеспечение максимальной широкополосности согласования антенны с трактом по заданному уровню и минимизацию потерь в рабочей полосе частот. Применительно к конкретному типу антенны получены оценки достижимой широкополосности и соответствующих потерь мощности. Предложенный подход обеспечивает разработку перспективных антенных согласующих устройств с диссипативными элементами.

Список литературы

1. Минкин М.А., Трофимов А.П. Реализация коммутируемых согласующих устройств ДКМВ диапазона на основе полувольев и звеньев лестничных фильтров // Вестник СНИИР. 2007. № 4 (18). С. 84-88.
2. Пастернак Ю.Г., Рогозин Е.А., Рогозин Р.Е., Фёдоров С.М., Сиваш М.А. Анализ перспективных подходов к созданию электрически малых антенн с эффективностью, приближающейся к определяемой в соответствии с критерием Чу-Харрингтона-Ли // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 6. С. 94-102.
3. Беличенко В.П. Электрически малые антенны: хронология, решенные задачи, новые проблемы и идеи // 9-я Международная научно-практическая конференция Актуальные проблемы радиофизики (АПР-2021). Сборник трудов конференции. Томск: ТГУ, 2021. С. 55-60.
4. Методы электродинамического анализа антенн на основе интегральных уравнений: учебное пособие / М.А. Бузова, Д.С. Ключев, М.А. Минкин, А.М. Нещерет, Ю.В. Соколова. Самара: ИУНЛ ПГУТИ, 2019. 96 с.
5. Программный комплекс SCATER release 2 / АО «Концерн «Автоматика». – Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2016613090 от 16.03.2016.

Состояние и пути развития бортовых антенны систем

Сургаева Е.О.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация
ek.surgaeva@icloud.com

***Аннотация:** Антенна является одним из ключевых компонентов на борту спутников, так как ее конструкция определяет эффективность всех беспроводных систем, включая телеметрическую, навигационную, систему управления и радиолинию передачи целевой информации. В этой статье приведен обзор разработок в области усовершенствования спутниковых антенн, рассмотрены и проанализированы примеры их применения. В качестве выводов предложены варианты развития спутниковых бортовых антенн, в частности использование многодиаметрических антенн и совмещение антенн различного назначения в единой апертуре.*

1. Введение

В современном мире беспроводные технологии играют все более важную роль в связи, навигации и передаче целевой информации. Бортовые антенны являются ключевым элементом перечисленных систем. Конфигурация спутниковой антенны зависит от назначения космического аппарата, его габаритов, орбиты, системы в которой она применяется. Работа посвящена обзору спутниковых антенн для телекомандной (ТКС) и навигационной систем (НС), а также радиолинии передачи целевой информации (РЛЦИ).

Целью работы ставится поиск, анализ и систематизация технических решений в области антенных устройств спутниковых систем.

2. Теория

При проектировании антенных устройств спутниковых систем разработчик сталкивается с рядом проблем, так, например, антенна для навигационной системы должна иметь диаграмму направленности, охватывающую всю верхнюю полусферу; антенны для ТКС должны иметь полный сферический обзор, малые потери, компактный размер. Зачастую одна антенна не может обеспечить полное сферическое покрытие, поэтому применяется несколько антенн, и за счёт суммирования их диаграмм направленности можно решить данную проблему. Для антенн ТКС не требуется широкий диапазон рабочих частот, поскольку не требуется высокая скорость передачи данных; для системы РЛЦИ напротив требуется скоростная передача больших объемов данных, что влечет за собой использование широкополосных антенн с высоким коэффициентом усиления.

Для спутниковых систем являются критичными массогабаритные характеристики их составных частей. Уменьшить размеры и вес антенной системы спутника позволяет использование многодиаметрических и совмещенных антенных решеток. Совмещенные антенные решетки имеют ряд преимуществ перед использованием отдельной антенны для каждой системы, таких как: упрощенная интеграция и удешевление из расчета стоимости нескольких систем. В то же время, совмещение антенн в единую апертуру имеет свои недостатки, связанные с взаимовлиянием элементов решетки [1], ограниченной направленностью, сложной конструкцией и взаимозависимостью параметров. Важно отметить, что эти недостатки не являются неисправимыми или критическими. Многие из них могут быть учтены и компенсированы при проектировании и настройке системы. Кроме того, преимущества совмещения антенн в единую апертуру, такие как экономия пространства и веса, могут перевешивать эти недостатки при решении определенных задач.

Стоит отметить, что построение многодиаметрических антенных систем на основе широкополосных/сверхширокополосных элементарных излучателей позволяет уменьшить количество используемых излучателей, что в свою очередь ведет к упрощению распределительной системы и конструкции в целом. Упрощение конструкции также делает такие системы экономически более выгодными. Однако системы, использующие широкополосные излучатели имеют и ряд недостатков. Наиболее критическими являются

слабый рост коэффициента усиления с увеличением частоты, а также сложность компоновки в решетку с сохранением должного уровня боковых лепестков во всех рабочих диапазонах частот.

3. Заключение

В процессе работы были рассмотрены современные разработки в области бортовых спутниковых антенн. Представлен обзор антенн различного назначения (ТКС, НС, РЛЦИ). Основными тенденциями развития бортовых антенных систем являются миниатюризация, что влечет за собой переход на более высокочастотные диапазоны, использование многофункциональных антенн, а именно совмещенных антенных решеток [2–4], многодиапазонных широкополосных антенн [5, 6], антенн с активным переключением поляризации [7] или рабочего диапазона частот [8]. Добиться высокой эффективности при малых габаритах позволяет использование частотно-селективных поверхностей [9, 10]. В целом, развитие спутниковых антенных систем направлено на создание более функциональных и компактных спутников, позволяющих эффективно решать различные задачи в области связи, навигации, дистанционного зондирования Земли и других сферах.

Список литературы

1. Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. – Радиотехника, 2009. – С. 29.
2. Zheng Y. Y. A Shared-Aperture Broadband Circularly Polarized Antenna for Satellite Communications and Navigation // IEEE AP-S Int. Symp.: digest. – Atlanta, July 2019. – P. 1755–1756.
3. X. Xu, W. -Y. Yin, G. Xu, R. Chen Dual-Band Aperture-Shared Circular Polarized Array Antenna for X-/Ku-Band Satellite Communications. – IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), 2020. – P. 1–4
4. Ke Li, Tao Dong, Zhenghuan Xia A Broadband Shared-Aperture L/S/X-Band Dual-Polarized Antenna for SAR Applications // IEEE Access. – 18 April 2019. – Vol. 7. – P. 51417–51425.
5. Tellechea A. et al. Dual band EBG superstrate antenna for TT&C satellite applications in C-band // 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI). – Orlando, FL, USA: IEEE, 2013. – P. 276–277.
6. Bao X. L., Ammann M. J. Monofilar Spiral Slot Antenna for Dual-Frequency Dual-Sense Circular Polarization // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Vol. 59. – P. 3061–3065.
7. Yekan T., Baktur R. Polarization reconfigurable antenna for small satellite application // 2016 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM). – Boulder, CO, USA: IEEE, 2016. – P. 1–2.
8. M. Sun, Z. Zhang, F. Zhang, A. Chen L/S Multiband Frequency-Reconfigurable Antenna for Satellite Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2019. – Vol. 18. – P. 2617–2621.
9. T. Smith, U. Gothelf, O. S. Kim, O. Breinbjerg, An FSS-Backed 20/30 GHz Circularly Polarized Reflectarray for a Shared Aperture L- and Ka-Band Satellite Communication Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2014. – Vol. 62. – P. 661–668.
10. C. Gu et al. Dual-Band Electronically Beam-Switched Antenna Using Slot Active Frequency Selective Surface // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65. – P. 1393–1398.

Увеличение углов сканирования фазированной антенной решетки с помощью метаповерхности

Подберезный А. В.

АО «Российские космические системы»
г. Москва, Российская Федерация
podberezni97@mail.ru

Аннотация: В работе представлена широкоугольная фазированная антенная решетка (ФАР) плоской апертуры с возможностью электронного сканирования лучом в углах азимута от минус 70° до плюс 70° . Достижение широкоугольного сканирования достигается за счет расширения и конфигурации диаграммы направленности (ДН) одиночного элемента, посредством адаптивного управления метаповерхностью.

1. Введение

В настоящее время к антенным устройствам, как к неотъемлемой части радиоэлектронных средств, предъявляются все более строгие требования. Одно из таких требований – это достижение широкоугольного сканирования вплоть от минус 75° до плюс 75° . Классические методы построения широкоугольных ФАР приводят к сложной геометрической форме, что является не всегда возможным, особенно для использования в авиакосмической технике. Возникает необходимость искать новые технические решения для достижения широкоугольного сканирования. Одним из таких решений может являться комплексирование антенного излучателя метаповерхностью.

Цель работы – выбор технического решения построения ФАР, моделирование и анализ характеристик одиночного антенного излучателя, и электромагнитное моделирование ФАР для подтверждения возможности широкоугольного сканирования.

2. Фазированная антенная решетка на основе элемента с широкой ДН

Одним из технических решений построения ФАР плоской апертуры с широкоугольным сканированием является использование в качестве одиночного антенного элемента ФАР – антенный излучатель с широкой ДН [1]. Антенная система состоит из совокупности излучателей, в качестве которых выбрана патч антенны, и метаповерхности, представляющей диэлектрическую подложку, на которой расположена периодическая структура элементов с различной геометрией и формой (pixel layer) [2]. Одиночный антенный излучатель представлен на рисунке 1.

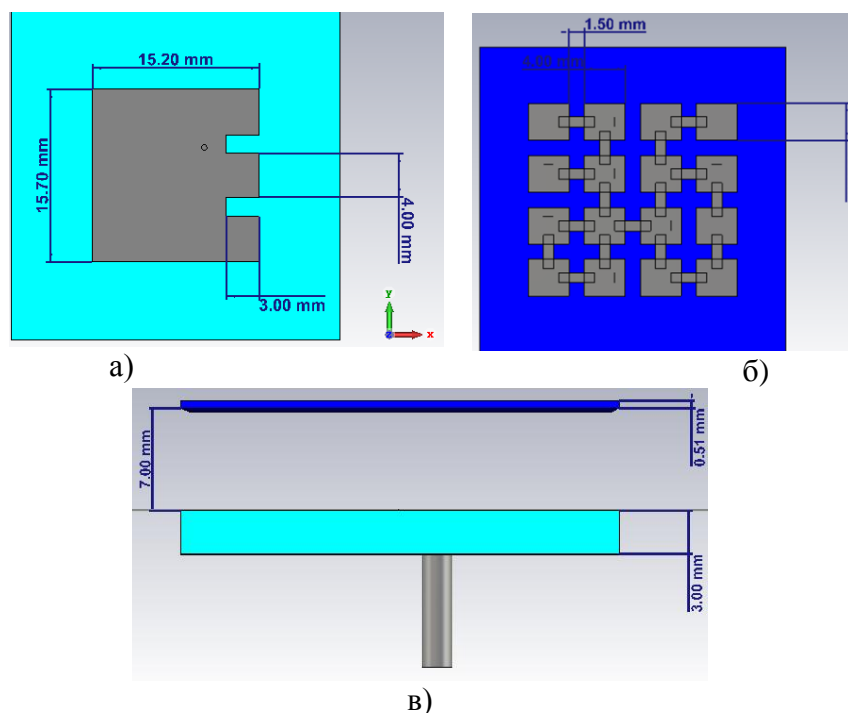


Рисунок 1. Конструкция излучателя, состоящего из патч антенны и метаповерхности.
а) Нижний слой. б) Верхний слой. в) Вид сбоку

Элементы периодической структуры соединяются между собой коммутаторами на основе pиn-диодов или варакторов, что позволяет, меняя состояние коммутаторов, управлять распределением токов на метаповерхности, а, следовательно, управлять формой диаграммы направленности в зависимости от угловых координат главного максимума луча при сканировании. Необходимое состояние коммутаторов определяется из решения оптимизационной задачи с помощью многозадачных методов оптимизации.

Характеристики антенного излучателя после решения оптимизационной задачи на рабочей частоте 5.2 ГГц для режима 1 составили в плоскости 0° и 90° : коэффициент усиления (КУ) – 2.42 дБ; Ширина ДН – 156.3° , УБЛ – -3.2 дБ. Для режима 2 характеристики в плоскости 45° : КУ – 2.74 дБ; Ширина ДН – 150.2° , УБЛ – -3.4 дБ; в плоскости 135° : КУ – 2.86 дБ; Ширина ДН – 182.4° ; УБЛ – -3.5 дБ.

Следующим шагом является построение и электромагнитное моделирование, на основе выбранного одиночного антенного элемента, фазированной антенной решетки 8×8 с шагом между излучателями 25 мм (0.43λ).

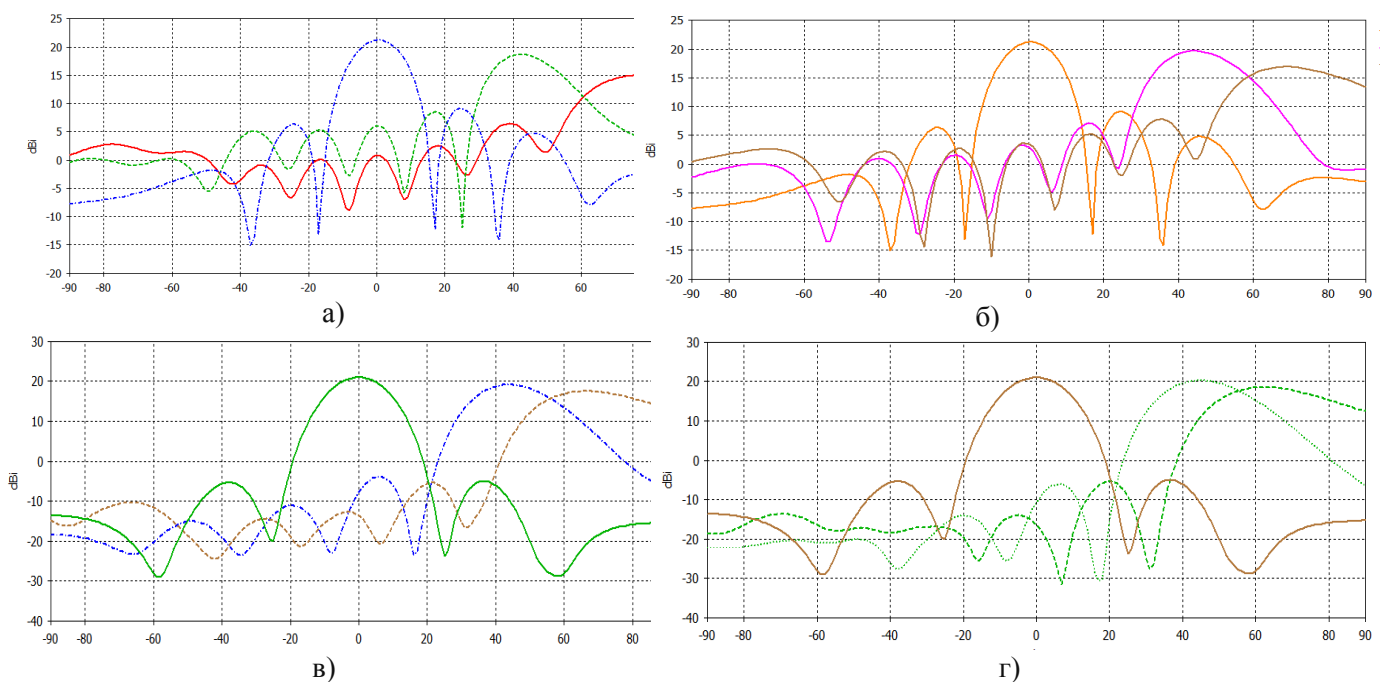


Рисунок 2. Характеристики ФАР в плоскости а) X0Z б) Y0Z в) $\varphi=45^\circ$ д) $\varphi=135^\circ$

Результаты, представленные на рисунке 2, показывают возможность построения ФАР с возможностью электронного сканирования луча в углах до 70° в зависимости от выбранной плоскости сканирования. Падение КУ на краях составляет менее 3 дБ.

3. Заключение

В работе была представлена фазированная антенная решетка 8×8 с возможностью широкоугольного сканирования в углах вплоть до $\pm 70^\circ$. Коэффициент усиления решетки составил 21 дБ, на краях КУ уменьшился менее 3 дБ. Увеличение угла сканирования удалось достигнуть за счет использования для построения ФАР одиночного антенного элемента, комплексированного метаповерхностью, с шириной ДН

представлен широкополосный квази-логопериодический излучатель, перекрывающий полностью X-диапазон с перспективой использования в АФАР с углом электронного сканирования $\pm 45^\circ$. Рассмотрены некоторые возможные способы расположения и распределения фазы между излучателями на примере конечной ФАР для уменьшения уровня кросс-поляризации.

Список литературы

1. А. Ю. Гринев, А. В. Подберезный. Методы и технические решения построения широкоугольных сканирующих плоских антенных систем // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. № 2 С. 58-76
2. Rodrigo D, Jofre L., Cetiner B. A. Frequency, radiation pattern and polarization reconfigurable antenna using a parasitic pixel layer//IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2014. V. 62. №6. P. 3422–3427.

Антенны систем спутниковой связи

Фам Ван Винь¹, Поландов А.Л.², Краснов А.С.²

¹ ГТУ им. Ле Куи Дона

ул. 236 Хоанг Куок Вьет, Ханой, Вьетнам

² Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация

oea8888@gmail.com

Аннотация: Рассмотрены элементы антенных решеток и облучатели зеркальных антенн, применяемых в наземных и бортовых системах спутниковой связи. Приведены результаты моделирования и экспериментальные результаты исследования характеристик антенн. Отмечены особенности работы наземных стационарных антенных систем и антенных систем, устанавливаемых на мобильных носителях. Рассмотрены антенны, работающие в широкой полосе частот 8 - 17 ГГц. Приведены конструкции антенн, выполненных с использованием микрополосковой технологии и технологии гальванопластики. Рассмотрена прямоугольная диэлектрическая резонаторная антенна и показаны ее характеристики направленности. Приведена конструкция многослойного печатного излучателя с параметрами подложек его слоев. Рассмотрены конструкции двух- и трехдиапазонных микрополосковых антенн.

Введение

В последнее время наблюдается интенсивное развитие систем спутниковой связи. Возникает необходимость в расширении рабочей полосы и повышении энергетического потенциала таких систем, работающих как на орбите, так и на поверхности Земли. Частотные и энергетические характеристики систем связи во многом определяются характеристиками антенно-фидерных устройств, входящих в их состав. Несмотря на общие задачи, решаемые наземными пунктами приема и бортовыми передающими системами связи, антенно-фидерные устройства имеют различную практическую реализацию, так как выбор типа излучателя, его конструкции и материалов зависит от условий эксплуатации. В литературе приводятся зеркальные антенны и антенные решетки с механическим, электромеханическим и электрическим сканированием. Высокий энергетический потенциал в секторе сканирования, в основном, обеспечивается сложной структурой антенного полотна. Одним из важнейших требований к АР является их компактность. Полотна низкопрофильных АР обычно формируются из излучателей, имеющих малые продольные габариты. Требования к габаритам и массе также определяются технологией изготовления излучателей. На сегодняшний день в России и за рубежом широкое распространение получили две технологии изготовления антенн: печатная (микрополосковая) и технология гальванопластики. Ниже приводятся излучатели антенных систем спутниковой связи, изготовленные с использованием этих технологий.

1. Теория

Для построения систем спутниковой связи применяются различные типы зеркальные антенны и антенные решетки [1]. Поэтому перспективным направлением является разработка облучателей зеркальных антенн и излучателей антенных решеток с требуемыми характеристиками направленности. В работе [2] исследуется микрополосковая антенна Ку-диапазона рис.1. Её полоса пропускания составляет 4.155 ГГц (11.595 – 15.75 ГГц). В работе [3] представлена миниатюрная трёхдиапазонная антенна рис.2. Рабочие полосы частот составляют 11.40 – 12.98 ГГц, 14.21 - 14.86 ГГц и 17.41 – 18.98 ГГц. На рис.3 приведены зависимости коэффициента отражения от частоты.

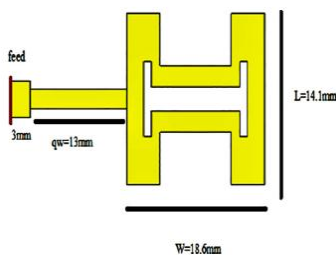


Рис.1. Внешний вид и размеры антенны

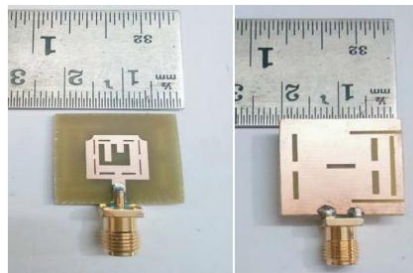


Рис.2. Фотография антенны

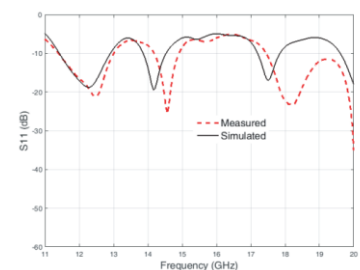


Рис.3. Коэффициент отражения в зависимости от частоты

В работе [4] рассмотрена широкополосная печатная антенна рис.4. Рабочая полоса частот составляет 4.5 – 15 ГГц. Излучатель изготовлен на подложке из диэлектрического материала размерами 2.1 x 1.5 мм и толщиной 3.175 мм с относительной диэлектрической проницаемостью равной 1.96.

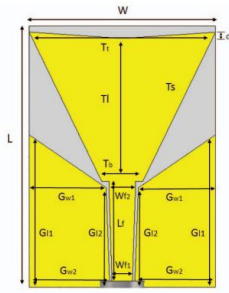


Рис.4. Внешний вид печатного излучателя

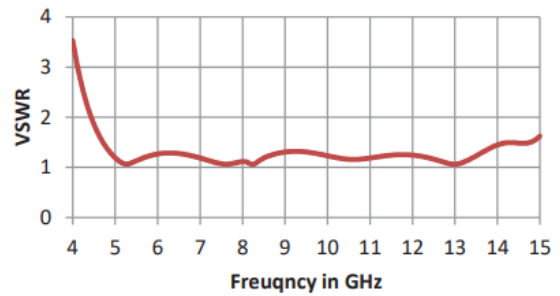


Рис.5. Зависимость КСВ от частоты

Во всем диапазоне рабочих частот КСВ находится на уровне меньше 2, что говорит о согласовании антенны и фидерного тракта. Наибольший коэффициент усиления в Ку-диапазоне равен 4.2 дБ и достигается на частоте 13.4 ГГц. На рис.5 приведена зависимость КСВ от частоты. В работе [5] рассмотрена антенна с использованием метаматериалов рис.6,7. Её рабочая частота составляет 12,75 ГГц. Антенна представляет собой две диэлектрические подложки, толщиной 1,575 мм и диэлектрической проницаемостью равной 2,3, одна из них двусторонняя с нанесенным на нее слоем метаматериала, отнесенных друг от друга на расстояние 12 мм рис.8.



Рис.6. Верхний слой частотно-селективной поверхности.

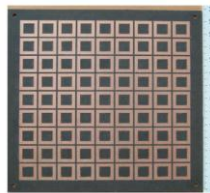


Рис.7. Нижний слой частотно-селективной поверхности.

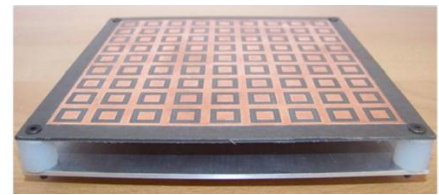


Рис.8. Фотография антенны.

Применение метаматериалов для построения на их основе антенных решеток позволяет получить ряд преимуществ, таких как расширение рабочей полосы, уменьшение взаимного влияния излучателей, повышение эффективности использования излучающей поверхности.

В докладе также приводятся антенные решетки систем спутниковой связи, рассмотренные в работах [6-8].

3. Заключение

Приведен обзор зарубежных работ по излучателям, работающим в Ку-диапазоне. Такие антенны находят применение в качестве облучателей зеркальных антенн и элементов антенных решеток спутниковой связи и телевидения. Из приведенного обзора литературы видно, что большая часть рассмотренных антенн выполняется с использованием печатной технологии, что обеспечивает компактность и технологичность. В докладе приведены топологии печатных широкополосных и многодиапазонных антенн.

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны. Учебник / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 4-е, испр. и доп. - М.: Радиотехника, 2016 - 560 с.: ил
2. Islam, M. T., Mahmud, M. S., Islam, M. H., Shahriar, A., Islam, S. S., Faruque, M. R. I., & Gulib, A. H. (2021). *Design of a microstrip patch antenna for the Ku band applications. Materials Today: Proceedings, 42, 1502–1505.* doi:10.1016/j.matpr.2021.01.445
3. Kumar, R., Saini, G. S., & Singh, D. (2020). COMPACT TRI-BAND PATCH ANTENNA FOR KU BAND APPLICATIONS. *Progress In Electromagnetics Research C, 103, 45–58.* doi:10.2528/pierc20013101.
4. Awl, H. N., Karim, B. A., Abdulkarim, Y. I., Deng, L., Hassan, D. A., & Hassan, D. A. (2019). Broadband Microstrip Antenna for C-band, X-band, and KU-band Applications. *2019 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo).* doi:10.1109/ukrmico47782.2019.916
5. Moustafa, Lina; Jecko, Bernard (2010). Design and Realization of a Wide-Band EBG Antenna Based on FSS and Operating in the Ku-Band. *International Journal of Antennas and Propagation, 2010(1), 1–8.* doi:10.1155/2010/139069 (<https://www.hindawi.com/journals/ijap/2010/139069/>)
6. A Small Ku-Band Polarization Tracking Active Phased Array for Mobile Satellite Communications / S. Wei, Q. Zuping, Z. Jun [et al.] // *International Journal of Antennas and Propagation.*–2013–P.1–DOI : 10.1155/2013/747629.
7. Low-cost, multifrequency, and full-duplex phased-array antenna system / T.-Y. Yun, C. Wang, P. Zepeda [et al.] // *IEEE Trans Antennas and propagation.* – 2002 – Vol. 50 –№ 5 – P. 641 – 649
8. M. Shelley, R. Pearson, and J. Vazquez, “Low profile, dual polarised antenna for aeronautical and land mobile satcom,” in *Proceedings of the 4th Advanced Satellite Mobile Systems (ASMS '08)*, pp. 16–19, Bologna, Italy, August 2008. View at Publisher · View at Google Scholar

Проектирование сосредоточенных реактивных элементов в микрополосковой линии¹

¹Слезкин В. Г., ¹Неведров М. Г., ¹Слезкин Г. В.

¹ Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Университетская ул., 33, Российская Федерация
VGSlezkin@sevsu.ru

Аннотация: Предложены методики проектирования последовательных сосредоточенных элементов микрополосковой линии, позволяющие создавать как простейшие элементы типа прямого торцевого зазора в полоске и прямого узкого отрезка полоска, так и сложные: штыревой конденсатор с произвольным числом штырей, индуктивность в виде изогнутого полоска типа «меандр». Оценены пределы изменения основных параметров, при которых ёмкость элемента изменяется пропорционально погонной длине зазора, а индуктивность — пропорционально длине изогнутого полоска.

1. Введение

Как известно, микрополосковая линия (МПЛ) широко применяется как основа для различных гибридных схем СВЧ так как имеет простую конструкцию и обеспечивает удобство размещения навесных активных и пассивных компонентов [1, 2]. В устройствах согласования комплексных нагрузок с фидером и в частотных фильтрах можно применять сосредоточенные реактивные элементы, реализованные непосредственно на МПЛ.

Данный доклад посвящен методике проектирования таких элементов с помощью САПР СВЧ устройств и антенн *CST STUDIO SUITE* [3].

2. Подход к моделированию сосредоточенных элементов

Сечение регулярной МПЛ содержит диэлектрическое основание толщиной S_F с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ , экран и полосок шириной w из металлической (медной) фольги. Будем считать последовательным сосредоточенным элементом участок полоска изменённой формы, имеющий ограниченную протяжённость l_m : не более 0,05 от длины волны в МПЛ [2].

Рассмотрим параметры и методику проектирования ёмкостных элементов типа «торцевой зазор» шириной S_0 (рис. 1 а) и «штыревой конденсатор» (на рис. 1 б число штырей n шириной t равно 3) с шириной зазора S_n а также индуктивных элементов типа «прямой отрезок» шириной w_m (рис. 1 в) и «меандр» (на рис. 1 г число изгибов n размахом b_m равно 3) с длиной изгиба a .

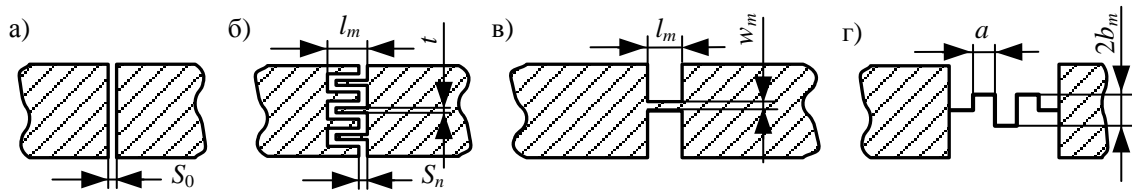


Рис 1. Вид в плане ёмкостных (а, б) и индуктивных (в, г) элементов

Приближённые формулы для оценки ёмкости обоих элементов (см. рис. 1 а, б) и индуктивности прямого отрезка (см. рис. 1 в) имеются в [2], а для «меандра» (см. рис. 1 г) отсутствуют. Однако даже при наличии надёжных формул размеры реальных элементов можно оценить только приближённо в силу влияния технологических неточностей, разброса значений диэлектрической проницаемости и даже конструкции устройства возбуждения МПЛ.

Основным преимуществом автоматизированного проектирования является возможность построить, проанализировать и оптимизировать модель СВЧ устройства с конфигурацией, приближенной к реализуемому изделию. В методике проектирования должны быть тщательно проанализированы и строго ограничены «степени свободы», т.е. варьируемые параметры и пределы их изменения. Однако с целью возможного переноса результатов проектирования, например, в другой частотный диапазон, мы рекомендуем абсолютно все параметры модели (не только геометрические, но и диэлектрическую проницаемость, внутреннее сопротивление источника возбуждения и т.п.) задавать как переменные и выражения.

Из известных данных [2] следует, что дополнительные ёмкости между краями торцевого зазора несут существенны, если отношение ширины зазора S к толщине подложки не превышает 0,1. Целесо-

образно разработать такую модель элемента МПЛ, параметры которой позволяют легко переходить от зазора к штыревому конденсатору с произвольным числом штырей. В *CFGH CST STUDIO SUITE* [3] это удобно реализовать аддитивным методом: создать базовый штырь вне полоска МПЛ (3D-примитив *Brick* — брус), затем повторить его n раз с последующим удалением. Аналогично создаются «анти-штыри». При любом числе штырей можно получить прямой зазор, введя множитель длины штыря со значениями «0» и «1» и задав нулевое значение.

Моделирование «меандра» оказалось удобнее выполнять экстрактивным методом: из сплошного бруса — заготовки одного изгиба — вырезать уменьшенный брус, затем полученный изгиб соответственно сдвигать (целесообразно разработать две модели: для чётного и нечётного числа изгибов).

Для оценки реализуемых значений реактивностей был применён метод замещения: параллельно с основной моделью нагруженного отрезка МПЛ была создана вспомогательная модель с сосредоточенным *RLC*-элементом (*Lumped Element RLC Series*). Численный эксперимент был проведен в рамках задачи согласования последовательной резонансной нагрузки с активным, емкостным и индуктивным импедансами по 200 Ом на центральной частоте 2 ГГц при волновом сопротивлении МПЛ 50 Ом. Расчётным путём по известным формулам [4] определялись сечения, в которых активная составляющая сравнивалась с волновым сопротивлением, и необходимые значения согласующего емкостного и индуктивного импеданса, которые составили около 75 Ом (ёмкость около 1 пФ, индуктивность около 6 нГн). Эти результаты переносились на вспомогательную модель. Было установлено, что результаты моделирования незначительно, не более чем на 5 %, отличались от расчётных данных.

В модели с конденсатором была подобрана ширина прямого зазора, при которой обеспечивался требуемый импеданс, а для расчёта индуктивности прямого отрезка L_0 (в генри) длиной l_m — приближённая формула [2]

$$L_0 = \rho_m l_m \sqrt{\epsilon_{eff}} / c, \quad (1)$$

где ρ_m — волновое сопротивление отрезка; ϵ_{eff} — эффективная диэлектрическая проницаемость; c — скорость света.

Выбранная методика требовала поддержания фиксированных значений импедансов согласующих элементов при изменении их геометрических параметров.

Для штыревого конденсатора ставилась задача проверить предположение о пропорциональности ёмкости погонной длине зазора. Ширина «анти-штырей» принималась равной ширине штырей, а ширина зазора S_n увеличивалась относительно ширины прямого зазора S_0 по формуле

$$S_n = \frac{S_0 (w + 2n l_m)}{w + S_0 2n}. \quad (2)$$

Прямой отрезок МПЛ обеспечивал результаты, близкие к расчётным (волновое сопротивление около 250 Ом), только при практически нереализуемой ширине полоска 0,02 мм. Для «меандра» с помощью формулы (1) оценивались размах меандра и длина элемента для нескольких фиксированных значений волнового сопротивления: 200 Ом (ширина полоска 0,1 мм), 150 Ом (ширина 0,4 мм) и 120 Ом (ширина 0,8 мм) при одном и двух изгибах.

4. Заключение

В результате численного моделирования в диапазоне ДМВ нагруженного отрезка МПЛ было установлено следующее.

Возможно реализовать последовательный штыревой конденсатор, в котором при изменении ёмкости в относительных пределах 1 : 10 её величина практически прямо пропорциональна погонной длине зазора, относительные отклонения не превысят ± 5 %. Начальное значение рекомендуется определять для прямого торцевого зазора, без предварительных расчётов.

Индуктивность отрезка полоска, изогнутого по типу «меандр» относительно прямого отрезка, может изменяться в относительных пределах 1 : 6 приблизительно пропорциональна погонной длине отрезка, относительные отклонения не превысят ± 10 %.

Список литературы

1. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Радио и связь, 1967. 652 с.
2. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. В. И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.
3. Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств в *CST STUDIO SUITE*. М.: СОЛОН-Пресс, 2018. 428 с.
4. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
5. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.

Особенности проектирования цилиндрической конформной антенной решетки с печатными излучателями для беспилотного летательного аппарата

Король Д. Г., Темченко В. С.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский) университет
Волоколамское шоссе, д. 4, г. Москва, 125993, Россия
dan0932@yandex.ru

Аннотация: В работе представлены результаты численного моделирования на основе метода конечных разностей во временной области для конформной цилиндрической антенной решетки с печатными излучателями для БПЛА и результаты сканирование в заданном секторе.

1. Введение

Сейчас идет активная работа с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) для гражданских и военных целей. Одним из важнейших этапов разработки БПЛА является проектировка антенной системы. В настоящее время в БПЛА внедряется технология конформных антенных решеток (КАР) излучатели которых расположены на неплоских поверхностях, цилиндрической и конической, реализованной в виде цилиндрических структур различного радиуса. Антенная решетка должна быть маловыступающая конформная интегрированная в корпус БПЛА, имеющая минимальный вес, размеры и обеспечивающая заданные характеристики, включая энергетические и поляризационные характеристики направленности, например, обеспечить КУ не менее, чем у полуволнового диполя, а именно 2 дБи. При необходимости возможно управления лучом с формированием режиме приема мешающих сигналов управляемых провалов в ДН для повышения помехозащищенности БПЛА.

Целью работы является разработка технических решений, направленных на построение конформных бортовых антенных систем БПЛА, позволяющих обеспечить снижение эффективного поперечного сечения фюзеляжа аппарата и заданной полосе рабочих частот, а также высокую энергетическую эффективность работы на заданной поляризации элементов антенн ЛА. Данный подход позволяет на основе внедрения конформных антенных систем решить указанные задачи с учетом влияния конструкции корпуса ЛА и размещения на нем дополнительных элементов, необходимых для решения

2. Цилиндрическая конформная антенная решетка для БПЛА

Управление лучом в нашей антенной решетке теоретически позволит проводить настройку диаграммы направленности приема для создания нулевых значений в направлении мешающих сигналов. Создавать своего рода пространственный фильтр, который устраняет сигналы с определенного направления, пропуская сигналы с других направлений. Такая антенна должна быть подключена к блоку обработки, который отвечает за управление диаграммой направленности приема антенны. Таким образом, в случае глушения антенна идентифицирует помехи и контролирует диаграмму направленности, направляя ноль туда, откуда исходят помехи.

Результаты работы представлены на частоте 2,4 ГГц, а использование нескольких рядов элементов на цилиндре позволит реализовать сканирование в двух плоскостях θ и φ . Предполагается аппроксимация участка беспилотного летательного аппарата, на котором располагается антенная решетка, цилиндром. В созданной антенной решетке (рисунок 1) общее количество элементов равно 21. Расстояние между рядами составляет $0,6\lambda$.

Для сканирования был проведен расчет требуемого фазового распределения по [1] с учетом цилиндрической поверхности. Ряды излучателей расположены с шагом 45 градусов и отклоняя луч на 45 градусов, мы получаем такой же результат, как и в направлении 0 градусов. При сканировании в направлении 0 градусов возбуждаются 3 ряда элементов (1,2 и 7), но по мере поворота угла в секторе возбуждения будет находиться только 2 ряда элементов. Так при отклонении луча на 22,5 градуса возбуждаются 1 и 2 ряда элементов.

Полученные результаты характеристик направленности представлены на рисунке 2 и рисунке 3. При сканировании в направлении $\varphi_{ск} = 0^\circ$ и $\theta_{ск} = 0^\circ$ КУ в направлении максимума составляет 13 дБ. Ширина главного лепестка ДН по уровню минус 3 дБ в плоскости $\varphi = 90^\circ$ составляет 28 градусов, а в плоскости $\varphi = 0^\circ$ - 39 градусов. При сканировании в плоскости φ ширина ДН по мере поворота луча изменятся в пределах 39-55 градусов. Такой эффект мы получаем из-за того, что в создании ДН участвуют сначала 3, а затем только 2 ряда элементов.

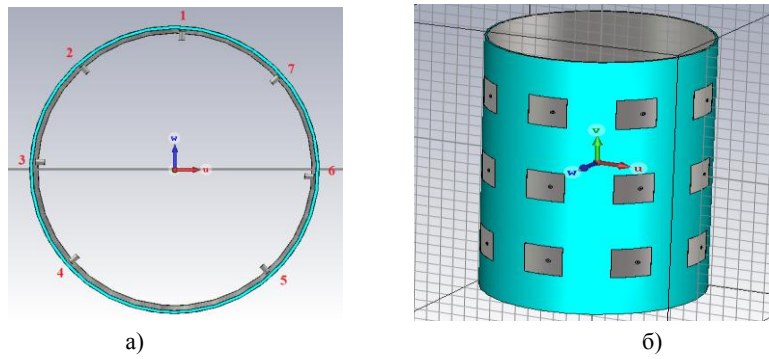


Рис. 1. Антенная решетка из 21 печатных элемента с линейной поляризацией:
а) вид сверху с указанием номеров рядов элементов; б) общий вид

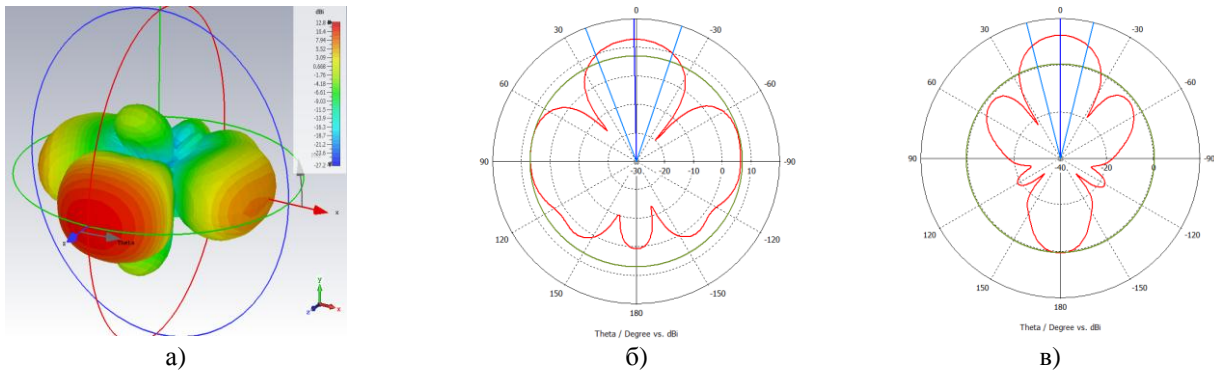


Рис. 2. ДН антенной решетки на частоте 2,4 ГГц при фокусировке в направлении $\varphi_{ск}=0^\circ$ и $\theta_{ск}=0^\circ$: а) 3-х мерная зависимость полученный методом конечных разностей во временной области; б) вид в плоскости $\varphi = 0^\circ$; в) вид в плоскости $\varphi = 90^\circ$

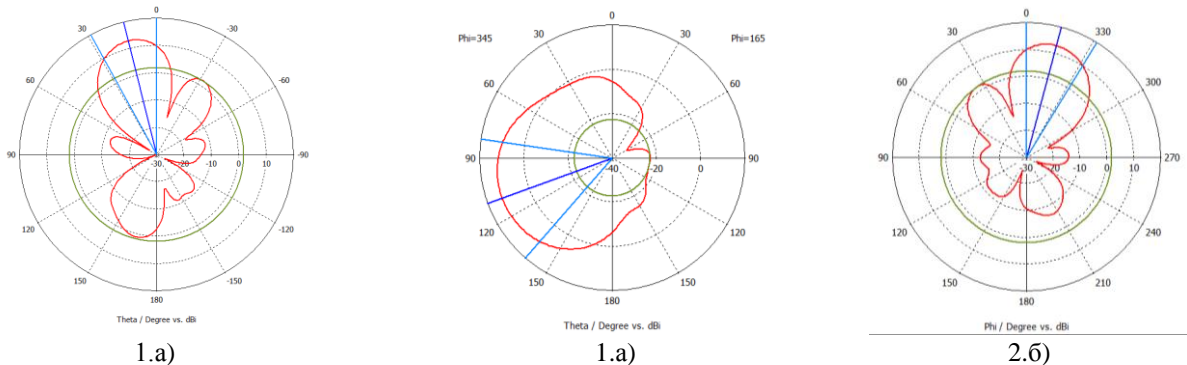


Рис. 3. ДН антенной решетки на частоте 2,4 ГГц при фокусировке в направлении: 1) $\varphi_{ск}=0^\circ$ и $\theta_{ск}=15^\circ$ в плоскости:
а) $\varphi = 90^\circ$; 2) $\varphi_{ск}=112^\circ$ и $\theta_{ск} = -15^\circ$: а) в плоскости $\varphi = -15^\circ$ б) в плоскости $\theta = 112^\circ$.

Заключение

В работе представлены результаты моделирования характеристик цилиндрической конформной антенной решетки для БПЛА с тремя рядами печатных излучателей для одновременного сканирования в двух плоскостях в секторе $\varphi_{ск} = 225^\circ$ $\theta_{ск} = 30^\circ$. Такой подход выбран из предположения аппроксимации участка фюзеляжа беспилотного летательного аппарата, на котором располагается антенная решетка, цилиндром.

Список литературы

1. Josefsson Lars, Patrik Persson. Conformal array antenna theory and design. John wiley & sons, 2006, 488 p.

Моделирование методом конечных элементов фрактальной антенны в области 5 ГГц¹

¹ Агейкин Н. А., ¹ Смирнов А. В.

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 компьютерного моделирования методом конечных элементов антенны на основе фрактала Y дерева 1ой-5ой итераций. Показаны диаграммы направленности и амплитуда-частотные характеристики антенн в области 5ГГц.

1. Введение

Для беспроводных систем связи требуются компактные приёмо-передающие антенны, которые должны иметь заданные требования такие как, диаграмма направленности, частотная характеристика, поляризация. Несомненным достоинством фрактальных антенн (монополей и диполей) является то, что они нередко имеют меньшие резонансные частоты по сравнению с классическими (евклидовыми) антеннами тех же размеров [1]. Перестроение резонансных частот достигается изменением геометрии антенны. Преимуществами антенн на основе фракталов являются широкодиапазонность [2-4] и широкополосность [5-7] при сравнительно малых размерах.

Целью данной работы является исследование амплитуда-частотной характеристики антенны на основе фрактала Y дерево 1ой – 5ой итераций в диапазоне 5 ГГц.

2. Теория

Компьютерное моделирование, с помощью метода конечных элементов. Антенна задавалась параметрами идеального электрического проводника, так как в данной работе нет задачи исследования теплопередачи. Она располагалась на коаксиальном разъёме, который представляет собой два

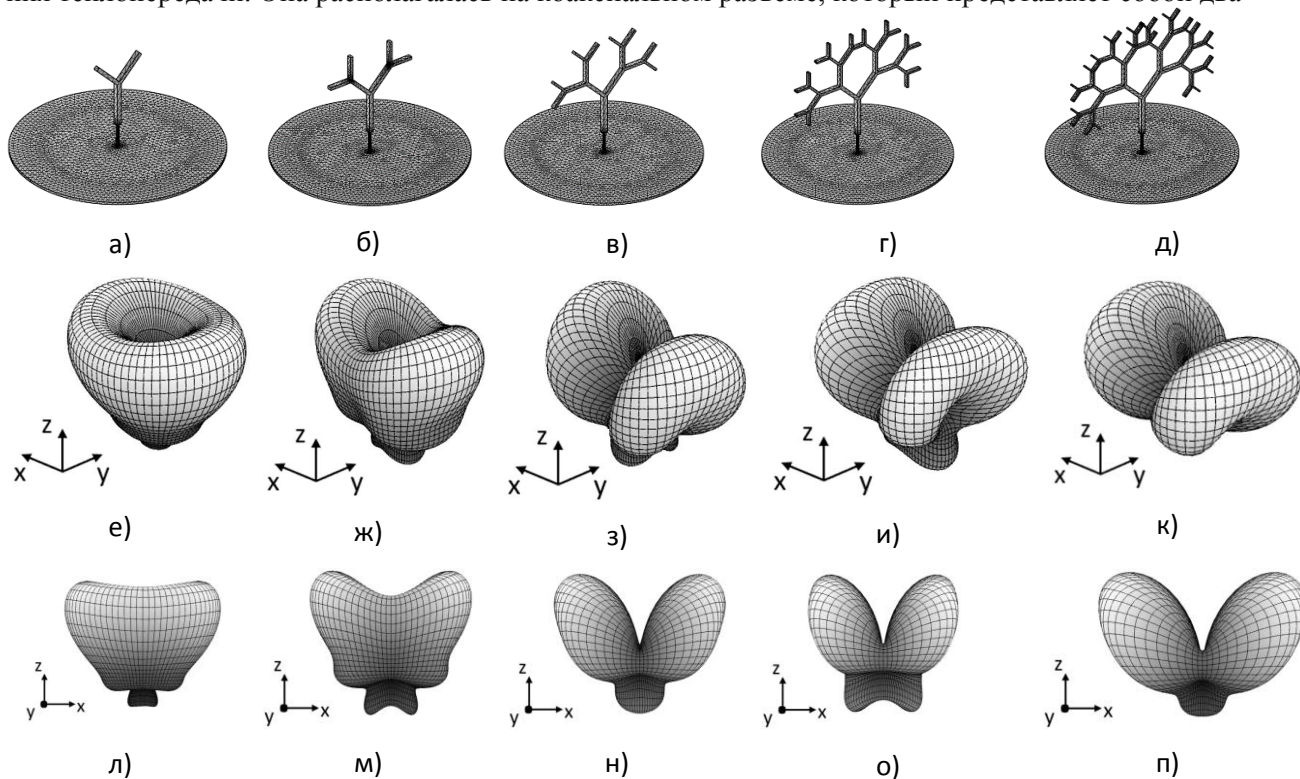


Рис. 1. а)-д) – антенна на основе фрактала Y дерева 1ая-5ая итерации соответственно, разделенная на конечные элементы; е)-к) – объёмная диаграмма направленности антенны с 1ой по 5ую итерации на частотах 5.05, 4.3, 3.9, 3.6, 3.55 ГГц соответственно (вид в перспективе); л)-п) – объёмная диаграмма направленности антенны с 1ой по 5ую итерации на частотах 5.05, 4.3, 3.9, 3.6, 3.55 ГГц соответственно (вид сбоку)

¹Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ Государственное задание ИПЭ им. В.А. Котельникова РАН и Совета по грантам Президента Российской Федерации (грант МК-1587.2022.4).

идеальных электрических проводника, между которых расположен слой политетрафторэтилена. На плоскости диэлектрика задавалось условие излучающего коаксиального порта с напряжением 1 В и импедансом 50 Ом. Коаксиальный разъём был окружен отражающей пластиной ($d=21$ мм. и $h=1$ мм.) из материала идеального электрического проводника. Данная конструкция располагалась в сфере ($d=90$ мм.), которая имитировала свободное пространство, заполненное воздухом. Границы сферы имели условия идеально согласованного слоя, чтобы избежать отражения электромагнитного излучения от её границ. Минимальный размер сетки для конструкции излучающей антенны достигал 0.16 мм. (рис. 1.а-д), а для свободного пространства 0.3 мм.

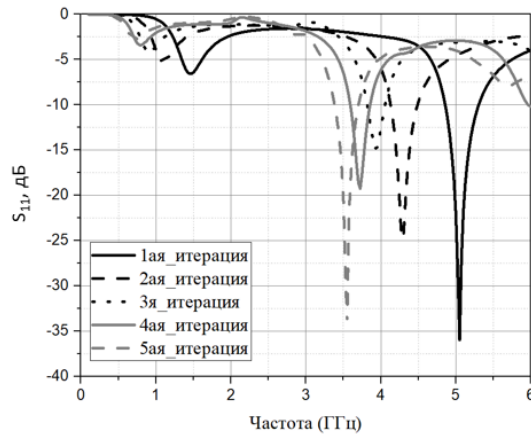


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика антенны на основе фрактала Y-дерева

Результаты моделирования, представленные на рис. 2 показывают, что 1-ая итерация антенны подходит для использования её в области 5 ГГц, а дальнейшее увеличение итерации приводит к смещению резонансной частоты в длинноволновую область.

3. Заключение

Показаны результаты компьютерного моделирования излучающей фрактальной антенны в свободном пространстве. Для применения в диапазоне 4-5 ГГц подходит антенны 1ой - 3ей итераций с резонансными частотами 5.05, 4.3, 3.9 ГГц соответственно.

Список литературы

1. А. А. Потапов. Фрактальная электродинамика. Численное моделирование малых фрактальных антенных устройств и фрактальных 3D микрополосковых резонаторов для современных сверхширокополосных или многодиапазонных радиотехнических систем // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. №7. С.629-665. <https://doi.org/10.1134/S0033849419060068>
2. I. S. Bangi, J. S. Sivia. Minkowski and Hilbert curves based hybrid fractal antenna for wireless applications // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2018. V. 85. P. 159-168. ISSN 1434-8411. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.01.005>.
3. N. Sharma, S. S. Bhatia. Split ring resonator based multiband hybrid fractal antennas for wireless applications // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2018. V. 93. P. 39-52. ISSN 1434-8411. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.05.035>.
4. A. Singh, S. Singh. A novel CPW-fed wideband printed monopole antenna with DGS // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2015. V. 69. Issue 1. P. 299-306. ISSN 1434-8411. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2014.09.016>.
5. M. K. Khandelwal, B. K. Kanaujia, S. Dwari, S. Kumar, A.K. Gautam. Analysis and design of dual band compact stacked Microstrip patch antenna with defected ground structure for WLAN/WiMax applications // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2015. V. 69. Issue 1. P. 39-47. ISSN 1434-8411. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2014.07.018>.
6. U. Illahi, J. Iqbal, M. I. Sulaiman, M. Alam, M. M. Su'ud, M. I. Khattak. Design and development of a singly-fed circularly polarized rectangular dielectric resonator antenna for WiMAX/Satellite/5G NR band applications // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2020. V. 126. 153443. ISSN 1434-8411. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153443>.
7. S. U. Anuar, M. H. Jamaluddin, J. Din, K. Kamardin, M. H. Dahri, I. H. Idris. Triple band MIMO dielectric resonator antenna for LTE applications // AEU - International Journal of Electronics and Communications. 2020. V. 118. 153172. ISSN 1434-8411. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153172>.

Исследование низкочастотных магнитоэлектрических антенн

¹Иванов С. В., ¹Бичурин М. И.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, 173003, ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Российская Федерация
s243962@std.novsu.ru

Аннотация: В данной работе исследуется применение магнитоэлектрических (МЭ) композитов АМАГ 225/ЦТС-19 /АМАГ 225 с размерами $100*10*0,7$ мм³ в качестве приемных и передающих антенн сверхдлинных волн. Выполнено измерение диаграммы направленности разработанных МЭ антенн на расстоянии 24,5 см между антеннами в Н и Е плоскостях.

1. Введение

Низкочастотные антенны, излучающие и принимающие электромагнитные волны с частотой 10–30 кГц, используются для передачи сигнала через земную и водную среду, исследования грунта и т. д. В данной работе исследуется применение магнитоэлектрических (МЭ) композитов в качестве низкочастотных антенн с малыми габаритными характеристиками. Магнитоэлектрический композит – это совокупность механически связанных пьезоэлектрических и магнитострикционных материалов, реализующих прямой и обратный магнитоэлектрический эффект [1]. Ранее разработанные низкочастотные МЭ антенны, согласно работе [2], позволяют реализовать передачу сигнала на расстоянии 120 м между передающей и приемной антеннами при частоте сигнала, равной частоте электромеханического резонанса (ЭМР) МЭ композитов, применяемых в качестве антенн. Принцип работы передающей МЭ антенны основан на обратном МЭ эффекте, а приемной на прямом МЭ эффекте. В данной работе планируется проверить результаты ранее проведенных исследований МЭ антенн.

2. Теория

В работе [2] было определено, что распределение напряженности магнитного поля передающей МЭ антенны соответствует излучению магнитного диполя в Н и Е плоскости в ближней зоне антенны:

$$h_r \approx h_0 \cos \theta \quad (1)$$

где h_0 – максимальное значение излучаемого переменного магнитного поля на определенном расстоянии от передающей антенны, зависящее от величины обратного МЭ коэффициента применяемого МЭ композита, А/м; θ – угол поворота приемной антенны относительно передающей, рад.

3. Измерения диаграмм направленности и дальности излучения МЭ антенн

Для измерения диаграмм направленности (ДН) и дальности излучения низкочастотных антенн, основанных на прямом и обратном МЭ эффекте, были разработаны два симметричных трехслойных композита АМАГ 225 / ЦТС-19 / АМАГ 225 с размерами $100*10*0,7$ мм. Три пленки АМАГ 225 толщиной 20 мкм были соединены с верхней и нижней гранями пластинки ЦТС-19 с толщиной 0,5 мм с помощью клея БФ-2. Постоянное магнитное поле, величиной 6,5 Э, для линеаризации МЭ эффекта подавалось на композиты с помощью постоянных цилиндрических магнитов. При нулевом постоянном магнитном поле передача сигнала между антеннами не происходила.

На рис. 1 а) показаны размеры МЭ композитов, применяемых в качестве МЭ антенн. На рис. 1 а): 1 – электроды для подачи сигнала на передающую антенну или подключения осциллографа к приемной антенне для измерения принятого сигнала; 2 – пьезоэлектрическая фаза (ЦТС-19); 3 – магнитострикционная фаза (3 пленки АМАГ 225, соединенные друг с другом и с ЦТС-19 клеем БФ-2); $H_0 = 6,5$ Э – внешнее подмагничивающее поле от постоянных магнитов; E_3 – сигнал от генератора, поданный на передающую антенну, или принятый сигнал на приемной антенне.

Частота ЭМР композитов, применяемых в качестве МЭ антенн, определенная из измерения прямого и обратного МЭ коэффициентов, составила 28,6 кГц. При измерениях ДН и дальности излучения исследуемых низкочастотных антенн амплитуда синусоидального переменного напряжения, приложенного к пьезоэлектрической фазе МЭ композита передающей антенны, была равна 10 В. Частота данного напряжения была равна частоте ЭМР применяемых МЭ композитов. Измерения ДН

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-00950, <https://rscf.ru/project/22-29-00950/>

были проведены на расстоянии 24,5 см между антеннами при перемещении приемной антенны вокруг оси Z передающей антенны. При расстоянии 35 см между антеннами амплитуда напряжения на приемной антенне составила 0,2 мВ. При расстоянии больше 35 см измерения напряжения на приемной антенне не проводились в связи с трудностью определения величины напряжения менее 0,2 мВ с помощью осциллографа HAMEG HMO722.

Коэффициент направленности передающей антенны рассчитывался по формуле:

$$K_r = U_i / U_{\max} \quad (2)$$

где U_i – напряжение на принимающей антенне при определенном угле поворота относительно передающей антенны, В; $U_{\max} = 2,5$ – максимальное измеренное значение амплитуды переменного напряжения на приемной антенне при измерении диаграммы направленности в Н и Е плоскости на расстоянии 24,5 см между антеннами, мВ.

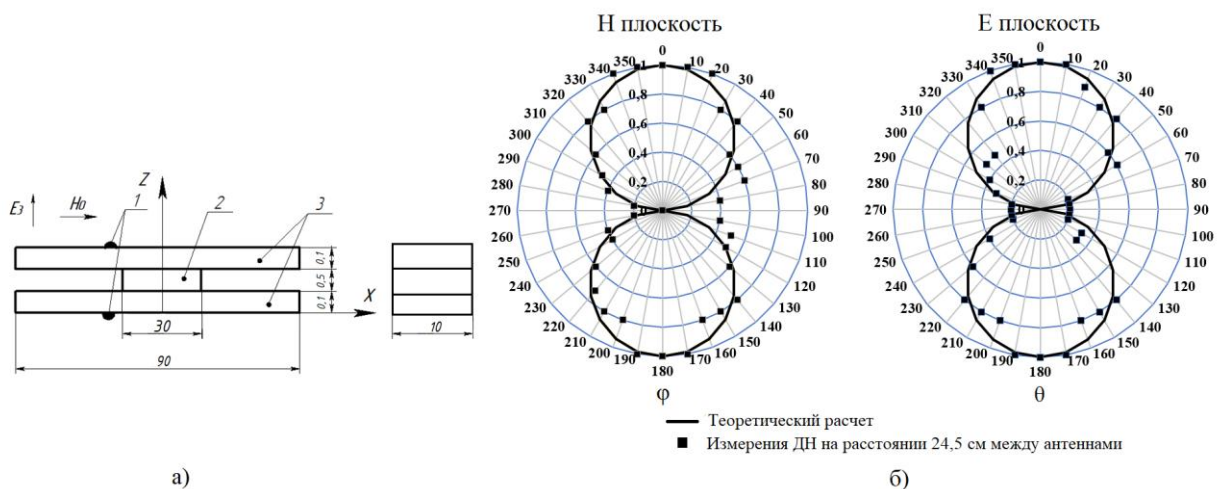


Рис. 1. а) Эскиз МЭ композита, используемого в качестве низкочастотной антенны. б) Измеренные диаграммы направленности МЭ антенн в Е и Н плоскостях. φ – угол поворота приемной антенны относительно передающей в Н плоскости, θ – угол поворота приемной антенны относительно передающей в Е плоскости.

4. Заключение

Измеренные ДН исследуемых МЭ антенн приближенно соответствуют полю излучения магнитного диполя. Низкая эффективность передачи сигнала между МЭ антеннами связана с небольшой добротностью ЭМР разработанных МЭ композитов, которая равна $Q = 30$, и низким значением пьезомагнитного модуля [1] для АМАГ 225. Для улучшения эффективности передачи мощности между антеннами необходимо уменьшить толщину клеевой фазы МЭ композитов, вследствие чего возрастет добротность резонанса МЭ композитов, а также необходимо использовать магнитоэлектрические материалы, обеспечивающие высокое значение пьезомагнитного модуля. Можно выделить следующие достоинства МЭ антенн: небольшие размеры, резонансная частота МЭ антенн может регулироваться изменением величины и ориентации постоянного магнитного поля, приложенного к МЭ композиту. Недостатками МЭ антенн являются: низкая эффективность передачи сигнала, сложный технологический процесс производства МЭ композитов.

Список литературы

1. Bichurin, M.I.; Petrov, V.M.; Petrov, R.V.; Tatarenko, A.S. *Magnetolectric Composites*; Pan Stanford Publishing Pte. Ltd.: Singapore, 2019; p. 297.
2. Cunzheng Dong, Yifan He, Menghui Li, Cheng Tu, Zhaoqiang Chu, Xianfeng Liang, Huaihao Chen, Yuyi Wei, Mohsen Zaeimbashi, Xinjun Wang, Hwaider Lin, Yuan Gao, and Nian X. Sun. A Portable Very Low Frequency (VLF) Communication System Based on Acoustically Actuated Magnetolectric Antennas. *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 19, NO. 3, MARCH 2020.

Особенности граничной волны и методы ее расчета¹

¹ Копытин В. Е., ¹ Лысенко Н. А., ¹ Усков Г. К., ² Скулкин С. П.

¹ Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»)

г. Воронеж, Российская Федерация

² Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ)

г. Нижний Новгород, Российская Федерация

Аннотация: В статье рассматривается особенность распределения ближнего поля связанной с отражением от грани идеально проводящего бесконечно тонкого диска. Для решения задачи и верификации полученных результатов использовалось несколько методов. Пространственно-временной метод расчета импульсных характеристик сравнивается с известным численным методом ФТ. Выявлены преимущества и недостатки каждого из методов.

1. Введение

Поля сверхширокополосных апертурных таких антенн могут быть рассчитаны численным методом, однако повышение используемых частот, требует все больше вычислительных ресурсов, что приводит к повышению времени расчета, поэтому в этой статье рассмотрен аналитический метод, основанный на физической оптике [1].

2. Постановка электродинамической задачи и расчет различными методами

Для изучения волны связанной с отражением от границы диска была построена электродинамическая модель рис. 1. С положительного направления оси Z падает линейно поляризованная волна на идеально проводящий бесконечно тонкий диск. Зонды поля расположены по радиусу с центром на грани проводящего диска и образуют тор главного радиуса которого равен радиусу диска.

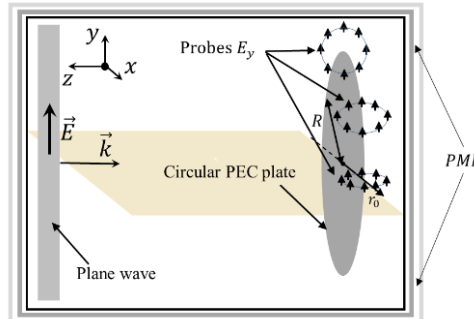


Рис. 1. Модель плоской круглой апертуры с зондами поля

Сначала рассчитаем поставленную электродинамическую задачу численным методом ФТ. Основные параметры модели выбраны следующим образом: радиус диска $R = 0.5$ метра, расстояние от границ расчетной области до граней диска с каждой из сторон 0.51 метра, радиус на котором расположены зонды с центром на краю диска $R_p = 0.25$ метра. Сверхширокополосный линейно поляризованный сигнал с частотами от 1 МГц до 5 ГГц, выбирался таким образом, чтобы характерный размер апертуры был много раз больше длины волны λ_0 [2].

Для того чтобы разделить основную волну от граничной при постобработке полученных сигналов на зондах поля, накладывается временное окно, стоит отметить, что не в каждой точке пространства можно разделить эти волны, при приближении к оси z основная и граничная волны сливаются, а при приближении к плоскости диска, наблюдается наибольшая разница во времени между ними. На рис. 2 представлены максимумы граничной волны в зависимости от углов, видно, что помимо основной поляризации появляется кроссполяризованная компонента поля, которая связана с неравномерным протеканием токов на границе диска.

¹ Работа выполнена на основании решения Совета Программы Научного фонда Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ)). Проект № 22-00-035 «Особенности импульсных полей апертурных антенн».

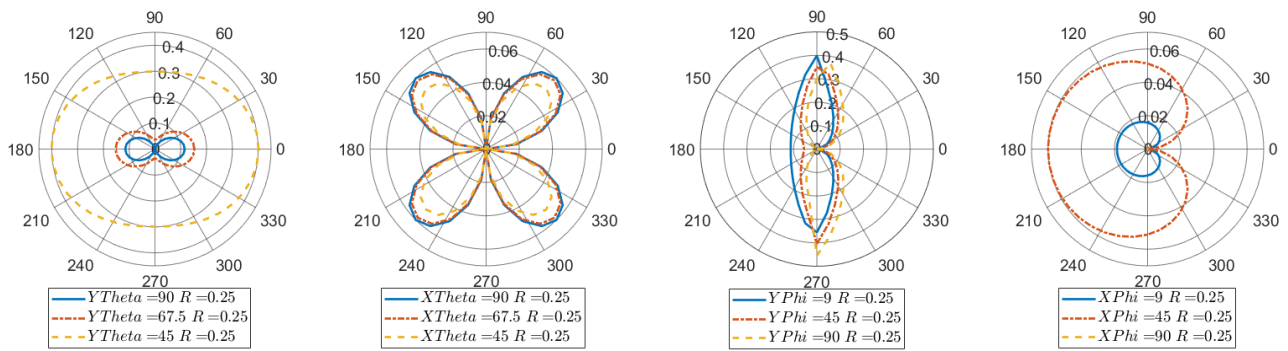


Рис. 2. Максимумы граничной волны, в зависимости от углов для разных компонент поля

Рассчитаем поставленную электродинамическую задачу пространственно-временным методом расчета импульсных характеристик. Авторы статьи [3,4] приводят выражение для поиска первообразной импульсной характеристики, которая по сути является представлением поля при излучении сигнала в виде δ -импульса, с учетом поляризационного множителя (1).

$$H(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sqrt{1 - \sin^2 \gamma \sin^2 \varphi} d\varphi \quad (1)$$

Поляризационный множитель повышает точность определения основной волны, однако, точность определения граничных волн снижается, также авторы статьи рассматривают только основную поляризацию, опуская при этом кроссполяризационную компоненту поля.

В математической среде была написана программа, которая позволяет вычислить сигналы в тех же точках, что и при численном моделировании, на рис. 3 приведены максимумы граничных волн, рассчитанные аналитическим методом.

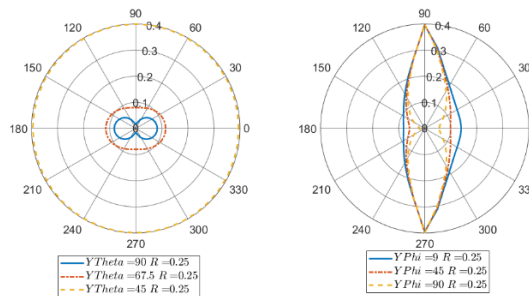


Рис. 3. Максимумы граничной волны, посчитанные аналитическим методом

3. Заключение

В данной работе было проведено исследование граничной волны с помощью численного метода FIT, показаны особенности распределения поля вблизи границы плоского идеально проводящего диска, однако, расчет данной задачи у сервера (Intel Xeon 3,1 ГГц, 1024 ГБ ОЗУ, 2 GPU NVidia A100) занял около 4 часов, поэтому для оценки ближнего поля был применен аналитический метод, основанный на физической оптике.

Несовпадение численного и аналитического методов в определении граничной волны проявляется при использовании поляризационного множителя, выведенного авторами [4]. Графики максимальных значений граничной волны в данный момент представляют собой интегральную сумму основной и граничной волн, поэтому целью дальнейших исследований является определение явного вида поляризационного множителя, а также нахождение кроссполяризационной компоненты поля.

Список литературы

1. R. Ianculescu and E Heyman, "Pulsed field diffraction by a perfectly conducting wedge: A spectral theory of transients analysis," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, pp. 781-789, June 1994.
2. Berenger J.-P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves / J.-P. Berenger // *Journal of Computational Physics*. – 1994. – V. 114, № 2. – P. 185-200.
3. Baum C. E. Intermediate field of an impulse-radiating antenna / C. E. Baum // *Ultra-wideband short-pulse electromagnetics 4* (IEEE Cat. No. 98EX112). – IEEE. – 1999. – P. 77-89.
4. S. P. Skulkin, N. A. Lysenko, G.K.Uskov, N. I. Kascheev, "Transient Far Fields of Aperture Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Wireless Letters*, Vol. 18, Is. 5, pp. 1036-1040, May, 2019.

Метод расчёта первообразной импульсной характеристики для анализа импульсного поля цилиндрической апертуры¹

¹ Кононов А. А., ¹ Серегина Е. А., ¹ Смушева К. В., ¹ Усков Г. К., ² Скулкин С. П.

¹ Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ФГБОУ ВО «ВГУ»)

г. Воронеж, Российская Федерация

² Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (НИУ ВШЭ)

г. Нижний Новгород, Российская Федерация

Аннотация: Рассматривается расширение метода расчёта первообразной импульсной характеристики для описания электрического поля излучателя на случай анализа поля цилиндрической апертуры. Впервые метод был расширен на случай трёхмерной неплоской апертуры. Метод позволяет получить точное аналитическое решение для ряда апертур различной формы и исключить возможные ошибки численного моделирования.

1. Введение

В связи с высоким интересом к вопросам генерации, излучения и распространения сверхкоротких импульсов (СКИ) возникает необходимость в создании универсального математического аппарата для описания этих процессов. В этом контексте особый интерес представляет метод расчёта первообразной импульсной характеристики (ИХ) излучающей апертуры, поскольку для излучения сверхширокополосных (СШП) сигналов в подавляющем большинстве случаев используются именно апертурные антенны. [1] Уникальность этого метода в том, что для широкого ряда случаев существует возможность получить точное аналитическое решение, позволяющее полностью описать электромагнитное поле перед апертурой. В настоящей работе мы рассмотрим данный метод применительно к случаю цилиндрической апертуры, которую технически можно представить как биконическую антенну, во внутреннее пространство которой помещена линза из неоднородного диэлектрика для создания синфазного волнового фронта на поверхности апертуры. [2]

2. Расчёт первообразной импульсной характеристики цилиндрической излучающей апертуры

Основная идея метода вычисления первообразной импульсной характеристики описана в работах [3-4]. В общем случае её можно записать так:

$$H(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi c} \int_{S_a} \frac{q(\vec{r}_a) \alpha(\vec{r}, \vec{r}_a)}{R} \delta\left(t - \frac{R}{c}\right) dS_a, \quad (2)$$

где c – скорость света в вакууме, q – функция освещенности апертуры, α – поляризационный множитель, R – расстояние от точки наблюдения до текущей точки на апертуре ($R \neq 0$), S_a – поверхность интегрирования.

Предположим, что $q = I$, $\alpha = I$. Цилиндрическая апертура представляет собой прямой круговой цилиндр радиуса R_c , ориентированный вдоль оси z . Центр оси цилиндра расположен в начале координат, а высота цилиндра равна L . Контур интегрирования S_a представляет собой линию пересечения поверхности цилиндра и сферы с центром, расположенным в точке наблюдения, радиуса ct . Геометрическая интерпретация задачи наглядно представлена на рис. 1.

После проведения ряда математических преобразований получим основную интегральную формулу:

$$H(\vec{r}, t) = \frac{R_c}{2\pi} \sum_{n=1}^2 \int_{\Phi_n} \frac{d\varphi_a}{\sqrt{(ct)^2 - \rho^2 - R_c^2 + 2R_c \rho \cos(\varphi_a - \varphi)}}, \quad (3)$$

где φ_a – угловая координата точки на контуре интегрирования (принадлежит апертуре), Φ_n – диапазон изменения φ_a , определяемый граничными условиями задачи.

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>

² При выполнении работы использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

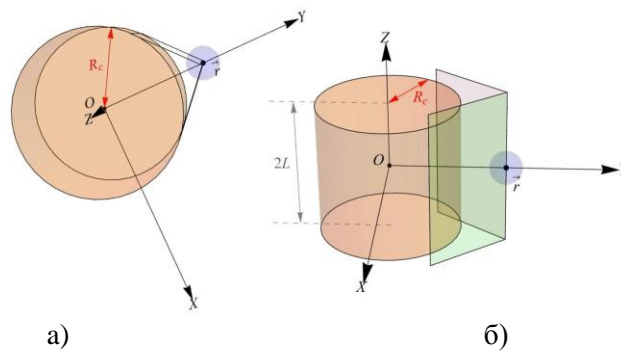


Рис. 1. Цилиндрическая апертура и горизонт на апертуре из точки наблюдения: а) вид сверху; б) вид сбоку

Соответствующий неопределённый интеграл берётся в явном виде:

$$\int \frac{d\varphi_a}{\sqrt{(ct)^2 - \rho^2 - R_c^2 + 2R_c\rho \cos(\varphi_a - \varphi)}} = \frac{R_c}{\pi\sqrt{(ct)^2 - (\rho - R_c)^2}} \cdot F\left(\frac{\varphi_a - \varphi}{2}, \sqrt{\frac{4R_c\rho}{(ct)^2 - (\rho - R_c)^2}}\right) + C. \quad (4)$$

Здесь F - неполный эллиптический интеграл первого рода. [4]

Таким образом, мы показали, что для цилиндрической излучающей апертуры существует точное аналитическое решение, позволяющее построить картину изменения электрического поля во времени для любой точки пространства перед апертурой.

Для проверки полученного аналитического решения был проведен численный расчет интеграла (2). Сопоставление полученных результатов для областей внутри и вне прожекторного луча приведено на рис. 2. Из графиков видно, что достигнут высокий уровень сходимости результатов, а небольшие имеющиеся отклонения, обусловлены ограниченной точностью численных методов. Отметим также, что форма импульсной характеристики вне прожекторного луча существенно отличается от картины внутри прожекторного луча апертуры.

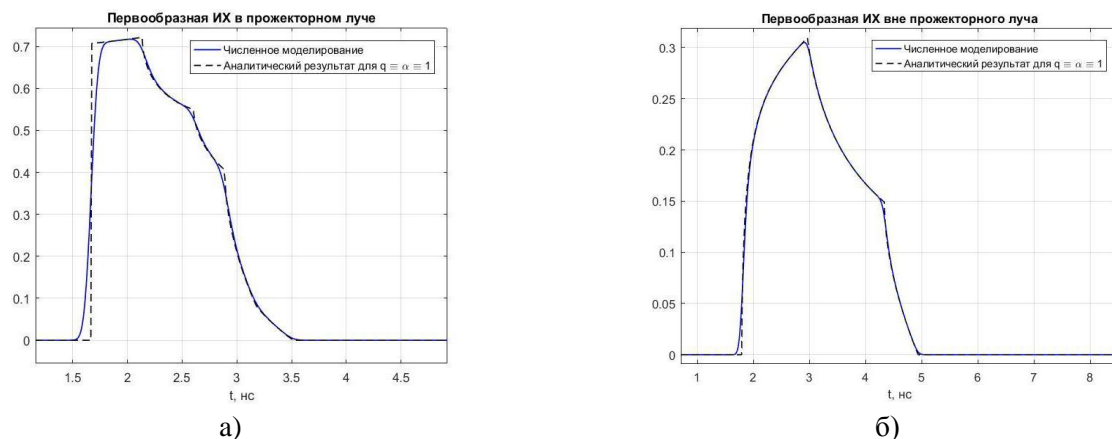


Рис. 2. Первообразная импульсной характеристики цилиндрической апертуры: а) внутри прожекторного луча; б) вне области прожекторного луча

3. Заключение

В настоящей работе впервые представлена возможность расширения метода вычисления первообразной импульсной характеристики для анализа электромагнитного поля излучателя на случай неплоской – цилиндрической апертуры. Полученное аналитическое решение проверено сравнением с результатами, полученными классическими численными методами.

Список литературы

1. Иммореев И. Я. Излучение сверхширокополосных сигналов / Иммореев И. Я., Синявин А. Н. // Антенны, 2001, №1. – С. 8-16.
2. Bobreshov A.M. Biconical antenna with inhomogeneous dielectric lens for UWB applications / Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Seregina E.A., Uskov G.K. // Electronics Letters, 2020, V.56, №17. – Pp. 857-859.
3. Skulkin S.P. Transient field calculation of aperture antennas / Skulkin S.P., Turchin V.I. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, V.47, №5. – Pp. 929-932.
4. Skulkin S.P. Transient far field of aperture antennas. / Skulkin S.P., Kascheev N. I., Lysenko N. A., Uskov G.K. // Antennas and wireless propagation letters, 2019, V. 18, №5. – Pp. 148-157.
5. Корн Г., Корн Т Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1968. - 720 с.

Согласованные волноводные и коаксиальные нагрузки высокого уровня мощности

Сарин Л. И., Бастрыкин С. А., Коланцов О. А., Усиков П. В., Конкин В. А.
ООО «Болид» г. Новосибирск, ул. Электрозаводская 2, корп. 6
info@pnpbolid.com

Аннотация: Разработан новый композиционный материал и технология его нанесения на различные металлические поверхности, который используется в качестве поглотителя при изготовлении волноводных и коаксиальных нагрузок высокого уровня мощности.

Основная часть

Изготовлены и испытаны волноводные нагрузки с КСВН ниже 1.1 мощностью до 10 кВт, коаксиальные нагрузки с КСВН ниже 1.15 мощностью до 300 Вт.

Поглощающий материал в конструкциях нагрузок - композит ЭКОМ-П, получаемый из оксидов металлов четвертого периода, таких как железо, никель и т. п., и неорганического связующего. Некоторые характеристики материала ЭКОМ-П приведены в таблице 1.

Таблица 1

Характеристики материала ЭКОМ-П

№ п/п	Наименование характеристики	Единица измерения	Значение
1.	Плотность	кг/м ³	2600 ÷ 2800
2.	Прочность на сжатие	МПа	10 ÷ 100
3.	Теплоемкость	кДж/кг*К	0,8
4.	Теплопроводность	Вт/м*К	2 ÷ 4
5.	Диэлектрическая проницаемость на частоте 3 ГГц		30 ÷ 50
6.	Тангенс угла диэлектрических потерь на частоте 3 ГГц		0.1 ÷ 0.5
7.	Диапазон рабочих температур	°С	До 1000

На рисунке 1 приведена фотография материала ЭКОМ-П под микроскопом, которая хорошо иллюстрирует, что в материале присутствуют крупные структурообразующие частицы корунда, кремния и множество мелких (не более 10 мкм) металлических вкраплений железа или никеля.

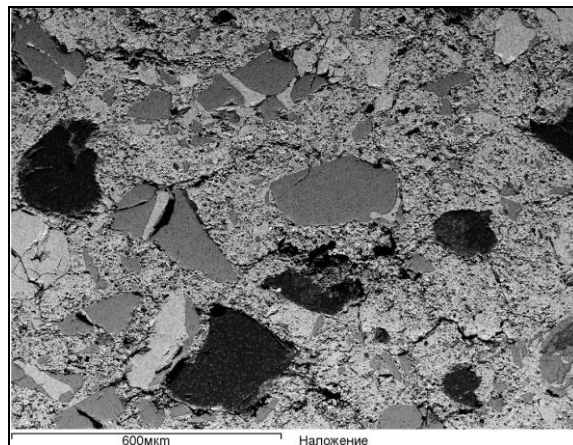


Рисунок 1. ЭКОМ-П под электронным микроскопом

Скопления металлических частиц изолированных друг от друга в целом не создают проводящий кластер (тангенс угла диэлектрических потерь материала менее 1). Отметим, что размер металлических частиц много меньше, чем толщина скин-слоя металлов в диапазоне частот 1 ÷ 20 ГГц.

С использованием измельченного материала ЭКОМ-П по технологии детонационного напыления, были изготовлены образцы нагрузок с поглотителем, нанесенным на медную или нержавеющую подложки. Проведены их испытания на высоком уровне мощности. Результаты приведены в таблице 2.



Рисунок 4. Установки детонационного напыления CCDS-2000



Рисунок 5. Образцы волноводных нагрузок с поглотителем, нанесенным на нержавеющую сталь и медь

Таблица 2

Результаты испытаний волноводных нагрузок высокого уровня мощности

№ п/п	Материал подложки и корпуса	Длина нагрузки, мм	Сечение волновода, мм	Средняя мощность, кВт	КСВН, не хуже	Длительность воздействия, час
1	Нержавеющая сталь	600	28.5x12.6	10.0	1.03	1
2	Медь	375	28.5x12.6	10.0	1.05	1

Проведенные испытания показали, что разработанный материал ЭКОМ-П применим для изготовления волноводных нагрузок с КСВН, менее 1.1, в том числе, для нагрузок высокого уровня мощности.

В настоящий момент ООО «Болид» выпускает в соответствии с техническими требованиями волноводные и коаксиальные нагрузки различной номенклатуры.

Наиболее востребованные нагрузки приведены в Таблице 3.

Таблица 3

Нагрузки производства ООО «Болид»

№ п/п	Наименование	Размеры, мм	Сечение волновода, мм	КСВН, не хуже	Средняя мощность, Вт	Охлаждение
1	БЛША 8.076.000	80x80x200	35x15	1.1	400	естественное воздушное
2	БЛША 8.098.000	80x60x250	48x24	1.1	100	естественное воздушное
3	БЛША 8.010.000	80x80x140	23x10	1.1	3000	жидкостное
4	БЛША 8.069.000	65x65x145	коакс.	1.1	300	естественное воздушное

Список литературы

1. Гладков С.О. Физика композитов. Термодинамические и диссипативные свойства. – М.: Наука, 1999.
2. Неорганическое материаловедение : Энциклопедия в 2т. / Под ред. Г.Г. Гнесина, В.В. Скорохода. Киев: Наукова думка, 2008.
3. Р. Лэнди, Д. Дэвис, А. Альбрехт. Справочник радиоинженера. – М.: Государственное энергетическое издательство, 1961.

Разработка СВЧ устройств на связанных линиях с управляемыми характеристиками на искусственном диэлектрике¹

¹ Хаванова М.А., ¹ Мисилин В.А., ¹ Киселев В.А., ¹ Михайлов А.А., ¹ Никитин А.О.

¹ Петров Р. В.

¹ Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
173003, Великий Новгород, ул. Большая Санкт-Петербургская, д. 41
marina.havanova@novsu.ru

Аннотация: Исследуются искусственные диэлектрические материалы и устройства на их основе. Приводятся результаты моделирования СВЧ устройства на связанных линиях на подложке из искусственного диэлектрика. Исследовано изменение характеристик устройства в зависимости от изменения величины диэлектрической проницаемости искусственного диэлектрика.

1. Введение

Искусственные диэлектрики (ИД) представляют собой искусственно созданные металлодиэлектрические структуры - крупномасштабные модели реальных диэлектриков. Это может быть набор металлических частиц, например, округлой формы, находящихся на заданном расстоянии друг от друга в изначальной диэлектрической среде. Заряды на металлических частицах ИД смещаются под действием внешнего электрического поля, подобно действию диполей в обычном диэлектрике [1]. ИД могут быть применены в качестве подложек СВЧ устройств, резонаторов СВЧ [2], для проектирования СВЧ линз с особыми свойствами [3-5], высокоимпедансных поверхностей и просветляющих покрытий [6]. Разновидностью ИД материалов, используемой для создания метаматериалов, которые не встречаются в естественных природных средах и обладают уникальными свойствами, в частности отрицательной диэлектрической и магнитной проницаемостью, являются материалы с отрицательным индексом преломления или left-handed materials (LHM) [7]. Таким образом, исследование искусственных диэлектриков и устройств на их основе является актуальным направлением в развитии СВЧ технологии. В то же время обсуждалась возможность электронного управления такими диэлектрическими средами и средами с градиентной структурой диэлектрика, магнитоэлектрическими средами [8-9]. Посредством управляющего воздействия электрического поля возможно произвести градиентную настройку диэлектрической проницаемости одного из диэлектрических слоев структуры.

В данной работе на основе компьютерного моделирования был проведён анализ возможности разработки СВЧ устройств на связанных линиях с управляемыми характеристиками на искусственном диэлектрике. Разработка такого устройства позволит в дальнейшем разрабатывать ряд пассивных устройств с управляемыми характеристиками такими, например, как направленные ответвители, циркуляторы, делители мощности и пр.

1. Моделирование устройства

Для проектирования устройства на связанных линиях была взята широко известная методика расчёта подобных топологий для направленного ответвителя на связанных линиях хорошо описанная, например, в литературе [10-15]. Для исследования была взята микрополосковая структура на связанных линиях с размерами: длина линии связи 54 мм, ширина зазора между полосками 2,5 мм, ширина микрополосковой линии 1 мм, толщина подложки 1 мм, показанная на рис.1. Диэлектрическая проницаемость подложки была изучена для двух состояний при $\epsilon = 10$, и второй случай для $\epsilon = 2,39$, тангенс угла диэлектрических потерь 10^{-4} для обоих случаев. Предполагалось, что изменение диэлектрической проницаемости подложки приведёт к значительному изменению характеристик устройства. В то же время стояла задача найти приемлемый вариант для возможной эксплуатации устройства с новыми характеристиками. Методами численного моделирования были подтверждены значения для теоретических расчётов. На рис. 2 показана амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) устройства на частоте около 10 ГГц. Расчёт проводился без учёта потерь в линиях и разъёмах. Коэффициенты прохождения S31 и S41 на частоте 10 ГГц составили около 3дБ.

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант №22-29-00085, <https://rscf.ru/project/22-29-00085/>.

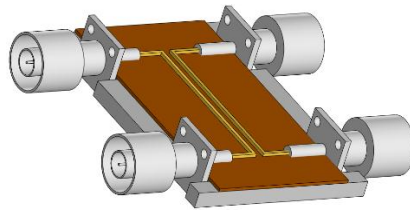


Рис. 1. СВЧ устройство на связанных линиях с управляемыми характеристиками на искусственном диэлектрике

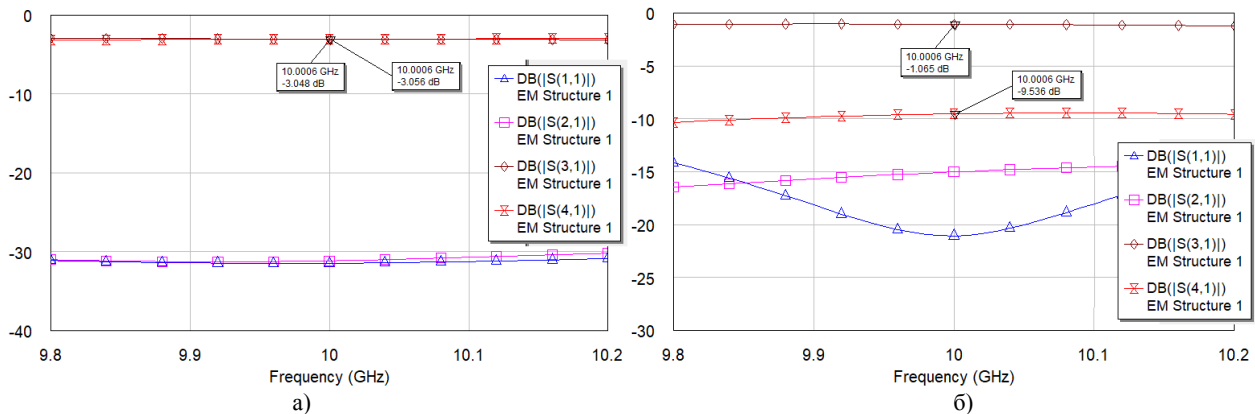


Рис. 2. АЧХ устройства на связанных линиях. а) $\epsilon = 10$, б) $\epsilon = 2,39$

Сравнение полученных результатов показывает, что изменение величины коэффициента S_{31} при изменении диэлектрической проницаемости ИД ϵ с 10 до 2,39 составило около 2 дБ: от значения 3дБ - до 1 дБ. Изменение коэффициента S_{41} соответственно составило около 6,5 дБ: от значения 3дБ до 9,5 дБ.

3. Заключение

Рассмотрена возможность использования ИД для проектирования СВЧ управляемых устройств. Проведено моделирование СВЧ устройства на связанных линиях с управляемыми характеристиками на ИД. Полученные данные подтверждают возможность использования ИД для разработки СВЧ устройств с управляемыми характеристиками.

Список литературы

1. Zhang Y, Aratani Y and Nakazima H 2017 A microwave free-space method using artificial lens with anti-reflection layer Sens. Imaging 18 (17) 1–12
2. Awai I 2008 Artificial dielectric resonators for miniaturized filters IEEE Microwave Magazine 9 (5) 55–64
3. R.V. Petrov, G. Srinivasan, M.I. Bichurin, D. Viehland. Three-dimensional left-handed material lens // Appl.Phys.Lett., 91, 104103 (2007).
4. R.V. Petrov, R. Pandey, G. Srinivasan, M.I. Bichurin. A magnetic field controlled negative-index microwave lens // Mic. Opt. Tech. Lett., 2008, 50:11, 2804.
5. Zhang Y, Imahori T and Fujita Y 2019 Artificial material for patch antenna gain enhancement and its application in microwave free-space method Int. Conf. on Electromagnetic in Advanced Applications (ICEAA) 0203–0203
6. Biber S, Richter J, Martius S and Schmidt 2003 Design of artificial dielectrics for ant-reflectioncoatings 33th Eur. Microwave Conf. Proceedings 7 Oct. 2003 Munich, Germany pp 1115–18
7. Smith D. R., Pendry J. B., Wiltshire M. C. K. Metamaterials and Negative Refractive Index // Science. 2004. Vol. 305. No. 5685. P. 788–792.
8. Nikitin A O, Petrov R V and Havanova M A 2019 Control of magnetolectric antenna by electric field ITM Web of Confernces 30 05028 1–9 DOI:10.1051/itmconf/20193005028
9. A.O. Nikitin, V.A. Kiselev, V.A. Misilin, Yu.V. Kiliba and R.V. Petrov Magnetolectric gradient structures: Properties and applications // Journal of Advanced Dielectrics (2022) 2250008 (6 pages) DOI: 10.1142/S2010135X22500084
10. Фельдштейн А.Л. и др. Справочник по элементам волноводной техники / Издательство: М: ГЭИ Год: 1963, 360 с.
11. Мещанов В.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн. – М.: Связь, 1980. – 144 с.
12. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш. шк., – 1988. 432 с.
13. Конструирование экранов и СВЧ-устройств: Учебник для вузов/ Под ред. А.М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1990. – 352 с.
14. Сверхширокополосные микроволновые устройства / Под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 560 с.
15. Связанные полосковые линии и устройства на их основе / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов. – Томск, 2012. – В 2-х частях: Ч.1 – 176 с. Ч.2 – 244 с.

Полосно-пропускающий фильтр выполненный по SIW технологии¹

¹ Гризодуб А.Н., Махно А.С., Крутиев С.В.

¹ ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

Физический факультет

344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5

skrutiev@sfnu.ru

Аннотация: В работе показана структура компактного полумодового SIW-фильтра с нулями передачи. Представленная в статье структура включает в себя две полумодовые SIW-области, которые связаны между собой окном с микрополосковой согласованной нагрузкой в виде штыря. В данном исследовании проведён электродинамический анализ и синтез SIW-фильтра, показана зависимость амплитудно-частотной характеристики от геометрических размеров устройства. В работе представлен результат сравнения изготовленного устройства с рассчитанной и смоделированной компьютерной моделью.

1. Введение

Сегодня все больше и больше требуется компактных, высокопроизводительных, и доступных по цене устройств. Быстрый прогресс в области мобильной связи, интернета вещей, и других технологий стал главной причиной такого роста спроса. В связи с этим начался поиск наиболее подходящей технологии для реализации поставленной задачи, такой технологией является использование устройств, созданных по SIW-технологии (Substrate Integrated Waveguide). SIW-технология сохраняет все преимущества классических волноводов, это возможность передачи больших мощностей, низкие потери, полностью экранированная структура, высокая добротность резонаторов. Однако, вместе с этим, SIW-технология приобретает свойства микрополосковых структур: малые линейные размеры и вес, низкую стоимость и упрощенную технологию производства. [1-3] Это позволяет создавать компактные и высокоэффективные устройства, которые могут использоваться в различных приложениях, таких как телекоммуникации, медицинская техника, промышленность и другие. Это особенно важно в настоящее время, когда производители оборудования стремятся к созданию устройств с максимальной производительностью и функциональностью, при минимальных затратах на производство. SIW-технология не только удовлетворяет этим требованиям, но также может помочь в разработке технологий будущего, поддерживая постоянное развитие и инновации в области электроники и связи.

2. Теория

В этой работе проведен электродинамический анализ и синтез фильтра, основанный на полумодовых SIW-резонаторах с внешними полюсами. Структура состоит из двух встроенных полумодовых SIW-областей и микрополосковой заглушки в области сопряжения, представленной в виде микрополосковой линии с открытым концом. Микрополосковая заглушка действует, как резонансная связь, тем самым внося дополнительный полюс в частотную характеристику, и определяет ноль передачи, когда ее длина составляет четверть длины волны. [4, 5]

По результатам электродинамического анализа было проведено компьютерное моделирование данного фильтра, на рис.1а. показана топология фильтра с указанием размеров, на рис.1б. представлен уже изготовленный фильтр-прототип. Значение геометрических параметров фильтра соответственно равно: $a = 50$ мм, $b = 115$ мм, $w = 1.55$ мм, $w_1 = 2$ мм, $w_2 = 18.6$ мм, $w_3 = 12.7$ мм, $l_s = 11$ мм, $l_1 = 21.5$ мм, $l_2 = l_3 = 26.5$ мм, $l_c = 12$ мм, $w_s = 0.44$ мм, $w_c = 6$ мм.

На рис. 2 представлено сравнение амплитудно-частотных характеристик компьютерной модели и изготовленной фильтра-прототипа. Устройство смоделировано и изготовлено на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2.2$ и толщина подложки $h = 0.51$ мм, толщина металлизации $d = 35$ мкм.

Как видно из графика, результаты компьютерного моделирования и эксперимента показали хорошее совпадение. Различия в результатах обусловлены точностью производства, а также однородностью диэлектрической подложки.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, номер гранта № 22-79-00127 «Разработка гибких частотно-селективных устройств с применением SIW-технологии для спутников и беспилотных летательных аппаратов».

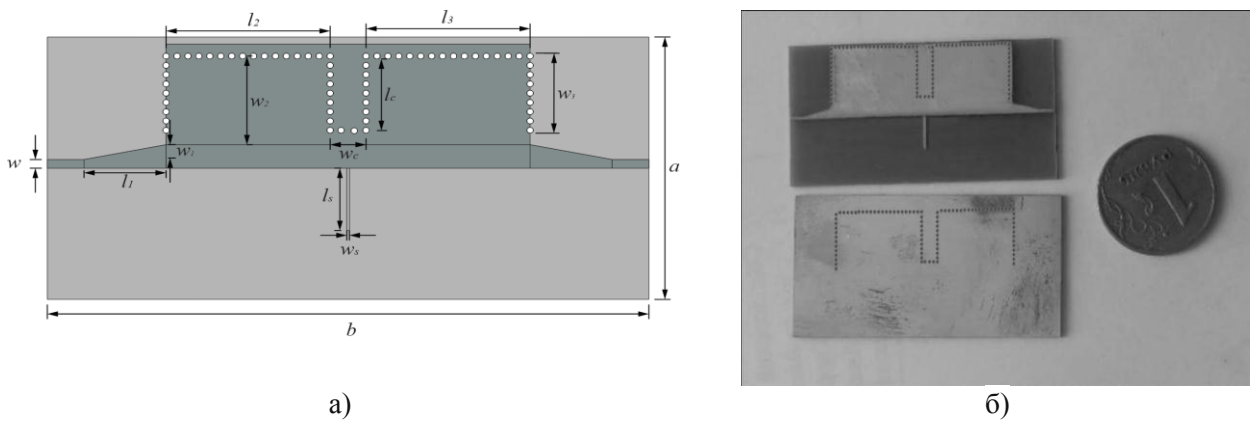


Рис. 1. Топология синтезированного полумодового фильтра выполненного по SIW технологии : а) компьютерная модель 1; б) изготовленный фильтр

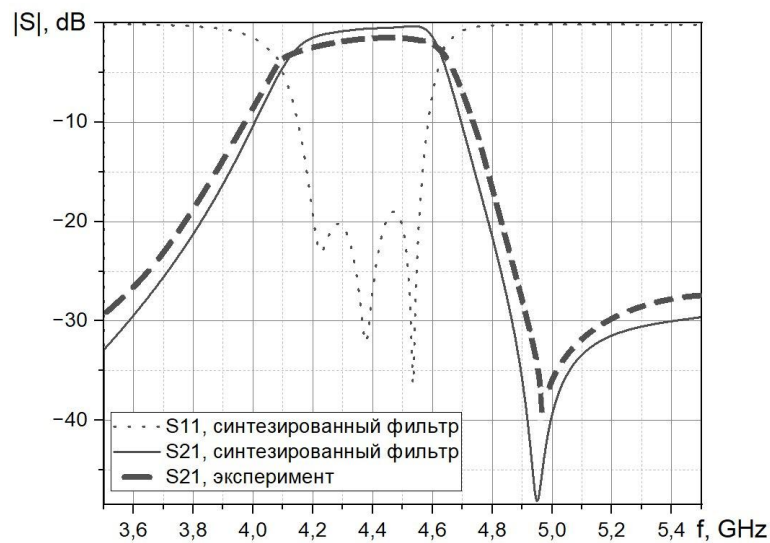


Рис. 2. Сравнение АЧХ смоделированной модели и физической реализации SIW фильтра

3. Заключение

В работе был представлен SIW-фильтр на основе двух полумодовых полостей и микрополосковой заглушкой в области связи. Фильтр имеет один ноль передачи и является более компактным и селективным, чем классические полосно-пропускающие полумодовые SIW-фильтры. Действие микрополосковой заглушки заключается в резонансной связи, что позволяет добавить дополнительный полюс на частотной характеристике. Ноль передачи образуется при длине штырька, равной четверти рабочей длины волны. Также был создан прототип, работающий на частоте 4,4 ГГц с измеренной полосой пропускания в 7,2%. Результаты данной работы могут быть использованы в дальнейших исследованиях и разработках в области радиотехники и связи.

Список литературы

1. Krutiev, S., Lonkina, D., Makhno, A., Sdobnova, V. Synthesis of Band-Pass Filters Made Using SIW Technology // 2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2022, 2022, pp. 118–122
2. Krutiev, S., Lonkina, D., Makhno, P., Sdobnova, V. Narrow-Band Waveguide Filter on Complex Resonant Diaphragms // 2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2022, 2022, pp. 108–111.
3. Гадзиева, А.А., Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В., Крутиев, С.В., SIW-технологии, история создания, современное состояние и перспективы развития // Физические основы приборостроения, 2012. – Т. 1. – № 4. – С. 4–13.
4. Заргано, Г.Ф., Ляпин, В.П., Михалевский, В.С. и др. Волноводы сложных сечений. - М.: Радио и связь, 1986. – 124 с.
5. Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В. Электродинамический анализ и синтез селективных устройств на волноводах сложного сечения для современных антенно-фидерных систем // Антенны, 2011. - Вып. 7 (170). – С. 64–73.

Полосно-пропускающий фильтр СВЧ неотражающего типа на основе распределено-сосредоточенной цепи¹

Лошилов А.Г., Чинь Т.Т.*, Чепко Т.А.**, Малютин Г.А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация, пр. Ленина, 40

thanhvodoi1995@gmail.com*; *tanya.chepko@list.ru*

Аннотация: Приведена схема, конструкция и параметры однозвенного полоскового полосно-пропускающего фильтра неотражающего типа. Фильтр содержит отрезок связанных линий с 3 дБ связью, диагональные порты которых нагружены на частотно-зависимые нагрузки в виде RLC-цепи. Сочетание распределенного базового элемента в виде связанных линий и RLC-цепи из сосредоточенных элементов позволяет устранить паразитные полосы пропускания в диапазоне не менее 1:8 от центральной полосы пропускания.

1. Введение

Различные схемы фильтров неотражающего типа (ФНТ) рассматривались в работах [1 – 4]. Потребность в таких устройствах возникает при построении многоканальных систем. Наличие отраженных волн с модулем коэффициента отражения, близким к 1, может существенно влиять на функционирование аппаратуры. На практике отражающая природа классических фильтров может представлять проблему [4]. Таким образом, разработка неотражающих фильтров актуальна несмотря на то, что сама постановка этой задачи в определенном смысле противоречит существующим принципам построения частотно-селективных устройств. Поэтому, на наш взгляд, необходимы исследования особенностей частотных характеристик ФНТ. Цель данной работы – представить результаты изучения ФНТ, в котором применено сочетание распределенного базового элемента в виде связанных линий и RLC-цепей из сосредоточенных элементов.

2. Эквивалентная схема и ее анализ

Фильтр, рассматриваемый в данной работе, представляет модификацию полосно-пропускающего фильтра неотражающего типа, предложенного в работе [1]. Схема модифицированного фильтра показана на рис. 1, она включает связанные полосковые линии (СПЛ) I и II, изготовленные на горизонтально и вертикально расположенных подложках [5], частотно-зависимые нагрузки в диагональных портах СПЛ в виде одинаковых последовательных LC резонансных контуров, демпфированных параллельно включенными сопротивлениями R_0 .

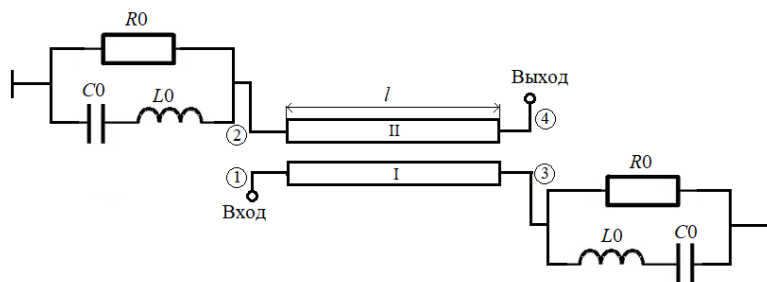


Рис. 1. Схема полосно-пропускающего фильтра СВЧ неотражающего типа

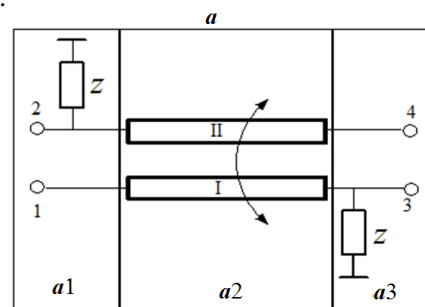


Рис. 2. Эквивалентная схема в виде каскадного соединения восьмиполосников

Анализ схемы рис. 1 при определении параметров устройства проведен разбиением схемы на три восьмиполосника, описываемых матрицами передачи a_1 , a_2 , a_3 (рис. 2) и последующим определением результирующей матрицы $a = a_1 \times a_2 \times a_3$ [6]. Матрицы a_1 , a_3 описывают включение частотно-зависимых нагрузок в виде RLC-цепей с сопротивлениями z , образованных сосредоточенными элементами R_0 , L_0 , C_0 . Восьмиполосник с матрицей a_2 представляет связанные полосковые линии I и II, a_2 находится по работе [7]. От определенной матрицы a выполнен переход к матрице ap производного четырехполосника [6], т.к. порты 2 и 3 не используются (режим холостого хода):

$$ap = \frac{1}{q_1 \cdot g^2 + q_2 \cdot g + q_3} \begin{bmatrix} p_1 \cdot g^2 + p_2 \cdot g + p_3 & p_4 \cdot g^2 + p_5 \cdot g + p_6 \\ p_7 \cdot g^2 + p_8 \cdot g + p_9 & p_{10} \cdot g^2 + p_{11} \cdot g + p_{12} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования России, проект FEWM-2023-0014 от 16.01.2023.

где $g = z^{-1}$ рассчитывается по известным $R0, L0, C0$, а коэффициенты $p1, \dots, p12, q1, q2, q3$ определяются через коэффициенты $a2_{i,j}$ ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы $\mathbf{a2}$.

3. Решение обратной задачи и проектирование фильтра

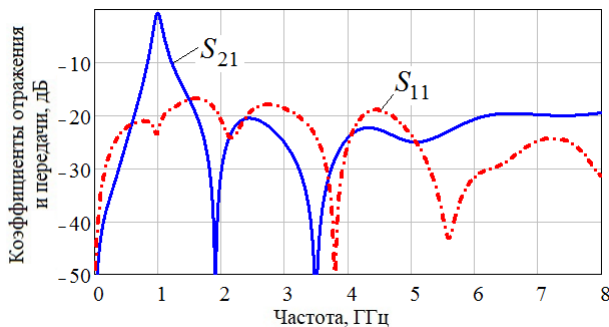
Матрица \mathbf{ap} вычисляется в результате задания параметров конструкции и сосредоточенных элементов. С другой стороны, она может быть определена экспериментально в результате измерения матрицы рассеяния $\mathbf{S}_{\text{эксп}}$ фильтра и последующего перехода к матрице передачи [6]. Обозначим матрицу передачи, получаемую экспериментально, через $\mathbf{Ae}_{\text{эксп}}$. Если конструкция связанных линий выбрана, коэффициенты матрицы $\mathbf{a2}$ рассчитаны, тогда, заменяя \mathbf{ap} на $\mathbf{Ae}_{\text{эксп}}$, на основе (1) получаем систему квадратных уравнений (2) для нахождения частотной зависимости $z(f) = (g(f))^{-1}$

$$\left. \begin{aligned} \sigma 1 \cdot z^{-2} + \tau 1 \cdot z^{-1} &= \mu 1, \\ \sigma 2 \cdot z^{-2} + \tau 2 \cdot z^{-1} &= \mu 2. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где коэффициенты $\sigma 1 = m1 + m4$; $\sigma 2 = m7 + m10$; $\tau 1 = m2 + m5$; $\tau 2 = m8 + m11$; $\mu 1 = -m3 - m6$; $\mu 2 = -m9 - m12$, а $m1, \dots, m12$ определяются через коэффициенты матрицы $\mathbf{Ae}_{\text{эксп}}$ и коэффициенты $p1, \dots, p12, q1, q2, q3$. Далее получаем решение системы (2) в матричной форме (3):

$$\begin{bmatrix} z^{-2} \\ z^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma 1 & \tau 1 \\ \sigma 2 & \tau 2 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \mu 1 \\ \mu 2 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Матрица $\mathbf{Ae}_{\text{эксп}}$ может быть определена численно, если задать, по крайней мере, основные рабочие параметры ФНТ. Таким образом, (3) является решением обратной задачи отыскания частотной зависимости $z(f) = g(f)^{-1}$ и значений параметров элементов RLC-цепи для получения заданной частотной зависимости коэффициентов передачи и отражения. Разработана программа проектирования ФНТ по заданным центральной частоте, полосе пропускания по уровню -3 дБ и ограничениям на выбор номинальных значений $L0, C0, R0$.



На рис. 3 показаны частотные характеристики $S_{21}(f)$ и $S_{11}(f)$ синтезированного однозвенного ФНТ, настроенного на среднюю частоту $f_0 = 1$ ГГц и полосу пропускания $0,14$ ГГц.

Рис. 3. Частотные характеристики вносимых и возвратных потерь полосно-пропускающего ФНТ на связанных полосковых линиях

Список литературы

1. Maljutin N.D., Loschilov A.G., Ladur A.A. Circuits of combined absorptive filters. 2008 CriMiCo - 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. Sevastopol, Ukraine, 2008. P. 489-490.
2. Morgan M.A. Reflectionless Filters. Boston, London: Artech House Microwave Library, 2017. 277 p.
3. Morgan M. A., and Boyd T. A. Reflectionless filter structures // IEEE Trans. Microw. Theory Techn., 2015. Vol. 63, no. 4, pp. 1263–1271.
4. Wu X., Li Y., and Liu X. High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020. Vol. 68, no. 4, pp. 1462–1475. doi: 10.1109/TMTT.2019.2955692.
5. Sychev A.N. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations / A.N. Sychev, M.A. Chekalin, V.A. Shestakov, S.M. Struchkov // European Microwave Week 2013 Conf. Proc. Eur. MC 2013. 6–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. P. 1107–1110.
6. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Связь, 1971. 388 с.
7. Воробьев П.А., Малютин Н.Д., Федоров В.Н. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неравновешенной электромагнитной связью // Радиотехника и электроника. 1982, т. 27. № 9. С. 1711–1718.

Сверхкомпактный волноводный полосно-пропускающий фильтр на резонансных металлических диафрагмах

¹ Шевченко А. К., Махно А. С., Крутиев С. В.

¹ ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

Физический факультет

344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5

skrutiev@sfnu.ru

Аннотация: В работе проведен электродинамический анализ и синтез сверхкомпактного полосно-пропускающего фильтра на резонансных металлических диафрагмах. В работе был рассмотрен метод создания сверхкомпактного фильтра из уже синтезированного полосно-пропускающего фильтра с четвертьволновыми связями без ухудшения амплитудно-частотной характеристики. Показана возможность замены четвертьволновых участков на ёмкостные диафрагмы. При таком переходе удается создать патч-фильтр. Данная технология позволила уменьшить продольный размер в 4,5 раза.

1. Введение

Волноводные СВЧ фильтры представляют собой отдельный класс перспективных функциональных устройств, которые динамически развиваются в настоящее время. Такие фильтры имеют широкий спектр применения в различных радиотехнических устройствах: приемные модули, передающие устройства, устройства генерации сигналов, устройства развязки [1-3]. Развитие систем связи требует увеличение частоты каналов. Таким образом, тренд миниатюризации в настоящее время является актуальным в системах связи и в летательных аппаратах.

2. Теория

В данной работе за устройство-прототип взят полосно-пропускающий фильтр на резонансных металлических диафрагмах с четвертьволновыми связями в апертуре, которой находится три прямоугольных окна. Данный фильтр был разработан ранее [4]. В ходе работы был проведен электродинамический анализ и синтез сверхкомпактного полосно-пропускающего волноводного фильтра. Уменьшение массогабаритных размеров фильтра проводится путем введения в структуру фильтра емкостных диафрагм в замен четвертьволновых участков, при такой замене необходимо пересчитывать резонансные частоты и добротности каждой резонансной диафрагмы поскольку связь между диафрагмами очень сильно возрастает [5-12]. Такой подход позволяет уменьшить продольный размер устройства вплоть до так называемого патч-фильтра, где расстояние между резонансными диафрагмами равно толщине емкостной диафрагмы. На рис.1а показан внешний вид синтезированной компьютерной модели фильтра, а на рис.1б представлен внешний вид изготовленных диафрагм. Сравнение АЧХ фильтра прототипа и патч-фильтра показано на рис.2а. Амплитудно-частотная характеристика изготовленного патч-фильтра и синтезированной компьютерной модели приведена на рис.2б. Как видно из графиков АЧХ фильтров хорошо совпадают, различия имеются из-за точности производства диафрагм и потерь в металле. Толщина резонансной металлической диафрагмы составляет 1,8 мм. Продольный размер фильтра уменьшился в 4,5 раза по сравнению с фильтром на четвертьволновых связях, при сохранении АЧХ.

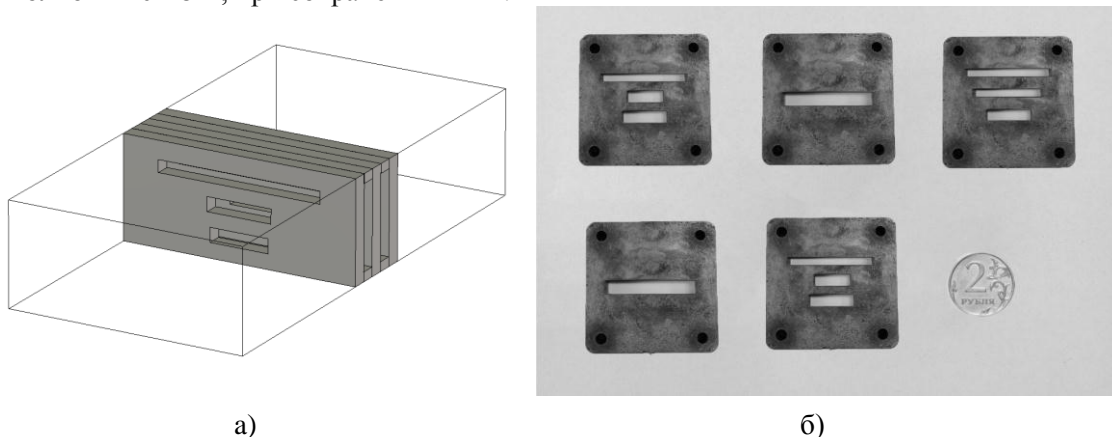


Рис. 1. Модель синтезированного фильтра: а) компьютерная модель фильтра; б) изготовленные диафрагмы

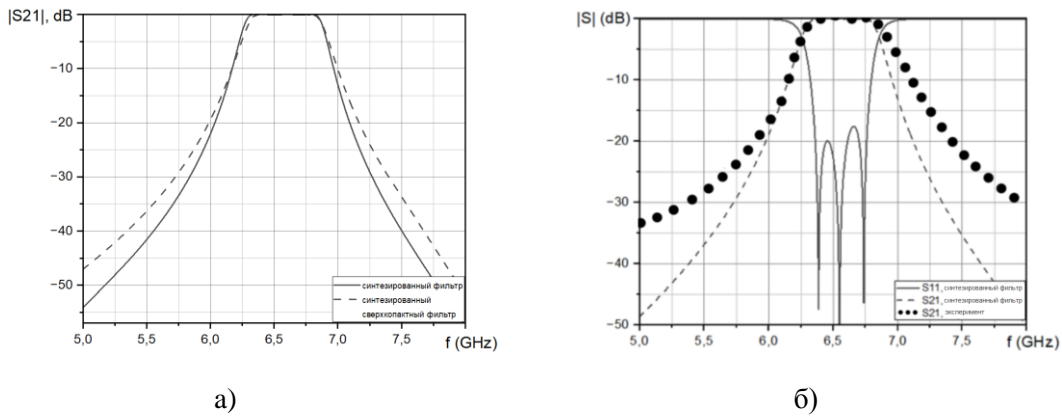


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики фильтра: а) сравнение АЧХ синтезированного и сверхкомпактного фильтров; б) сравнение расчетной АЧХ и экспериментальной АЧХ компактного фильтра.

3. Заключение

В результате проведенных исследований по созданию компактного волноводного полосно-пропускающего фильтра на толстых металлических диафрагмах был получен оптимальный вариант конструкции фильтра, который обеспечивает требуемые характеристики при минимальном продольном размере. Разработанный компактный волноводный полосно-пропускающий фильтр на толстых металлических диафрагмах может быть использован в различных радиотехнических приложениях, в том числе в малогабаритных радиоприемных и передающих устройствах. Таким образом, данная работа имеет практическое значение и может быть использована в проектировании радиотехнических устройств за счет надежного и эффективного компактного волноводного полосно-пропускающего фильтра.

Список литературы

1. Lebedev I.V. *Tekhnika i pribori svch* [Microwave equipment and devices]. Vyshaya shkola Publ. 1970. p. 417
2. Feldshtein A.L. *Spravochnik po elementam volnovodnoy tekhniki* [Handbook on the elements of waveguide technology]. Moscow, Sov.radio Publ., 1967. 651 p
3. Mathey D.L., Young L., Jones E.M.T. *Filtri svch, soglasuyushchie tsepi i tsepi svyazi* [Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures]. Vol. 1. Moscow: Svyaz Publ. 1971. 440 p.
4. Diana G. Harchenko, Sergey V. Krutiev, Daria V. Lonkina *Electrodynamic Analysis and Synthesis of Waveguide Two- and Three- band-pass Filters on Resonant Diaphragms* // Proceedings of the 2023 Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, EIConRus 2023
5. Krutiev S.V., Lonkina D.V., Efremova S. S., Ipatiev A.S., *Electrodynamic Analysis and Synthesis of Band-pass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped C-aperture*. 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2021, pp. 87-90
6. Abuhussain M., Hasar U.C. *Design of X-Bandpass Waveguide Chebyshev Filter Based on CSRR Metamaterial for Telecommunication Systems*. Electronics (Switzerland), 9 (1), 101.
7. Bahrami H., Hakkak M. and Pirhadi A. *Using Complementary Split Ring Resonators (CSRR) to Design Bandpass Waveguide Filters*. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC 4554819
8. Krutiev S.V., Kleschenkov A.B., Zemlyakov V.V. *The new ultracompact waveguide bandpass filters on complex resonance diaphragms*. International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE. Saratov, 2016. - C. 787-904.
9. Krutiev S., Zemlyakov V., Tyaglov M. *Complex geometry apertures for resonant diaphragms in rectangular waveguides*. Journal of Electromagnetic Waves and Applications. - 2018 - V. 32, no. 18 -P.2470-2480.
10. S. V. Krutiev; D. V. Lonkina; P. V. Makhno; A. B. Kleshchenkov; V. V. Makhno *Design and Fabrication of Compact Waveguide Filter with Complementary Split-ring Resonators (CSRR)* // 2022 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 25-29 April 2022, Hangzhou, China, DOI: 10.1109/PIERS55526.2022.9792588
11. Kirilenko A.A. *Reflection Resonances and Natural Oscillations of Two-Aperture Iris in Rectangular Waveguide*/ A. A. Kirilenko, L. P. Mospan // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2000. Vol. 48. N. 8. P. 1419-1421
12. S.V. Krutiev; V.V. Zemlyakov; A.B. Kleschenkov *Synthesis of Elliptic Filter on Complex Resonant Diaphragms in Rectangular Waveguide* // 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov, Russia, 27-28 September 2018, DOI: 10.1109/APEDE.2018.8542292

Компактный полосно-пропускающий фильтр, выполненный по SIW-технологии¹

¹ Сдобнова В. П., Крутиев С. В.

¹ ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»
Физический факультет
344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5
skrutiev@sfedu.ru

Аннотация: В работе представлены результаты электродинамического анализа и синтеза полосно-пропускающего компактного фильтра пятого порядка с центральной частотой 14,5 ГГц. Данный фильтр выполнен, используя SIW-технологии, компактность фильтра достигается за счет сворачивания устройства. В качестве прототипа был взят фильтр пятого порядка. Приведено сравнение результатов синтеза с экспериментом.

1. Введение

С появлением спутниковых систем и беспилотных летательных аппаратов стал резко возрастать спрос на компактные полосно-пропускающие и полосно-запирающие фильтры волноводного исполнения [1]. Основным недостатком волноводных фильтров является их большой объем и вес из-за размеров образующих их волноводных полостей, которые напрямую зависят от рабочей длины волны. Следовательно, развитие спутниковых систем и летательных аппаратов стимулировало поиск новых возможностей миниатюризации волноводных систем.

Современные технологии проектирования интегральных микросхем дают возможность интегрировать в структуру трехмерные элементы, в том числе и прямоугольные волноводы. Технология интегрирования волновода в подложку получила широкое распространение благодаря уменьшению массогабаритных размеров и относительно низкой стоимости производства по сравнению с металлическими прямоугольными волноводами. Такая технология была названа SIW-технологией (Substrate Integrated Waveguide - интегрированный в подложку волновод) [2]. SIW-технология представляет собой волноводную структуру, которая создана двумя рядами металлических штырей, соединяющих две металлические пластины, ограничивающие диэлектрическую подложку.

2. Теория

SIW-фильтры широко применяются в системах передачи информации, в средствах радиоэлектронной борьбы, а также в спутниковых системах и беспилотных летательных аппаратах [3, 4].

Распространение электромагнитных волн внутри SIW-структур идентично распространению в прямоугольных волноводах, а основная мода аналогична моде TE₁₀ прямоугольного волновода [5].

Потери в SIW-структурах больше, чем в классических прямоугольных волноводах за счет наличия диэлектрической подложки, поэтому для полосно-пропускающих фильтров, изготовленных по технологии SIW, основным вкладом во вносимые потери являются омические потери в диэлектрической подложке и переходных отверстиях.

Для перехода от классического прямоугольного волноводного фильтра к SIW-структурам применяются следующие эмпирические формулы для расчета эквивалентной ширины классического прямоугольного волновода:

$$a_{SIW} = a_{RWG} + \frac{d^2}{0.95h} \quad (1)$$

где a_{SIW} и a_{RWG} соответственно ширина SIW и эквивалентного классического прямоугольного волновода, d и h — диаметр и высота вертикальных штырей, формирующих боковые стенки волновода рис. 1а.

В данной работе представлен трехслойный миниатюрный полосно-пропускающий фильтр, который получен путем сложения однослойного устройства рис. 1б, выполненного по SIW-технологии. За прототип был взят полосно-пропускающий фильтр, выполненный по SIW-технологии, процесс синтеза которого описан [6, 7]. Увеличение слоев путем сгибания устройства позволяет уменьшить продольный размер устройства и незначительно увеличить его высоту, т. к. толщина подложки составляет 1,5 мм. при диэлектрической проницаемости $\epsilon=2,54$.

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, номер гранта № 22-79-00127 «Разработка гибких частотно-селективных устройств с применением SIW-технологии для спутников и беспилотных летательных аппаратов».

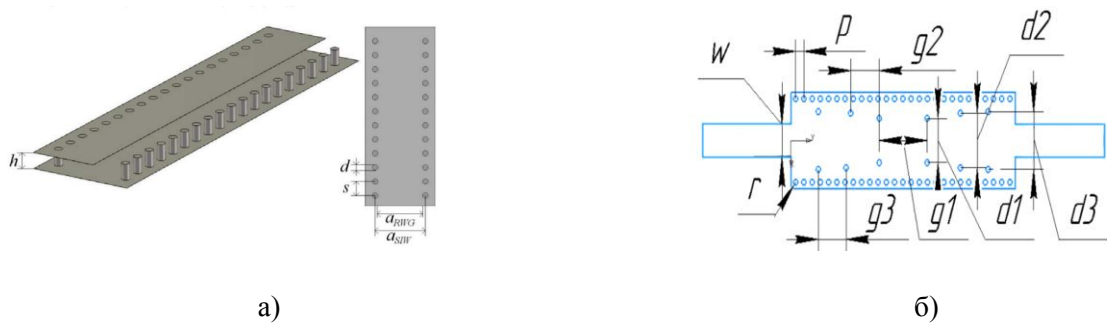


Рис. 1. Чертеж: а) SIW-фильтра с указанием его параметров; б) однослойного SIW-фильтра прототипа

Полосно-пропускающий фильтр пятого порядка был согнут таким образом, чтобы сохранить симметрию устройства. На рис. 2а представлена изготовленная модель такого фильтра, а на рис. 2б его амплитудно-частотная характеристика в сравнении с синтезированной компьютерной моделью (толстыми точками выделены результаты эксперимента).

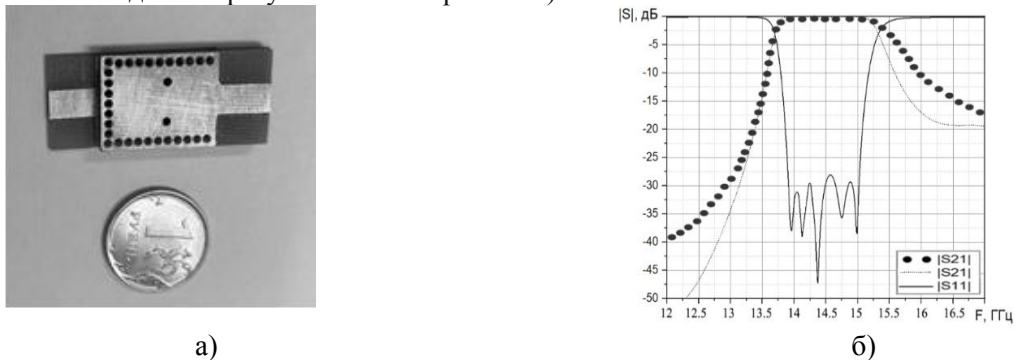


Рис. 2. Трехслойный полосно-пропускающий SIW-фильтр: а) изготовленная модель; б) амплитудно-частотная характеристика синтезированного и изготовленного фильтра

Как видно из графика, представленного на рис. 2б, результаты синтеза и эксперимента показали хорошее совпадение. Различия в результатах обусловлены точностью производства и однородностью диэлектрической подложки

3. Заключение

В ходе работы был проведен электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающего фильтра пятого порядка, выполненного по SIW-технологии. Удалось уменьшить продольный размер фильтра в 7 раз, при этом увеличив высоту устройства в 3 раза. Было проведено сравнение амплитудно-частотных характеристик для однослойного и трехслойного полосно-пропускающего фильтра. При этом результат сравнения амплитудно-частотных характеристик показал хорошее совпадение, что дает возможность дальнейшего развития темы исследования. Еще одним путем уменьшения массогабаритных характеристик является изготовление устройства на гибкой диэлектрической подложке.

Список литературы

1. Innovations in Microwave Filters and I 33 Multiplexing Networks for Communications Satellite Systems Chandra Kudsia, Member, IEEE, Richard Cameron, and Wai-Cheung Tang, Member, IEEE
2. Гадзиева, А.А., Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В., Крутиев, С.В., SIW-технологии, история создания, современное состояние и перспективы развития, Физические основы приборостроения, 2012. – Т. 1. – № 4. – С. 4–13.
3. Заргано, Г.Ф., Ляпин, В.П., Михалевский, В.С. и др. Волноводы сложных сечений. - М.: Радио и связь, 1986. – 124 с.
4. Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В. Электродинамический анализ и синтез селективных устройств на волноводах сложного сечения для современных антенно-фидерных систем, Антенны, 2011. - Вып. 7 (170). – С. 64–73.
5. F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 53, no. 1, pp. 66–73, Jan. 2005.
6. Krutiev, S., Lonkina, D., Makhno, A., Sdobnova, V. Synthesis of Band-Pass Filters Made Using SIW Technology, 2022 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2022, 2022, pp. 118–122
7. Sdobnova, V., Krutiev, S., Lonkina, D. Compact Three-layer Band-pass Filter Based on SIW-technology, Proceedings of the 2023 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. St.Petersburg, January 24–26, 2024. Pp. 141 — 143

Компактный квазиэллиптический полосно-пропускающий фильтр, выполненный с использованием SIW-технологии¹

¹ Букин С. П., ² Лонкина Д. В., ¹ Крутиев С. В.

¹ ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

Физический факультет

344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5

skrutiev@sfnu.ru

² ООО «НИИ ВИТРУЛЮКС»

195030, г. Санкт-Петербург, ул. Коммуны, д. 67, литер б0

Аннотация: В работе представлены результаты электродинамического анализа и синтеза двухмодового полосно-пропускающего фильтра с центральной частотой 10 ГГц и полосой пропускания 300 МГц. Данный фильтр выполнен с применением SIW-технологии, которая представляет интерес благодаря возможности уменьшения массогабаритных параметров устройства по сравнению с классическим прямоугольным волноводом. Благодаря использованию симметричных индуктивных разрывов и двух прямоугольных SIW-полостей, возбуждаются моды TE_{301} и TE_{102} , которые обуславливают два нуля передаточной характеристики по одному с каждой стороны полосы пропускания.

1. Введение

Технические требования к системам беспроводной связи постоянно повышают спрос на высокоэффективные высокочастотные микрополосковые фильтры с компактными размерами, высокой избирательностью, высокой степенью интеграции и простотой изготовления [1]. Хотя волноводная технология демонстрирует очень низкие потери и позволяет изготавливать резонаторы с высоким коэффициентом добротности, но они громоздкие, тяжелые и трудно интегрируемые в планарную схему.

Современные технологии проектирования интегральных микросхем дают возможность интегрировать в структуру трехмерные элементы, в том числе и прямоугольные волноводы, сохраняя при этом высокий коэффициент добротности и низкие вносимые потери, присущие классическим прямоугольным волноводам. Технология интегрирования волновода в подложку получила название SIW-технология (Substrate Integrated Waveguide – интегрированный в подложку волновод) [2-4].

Эллиптические и квазиэллиптические полосовые фильтры используются для создания нулей передачи по обе стороны полосы пропускания, чтобы получить более прямоугольную передаточную характеристику.

Двухмодовые резонаторы широко используются при проектировании фильтров благодаря их способности уменьшать количество физических резонаторов и улучшать избирательность [5,6].

Основным преимуществом рассматриваемой структуры является симметрия, относительно центра фильтра, что позволяет уменьшить вдвое количество оптимизируемых параметров.

2. Теория

Распространение электромагнитных волн внутри SIW-структур идентично распространению в прямоугольных волноводах, а основная мода аналогична моде TE_{10} прямоугольного волновода. Потери в SIW-структурах больше, чем в классических прямоугольных волноводах за счет наличия диэлектрической подложки, поэтому для полосно-пропускающих фильтров, изготовленных по технологии SIW, основным вкладом во вносимые потери являются омические потери в диэлектрической подложке и переходных отверстиях [2,6].

Для того, чтобы уместить обе резонансные моды (TE_{301} и TE_{102}) в двухмодовый резонатор, размеры резонатора выбираются таким образом, что резонансные частоты равны:

$$f_{102} = f_{301} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{L_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{2}{W_{eff}}\right)^2} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{3}{L_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{1}{W_{eff}}\right)^2} \quad (1)$$

где c - скорость распространения электромагнитной волны в подложке с относительной проницаемостью ϵ_r , а W_{eff} и L_{eff} – эквивалентные ширина и длина, соответственно, прямоугольного SIW-резонатора.

Начальное соотношение размеров двухмодового SIW-резонатора:

$$\frac{L_{eff}}{W_{eff}} = \sqrt{\frac{8}{3}} \quad (2)$$

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, номер гранта № 22-79-00127 «Разработка гибких частотно-селективных устройств с применением SIW-технологии для спутников и беспилотных летательных аппаратов»

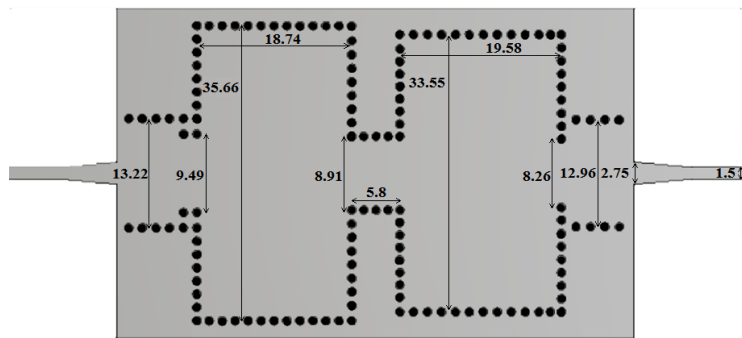


Рис. 1. Топология квазиэллиптического двухмодового полосно-пропускающего SIW-фильтра

В данной работе представлен компактный квазиэллиптический двухмодовый полосно-пропускающий SIW-фильтр с центральной частотой 10 ГГц и шириной полосы пропускания 300 МГц. Толщина подложки составляет 508 мкм, при диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 2,33$. Диаметр всех сквозных отверстий составляет 1 мм. Ширина линии питания у основания фильтра – 2,75 мм, у края – 1,5 мм.

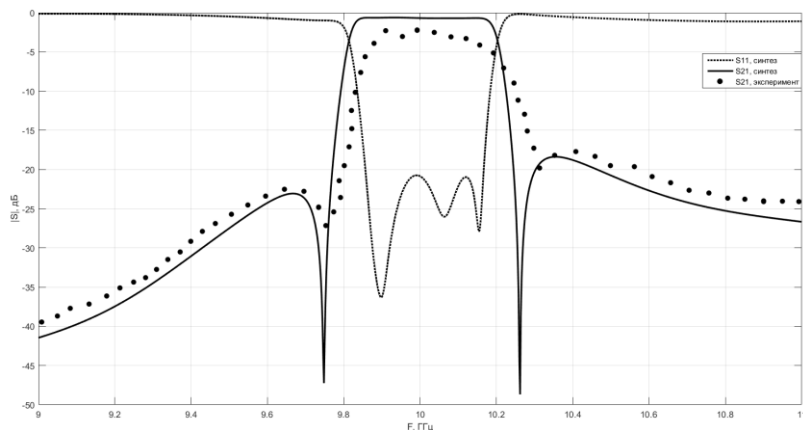


Рис. 2. Синтезированные и экспериментальные S-параметры

Как видно из графика, представленного на рис. 2, результаты синтеза и эксперимента находятся в хорошем согласовании. Различия в результатах обусловлены точностью производства, неоднородностью диэлектрической подложки, а также погрешностью измерений.

3. Заключение

В работе был проведен электродинамический анализ и синтез квазиэллиптического двухмодового полосно-пропускающего фильтра с двумя нулями передаточной характеристики, выполненного по SIW-технологии. Физические размеры фильтра получились 90x40 мм. Было проведено сравнение амплитудно-частотных характеристик синтезированной и экспериментальной моделей. При этом результат сравнения передаточных характеристик показал хорошее совпадение, что дает возможность дальнейшего развития темы исследования. Еще одним путем уменьшения массогабаритных характеристик является изготовление устройства на гибкой диэлектрической плате.

Список литературы

1. Mehdi Salehi, Jens Bornemann, and Esfandiar Mehrshahi, "Pseudo-Elliptic Substrate Integrated Waveguide Filters with Higher-Order Mode Resonances," Asia-Pacific Microwave Conference Proceeding, 2013.
2. Гадзиева, А.А., Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В., Крутиев, С.В., SIW-технологии, история создания, современное состояние и перспективы развития, Физические основы приборостроения, 2012. – Т. 1. – № 4. – С. 3–11.
3. Заргано, Г.Ф., Ляпин, В.П., Михалевский, В.С. и др. Волноводы сложных сечений. - М.: Радио и связь, 1986. – 124 с.
4. Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В. Электродинамический анализ и синтез селективных устройств на волноводах сложного сечения для современных антенно-фидерных систем, Антенны, 2011. - Вып. 7 (170). – С. 36–52.
5. P.Jarry, M. Guglielmi, E. Kerherve, J. M. Pham, O. Roquebrun, and D. Schmitt, "Synthesis of dual-mode in-line microwave rectangular filters with higher modes," Int. J. RF Microwave CAE, vol. 15, pp. 241-248, no. 2, 2005.
6. W. Shen, X. W. Sun, W.Y. Yin, J.F. Mao, and Q.F. Wei, "A novel single-cavity dual mode substrate integrated waveguide filter with non-resonating node," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 19, pp. 368-370, June 2009.

Волноводный полосно-пропускающий фильтр на резонансных диафрагмах с апертурой в виде ступеньки

¹ Павленко М.А., ² Лонкина Д.В., ¹ Крутиев С.В.

¹ ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

Физический факультет

344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5

skrutiev@sfnu.ru

² ООО «НИИ ВИТРУЛЮКС»

195030, г. Санкт-Петербург, ул. Коммуны, д. 67, литер б0

Аннотация: В данной работе представлен волноводный полосно-пропускающий фильтр на резонансных диафрагмах. Апертура диафрагмы представлена в виде ступеньки, которые играют роль фильтрующих секций. В ходе работы был выполнен электродинамический анализ и синтез фильтра третьего порядка. Ширина зазора обеспечивает резонанс передачи в одномодовом диапазоне прямоугольного волновода. Выявлены зависимости амплитудно-частотных характеристик одиночной диафрагмы от геометрических размеров ступенчатого паза. Приведено сравнение амплитудно-частотных характеристик синтезированного и изготовленного фильтра.

1. Введение

Постоянно растущие требования к частотно-селективным устройствам, с одной стороны, и прогресс компьютерных технологий, позволяющий изучать структуры сложной геометрии, с другой стороны, приводят к предложению использовать нестандартные элементы и формы в качестве основы для синтеза фильтрующих устройств.

Один из первых частотно-селективных устройств микроволнового диапазона были фильтры на тонких резонансных мембранах с прямоугольными окнами, которые стали классикой микроволновой техники [1-3].

Использование волноводных фильтров имеет большое значение при разработке устройств высокой функциональности, таких как портативные коммуникационные устройства, медицинские диагностические устройства и промышленные контроллеры, беспилотные летательные аппараты и космические корабли. Поэтому поиск новых способов улучшения функциональных характеристик волноводных фильтров, а также их миниатюризации является актуальной проблемой современной электроники и связи.

В рамках данной работы будет исследован волноводный полосно-пропускающий фильтр, апертура окна которого представлена в виде ступени, ступень имеет простую геометрическую форму, и поэтому легко изготавливается.[4, 5] Предложенный в статье фильтр имеет быструю сходимость при оптимизации из за малого числа геометрических параметров, однако, к предложенным ступенькам предъявляют высокие требования к точности изготовления, поскольку даже небольшие ошибки в размерах приводят к значительным изменениям в частотных характеристиках. [6-9]

2. Теория

Широко известно, что прямоугольное окно в тонкой металлической прямоугольной мембране имеет резонанс, при этом получение высокочастотного контура ограничивается пробоем из-за малых геометрических размеров резонансного окна, поэтому для создания полосовых и заграждающих фильтров используется апертуры более сложной формы. Основными преимуществами таких ступенчатых пазов являются их компактность и возможность регулирования резонансной частоты передачи и Q-фактора в широком диапазоне частот.

На рис. 1а представлена трехмерная синтезированная компьютерная модель полосно-пропускающего фильтра третьего порядка на металлических прямоугольных диафрагмах с отверстием в виде ступени. Расстояние между диафрагмами, учитывая конечную толщину металлических диафрагм и электромагнитную связь между резонансными структурами, составляло 10,38 мм. Изготовленный фильтр-прототип представлен на рис. 1б. Так на рис. 2 показана амплитудно-частотная характеристика синтезированного фильтра и изготовленного устройства-прототипа. Геометрические размеры диафрагм для первой и третьей диафрагм, соответственно: $s=11,09$ мм, $w=5,69$ мм, $t=1,31$ мм и $h=25,61$ мм. Размеры для центральной диафрагмы составили: $s=8,31$ мм, $w=5,69$ мм, $t=1,31$ мм и $h=18,62$ мм.



Рис. 1. Модель синтезированного фильтра: а) 3D-модель фильтра; б) изготовленные диафрагмы

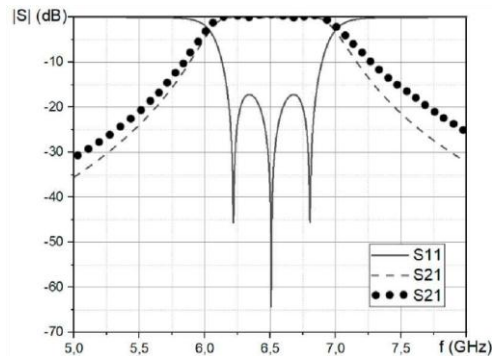


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики фильтра: сравнение расчетной АЧХ и экспериментальной АЧХ фильтра

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что АЧХ изготовленного и синтезируемого фильтров практически совпадают. Расхождение в результатах вызвано точностью изготовления и потерями в металле.

3. Заключение

Проведен электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающего фильтра третьего порядка со ступенчато-щелевой диафрагмой и анализ зависимости АЧХ одиночной резонансной диафрагмы от геометрических размеров.

Было обнаружено, что ступенчатые пазы могут обеспечивать более узкие резонансы передачи, чем традиционные полуволновые щели при той же ширине.

Дальнейшее развитие этой темы возможно путем инверсии ступенчатой формы, а также проведения исследований по миниатюризации устройств при сохранении амплитудно-частотной характеристики путем ввода в структуру емкостных диафрагм.

Список литературы

1. Lebedev I.V. *Tekhnika i pribori svch* [Microwave equipment and devices]. Vyshaya shkola Publ. 1970. p. 417
2. Feldshtein A.L. *Spravochnik po elementam volnovodnoy tekhniki* [Handbook on the elements of waveguide technology]. Moscow, Sov.radio Publ., 1967. 651 p
3. Matthey D.L., Young L., Jones E.M.T. *Filtri svch, soglasuyushchie tsepi i tsepi svyazi* [Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures]. Vol. 1. Moscow: Svyaz Publ. 1971. 440 p.
4. Krutiev S.V., Lonkina D.V., Efremova S. S., Ipatiev A.S., *Electrodynamic Analysis and Synthesis of Band-pass Filters on a Rectangular Waveguide with Complex Thin Resonant Diaphragms in the Form of a Double-Shaped C-aperture*. 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2021, pp. 87-90
5. Abuhussain M., Hasar U.C. *Design of X-Bandpass Waveguide Chebyshev Filter Based on CSRR Metamaterial for Telecommunication Systems*. Electronics (Switzerland), 9 (1), 101.
6. Bahrami H., Hakkak M. and Pirhadi A. *Using Complementary Split Ring Resonators (CSRR) to Design Bandpass Waveguide Filters*. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC 4554819
7. Krutiev S.V., Kleschenkov A.B., Zemlyakov V.V. *The new ultracompact waveguide bandpass filters on complex resonance diaphragms*. International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE. Saratov, 2016. - С. 787-904.
8. Krutiev S., Zemlyakov V., Tyaglov M. *Complex geometry apertures for resonant diaphragms in rectangular waveguides*. Journal of Electromagnetic Waves and Applications. - 2018 - V. 32, no. 18 -P.2470-2480.
9. S. V. Krutiev; D. V. Lonkina; P. V. Makhno; A. B. Kleshchenkov; V. V. Makhno *Design and Fabrication of Compact Waveguide Filter with Complementary Split-ring Resonators (CSRR)* // 2022 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 25-29 April 2022, Hangzhou, China, DOI: 10.1109/PIERS55526.2022.9792588

Требования к параметрам полупроводниковых функциональных элементов радиопотонных трактов диапазона СВЧ

Белоусов А. А., Гамиловская А. В., Дубровская А. А.
 АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск
 aockba@ckba.net

На данный момент в радиопотонику вовлечены многие ведущие научно-исследовательские центры, промышленные предприятия, вузы [1]. Ведется множество работ в тесной связи с министерством обороны РФ и министерством образования и науки. При правительстве РФ создана рабочая группа по радиопотонике [2].

При применении радиопотонных устройств в различных радиоэлектронных системах (системы радиосвязи, радионавигации, радиоэлектронной борьбы и радиоэлектронной разведки, а также в радиолокационных системах) в дециметровых, сантиметровых и миллиметровых диапазонах длин волн одним из наиболее ключевых элементов на данный момент является *радиопотонный тракт*. При определенных электрических и энергетических режимах эксплуатации радиопотонный тракт может выполнять функции линии передачи, фазового манипулятора, умножителя частоты, преобразователя частоты (смесителя) [3], амплитудного детектора и при этом быть реализован в едином интегральном устройстве [4].

Однако существует ряд проблем, из-за которых широкое применение радиопотонных трактов затруднено (например, в РЭС различных авиационных платформ).

Радиопотонный тракт содержит оптоволоконный тракт (ОТ), фотодетектор (ФД), источник оптического сигнала (ИОС) и электрооптический модулятор в виде модулятора Маха — Цандера (ММЦ).

При определении требований к параметрам функциональных элементов радиопотонных трактов, при которых могут быть получены максимально высокие коэффициенты передачи ($K_{p, \text{рфт}}$), нужно учесть, что $K_{p, \text{рфт}}$ возрастает при:

- увеличении уровня мощности источника оптического сигнала ($P_{\text{иос}}$);
- уменьшении полуволнового напряжения модулятора (U_{π});
- уменьшении потерь в оптическом канале модулятора ($\alpha_{\text{ммц}}$);
- уменьшении потерь в оптическом тракте ($\alpha_{\text{от}}$);
- увеличении фоточувствительности фотодетектора.

Для значений $\alpha_{\text{ммц}} \approx 6$ дБ, фоточувствительности фотодетектора 0,6 А/Вт и потерь в оптическом тракте $\alpha_{\text{от}} \approx 3$ дБ коэффициент передачи $K_{p, \text{рфт}}$ становится близким к нулю при $P_{\text{иос}} \geq 200$ мВт и $U_{\pi} \leq 1,0$ В.

При использовании радиопотонной компонентной базы, не удовлетворяющей вышеперечисленным требованиям, максимально высокие значения $K_{p, \text{рфт}}$ не могут быть достигнуты. К тому же полученные радиопотонные тракты не будут иметь широкого применения в системах военной и специальной техники из-за больших габаритов и высокой стоимости.

Данные проблемы можно решить при некотором усложнении схемы: необходимо установить на выходе модулятора оптический усилитель (ОУ), а также использовать *полупроводниковую радиопотонную компонентную базу*. В этом случае ИОС, ММЦ и ОУ можно будет объединить в одной радиопотонной интегральной схеме (РФИС).

Таким образом, реализовать полностью полупроводниковый радиопотонный тракт с низким уровнем потерь можно при условии, если параметры радиопотонной компонентной базы будут удовлетворять следующим требованиям:

- для ИОС: $P_{\text{иос}} \approx 30$ мВт;
- для ММЦ: $U_{\pi} \leq 1$ В; $\alpha_{\text{ммц}} \leq 8$ дБ;
- для ОУ: $K_{\text{у}} \geq 10$ дБ, уровень мощности оптического сигнала на выходе минус 50 мВт, не менее.

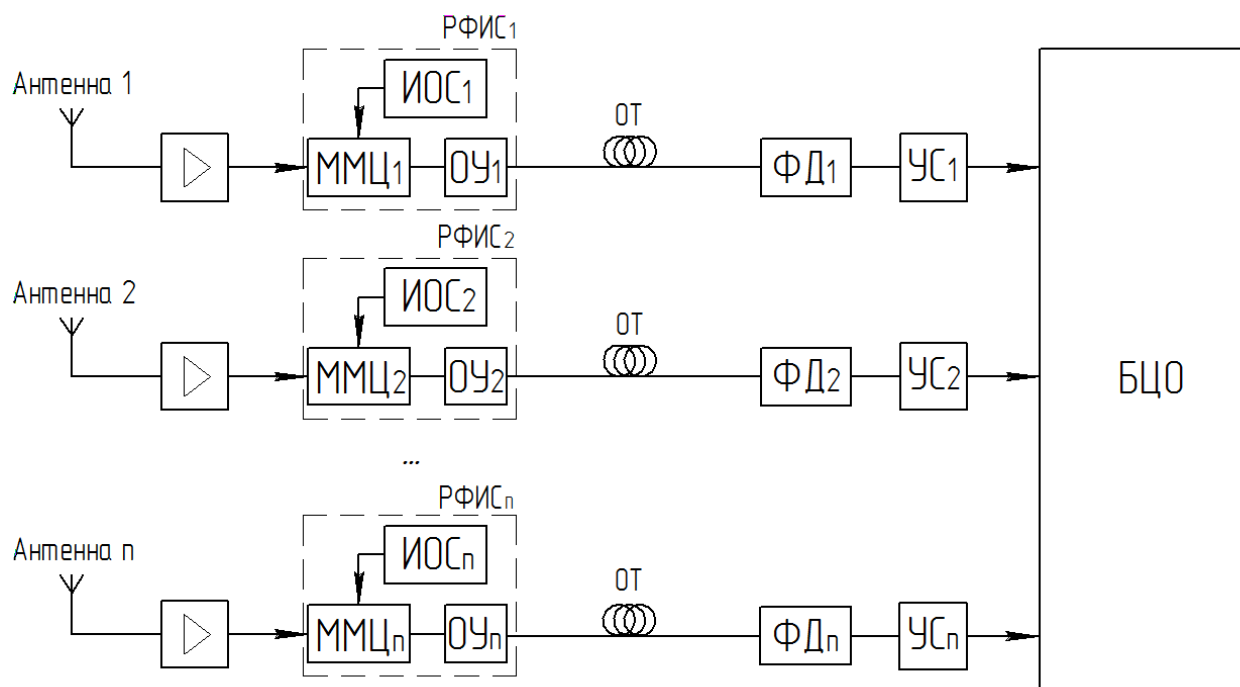


Рисунок 1. Структурная схема применения радиофотонных трактов с использованием полупроводниковой радиофотонной компонентной базы:

РФИС – радиофотонная интегральная схема; ИОС – источник оптического сигнала; ММЦ – модулятор Маха-Цандера;
 ОУ – оптический усилитель; ОТ – оптоволоконный тракт; ФД – фотодетектор; УС – устройство согласования;
 БЦО – блок цифровой обработки

Список литературы

1. «Радиофотонные технологии становятся драйвером современной радиоэлектроники» <http://rg.ru/2018/04/22/radiofotonika-stanet-drajverom-sovremennoj-radioelektroniki/>
2. В «Швабе» обсудили развитие технологий радиофотоники <http://rostec.ru/news/v-shvabe-obsudili-razvitie-tehnologiy-radiofotoniki/>
3. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А. Сверхширокополосный преобразователь частоты, реализуемый с использованием методов и средств радиофотоники // Фотон-эксперсс. Сб. тез. докл. №6 (142) – Пермь: изд. ПНИПУ, 2017. – С. 106-107.
4. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А. Сверхширокополосный многофункциональный радиофотонный модуль для входных трактов приемных устройств дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // РТИ системы ВКО – 2015: : труды III Всероссийской науч.-техн. конференции – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2015. – С. 124 – 130.

Отечественный стеклокерамический материал для производства изделий по технологии LTCC. Состояние и перспективы

Д. А. Бурлакова, Д. Н. Полозов, В. М. Коломин
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
dariyaburlakova1@mail.ru

Аннотация: В работе представлено краткое ознакомление с технологией LTCC и основными этапами изготовления многослойных керамических плат (МКП). Приведены характеристики отечественного стеклокерамического материала и согласованные с ней проводниковые пасты на основе драгметаллов Ag, Au, Ag/Au, Ag/Pt, обжигаемые в одном технологическом процессе при максимальной температуре 860°C. Представлены некоторые технологические задачи, возникающие при производстве МКП, решение которых отражено в данной работе.

1. Введение

В настоящее время многослойные керамические платы изготавливаемые по технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC) получили широкое применение в РЭА от наземного до бортового аэрокосмического назначения [1]. Технология LTCC быстро развивается и обеспечивает производство электронных устройств для различных областей электронной промышленности.

В России существуют предприятия, выпускающие многослойные керамические платы, изготавливаемые по технологии LTCC, однако большинство предприятий используют импортные исходные материалы. В АО «НПП «Исток» им. Шокина» разработан отечественный стеклокерамический материал (СКМ) и пленка на его основе. Материал СКМ согласован с металлизационными пастами, разработанными в ООО «Дельта-Пасты», г. Зеленоград. Отечественная система керамика-пасты предназначена для изготовления многослойных керамических плат и других изделий по технологии LTCC. В дальнейшем МКП применяются в производстве сверхвысокочастотных, гибридных СВЧ-микросборок и модулей. По качеству и параметрам отечественная система керамика-пасты не уступает наиболее известной за рубежом системе «green tape 951» фирмы Du Pont [2]. В АО «НПП «Исток» им. А. И. Шокина» реализован замкнутый цикл производства изделий по технологии LTCC начиная от исходных компонентов до изготовления сложных многослойных керамических плат.

Керамическую пленку формуют методом литья через фильеру на движущуюся ленту (майларовый носитель). Полученная пленка режется на квадратные карты с заданными габаритами (127, 152 или 203 мм). Далее в картах пробиваются отверстия межслойных соединений, которые заполняются проводниковой пастой. Затем на эти листы трафаретной печатью наносятся толсто пленочные проводники – фрагменты схемы. Керамические карты с фрагментами схемы собираются в строгой последовательности в пакет и ламинируются до монолитного состояния. Обжиг керамики и вжигание проводников проводятся одновременно в одном процессе.

Увеличение сложности проектов МКП изготовленных по технологии LTCC потребовало усовершенствования технологии производства. На данный момент могут производиться МКП сложной геометрической формы, со сквозными и глухими колодцами.

2. Экспериментальная часть

Пробивка межслойных переходов

Ключевой операцией при изготовлении МКП является пробивка межслойных переходов пуансоном. Керамика имеет абразивные свойства, поэтому рабочая поверхность и острые кромки пуансона изнашиваются. При пробивке отверстий со стороны керамики, заусенцы от майлара обрываются снаружи керамической пленки. Данный метод при заполнении металлизационной пастой отверстий обеспечивает запас пасты после снятия майлара, что повышает надежность межслойного соединения. Однако после проведения обжига на поверхности платы в местах внутренних стыков межслойных переходных отверстий образуются «пуклевки» (выступ металлизации в местах межслойных переходов) высотой 10 мкм, что усложняет дальнейшие операции сборки модуля на основе плат (рис. 1).

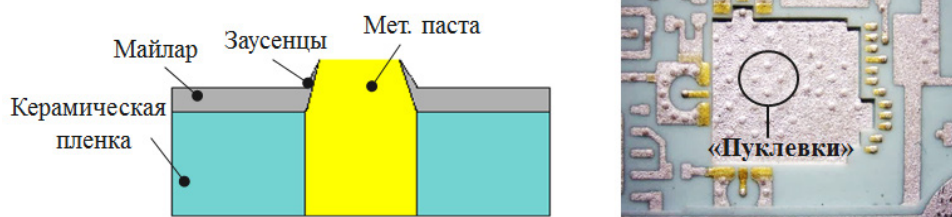


Рис. 1. «Пуклевки» на верхних слоях платы

При пробивке отверстий со стороны майлара, заусенцы обрываются внутрь керамической пленки. После заполнения металлизационной пастой отверстий и снятия майлара, часть пасты отрывается вместе с майларовой пленкой. В результате вырыва металлизационной пасты из отверстия, образуется эффект неполного заполнения межслойного перехода металлизационной пастой, что приводит к обрывам электрических цепей (рис. 2).

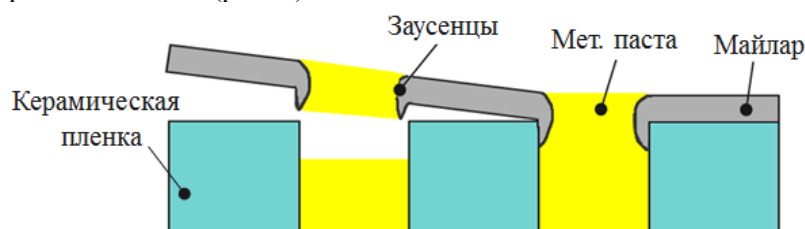


Рис. 2. Схематичное изображение вырыва металлизационной пасты из отверстия

Установлена зависимость влияния пробивки межслойных переходных отверстий от стороны керамической карты, на которой расположен майларовый носитель, на качество поверхности готового изделия. Разработана методика пробивки отверстий, при которой слои, на которых будет производиться поверхностный монтаж элементов, пробивать со стороны майлара, а остальные керамические слои пробивать со стороны керамики. Такая методика обеспечивает прочные межслойные соединения внутри платы, что повысило процент выхода годных, при этом высота «пуклевок» не превышает установленные 10 мкм, что упрощает дальнейшие операции сборки модуля на основе плат.

Эффекты Киркендалла и Френкеля

МКП LTCC представляет собой многоуровневую электрическую схему, размещенную в объеме монолитной керамической платы, в которой электрические цепи в виде толстопленочных проводников выполнены на разных уровнях, разделенных слоями керамики и соединенных в нужных местах межслойными металлизированными отверстиями [1]. Поэтому, чтобы плата была годная для дальнейших операций сборки модуля, электрическая схема должна быть целостная, без перебоев и разрывов.

Основной причиной брака плат по целостности электрических цепей является обрыв в межслойных переходах в переходных слоях изделия. При изготовлении плат внутренние слои выполняются серебрясодержащими пастами. При выходе на верхние слои платы применяются золотые пасты для последующей операции сборки модуля, включающей термозвуковую микросварку золотой проволокой. Поэтому возникает стык межслойных переходных отверстий с разной металлизацией. При совместном обжиге керамики и вжигании металлизации в стыках образуется микропустота, что приводит к обрыву цепей (рис. 3). Одной из возможных причин возникновения обрыва цепей являются эффекты Киркендалла и Френкеля.

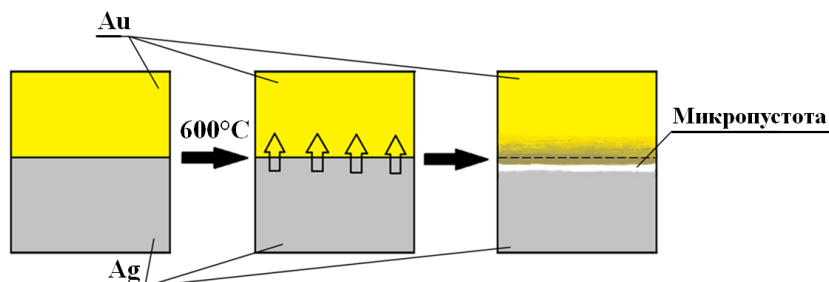


Рис. 3. Схематичное изображение эффектов Киркендалла и Френкеля

Поскольку применяющиеся в системах LTCC металлы находятся в ряду кристаллов с одинаковой кристаллической решеткой и теплота испарения у них тем больше, чем выше температура

плавления, то уже при температуре около 600°C преимущественный диффузионный поток атомов будет направлен из серебра. Со временем на стороне, куда направлен избыточный поток атомов, будет происходить поглощение избыточных вакансий дислокациями и смещение исходной границы между металлами в сторону металла с меньшей температурой плавления.

С другой стороны, поглощение избыточных вакансий внутренними неоднородностями приводит к образованию в металле с меньшей температурой плавления макроскопических пор. Со временем диффузионного отжига объем пор растет, приобретая форму разделительной полоски на стыке металлов. Её легко заметить в микроскоп, поскольку ширина полоски может достигать десятков микрон [1].

В связи с этим коллективом авторов была поставлена задача замедления диффузии серебра в золото для уменьшения влияния эффектов Киркендалла и Френкеля на обрыв цепей. Совместно с производителем металлизационных паст ООО «Дельта-Пасты» проведена серия экспериментов, результатом которой является разработанная переходная металлизационная паста марки ПП-113. Экспериментально установлено, что при содержании в пасте ~ 65% серебра и ~ 20% золота замедляется процесс диффузии. Данной пастой заполняли отверстия в керамическом слое, который находился между чисто серебряной и чисто золотой пастами.

Для создания более прочного контакта между ПП-113 и ПП-111 наносился дополнительный рисунок металлизации поверх межслойных переходов, используя промежуточную трафаретную печать серебросодержащей пастой ПП-441, в состав которой был добавлен порошок металла Pt, который выступает как ингибитор диффузии (рис. 4).

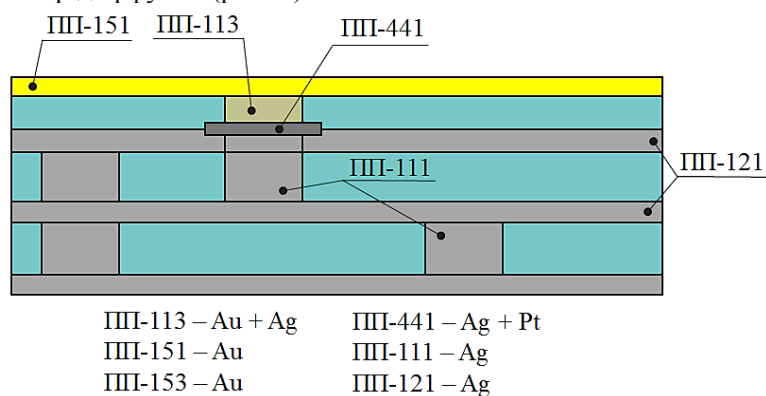


Рис. 4. Схематичное изображение использования «переходной» металлизационной пасты и промежуточной трафаретной печати

Данная технология изготовления позволила уменьшить обрывы электрических цепей в платах. Успешно проведена проверка электрических параметров на платах.

3. Заключение

Решена проблема возникновения дефектов в керамической карте при пробивке отверстий. Предложено технологическое решение, при котором слои, на которых будет производиться поверхностный монтаж элементов, пробивают со стороны майлара, а внутренние керамические слои пробивают со стороны керамики. Благодаря этому обеспечиваются прочные межслойные соединения внутри платы, повысился процент выхода годных и высота «пуклевок» не превышает установленные 10 мкм.

Были минимизированы эффекты Киркендалла и Френкеля используя переходную металлизационную пасту, состоящую на ~ 65% из серебра и ~ 20% из золота в керамическом слое, между чисто серебряной и чисто золотой пастами. Для замедления процесса диффузии серебра в золото применялась промежуточная трафаретная печать, в области стыка межслойных отверстий, серебросодержащей пастой с содержанием (до 5%) платины.

Список литературы

1. Ляпин Л.В., Многослойные керамические платы ГИС СВЧ-диапазона на основе LTCC: учеб. пособие/ Л.В. Ляпин, В.А. Иовдальский; под ред. А.А. Борисова.- М.:КУРС, 2020. – 192 с.
2. Ляпин Л. В., Осипов А. В., Далингер А. Г. Низкотемпературная керамика в технологии изготовления многослойных керамических плат LTCC // Электронная техника. 2017. Сер. 1, СВЧ-техника. Вып. 4 (535). С. 28–43.

КНС структуры для радиотонных и СВЧ интегральных схем

¹ Попов В.П., ¹ Антонов В.А., ² Мяконьких А.В., ² Руденко К.В.

¹ Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН
г. Новосибирск, 650090, пр. ак. Лаврентьева, дом 13, Российская Федерация
popov@isp.nsc.ru

² Физико-технологический институт им. К.А. Валиева РАН
г. Москва, 117218, Нахимовский проспект 34, Российская Федерация
rudenko@ftian.ru

Аннотация: Разработаны технологии создания структур кремний-на-сапфире (КНС) с помощью водородно-индуцированного скальвания и переноса только слоев кремния или со слоями диэлектриков на сапфир, пригодных для изготовления СБИС с интегрированными логическими, радиотонными и СВЧ каналами с нанометровыми проектными нормами. Такие СБИС востребованы в смартфонах и приемопередатчиках мобильных сетей 5G (до 70 ГГц) и 6G (до 200 ГГц), широкополосных системах связи и интернете всего. Применяемые в настоящее время высокоомные пластины кремния-на-изоляторе (КНИ) с встроенным поликристаллическим слоем ловушек (англ.- HR-TR SOI) сохраняют характеристики до 50-60 ГГц, поэтому переход на структуры КНС обеспечит расширение областей применения кремниевых КМОП технологий в СВЧ электронике.

1. Введение

Проблема КНС структур, получаемых эпитаксиальным CVD ростом на подложках с R-ориентацией, заключается в трехмерном зарождении и росте слоя Si вплоть до толщин 50-100 нм. Толщина слоя Si в СБИС нанoeлектроники не превышает 10-15 нм, но такие слои содержат дефекты в КНС структурах, убивающие транспортные свойства носителей заряда. Частично решить эту проблему удалось 20 лет назад в UtSi® технологии 100 нм слоев Si (Peregrine Corp., ныне pSemi) твердофазной рекристаллизацией тонких слоев кремния у гетерограницы, аморфизованных криогенной имплантацией ионов Si⁺, от более совершенных приповерхностных слоев монокремния [1]. Похожая технология применяется в ПАО «Ангстрем» для 3 ГГц СВЧ транзисторов и ключей — аналогов микросхем PE4140 и PE4259 фирмы Murata, pSemi (Peregrine Semiconductor) [2,3]. Тем не менее, нанометровые слои Si у гетерограницы с сапфиром сохраняли дефекты, снижающие характеристики ИС, что заставило pSemi перейти в 2016 г. на 200 мм структуры HR-TR SOI в СВЧ ИС, изготовленных по UltraCMOS®11 технологии. Применяемая в настоящее время UltraCMOS®13 технология на КНИ пластинах диаметром 300 мм предназначена для приложений с большим объемом выпуска ИС, но ограничена частотой 5G-NR ≤6 ГГц [4]. Она обеспечивает малошумящим усилителям (LNA), усилителям мощности (PA) и коммутаторам повышенную производительность, включая полевые транзисторы со сверхнизкой утечкой для PA, меньший NF_{min} для LNA, высокую мощность коммутаторов и оптимизированную аналоговую и цифровую поддержку. Для миллиметрового диапазона частот выпускается ключ PE42546 UltraCMOS® SP4T, который обеспечивает радиочастотную производительность, надежность и габаритные размеры в корпусе LGA с 20 выводами 3 × 3 мм для удовлетворения требований интеграции с КМОП логикой в системах “mmWave” в диапазоне от 9 кГц до 52 ГГц [4].

Нами десять лет назад предложена и запатентована технология водородного переноса 50-500 нм слоев Si/SiO₂ или только Si на подложки сапфира с произвольной (A-, C-, R-, M- и др.) ориентацией [5]. Позднее было показано, что высокотемпературные обработки КНС структур без толстых (300-400 нм) слоев SiO₂ формируют на границе нанослой оксида SiO_x со встроенным положительным зарядом N_{ox} >2×10¹² см⁻² [6]. Этот заряд образует в p-кремнии инверсный слой и шунтирует p-канальные КНС МОП транзисторы. Толстые слои SiO₂ непригодны из-за их много меньшей теплопроводности, что резко повышает температуру в активной части ИС. Целью настоящей работы была разработка и изготовление структурно и электрофизически совершенных КНС структур с нанометровыми слоями кремния, не уступающие по свойствам HR-TR КНИ структурам, и пригодным для миллиметрового диапазона сетей следующих поколений, в том числе для мощных радиотонных ИС.

2. Основные результаты

Кроме переноса слоев Si/SiO₂ в работе применялся перенос кремния с плазмо-ускоренным атомно-слоевым осаждением (PEALD) нанослоями HfO₂, служащими барьером для окисления Si. Методом высоковольтного псевдо-МОПТ (Рис. 1а) показана эффективность подавления положительного заряда N_{ox} 10-20 нм слоями HfO₂ при высокой подвижности электронов μ_e = 230 см²/(Вс) и относительно низкой плотности состояний D_{it} = 7×10¹¹ см⁻²эВ⁻¹ у гетерограниц КНС структур. Были

исследованы переходные характеристики псевдо-МОПТ при импульсных переключениях, что позволило исключить предположение о полевом дрейфе ионов в КНС структурах с HfO_2 , формирующем сегнетоподобный гистерезис. (Рис. 1а) [7]. Структурное совершенство подтверждено на поперечных сечениях КНС методами х-ТЕМ и х-НРТЕМ. Обнаружены моноклинная $P2_1/c$ и орторомбическая $Pca2_1$ фазы HfO_2 . Доля последней мала, что соответствует слабой поляризации $P_r = 0.1$ мкКл/см² [8].

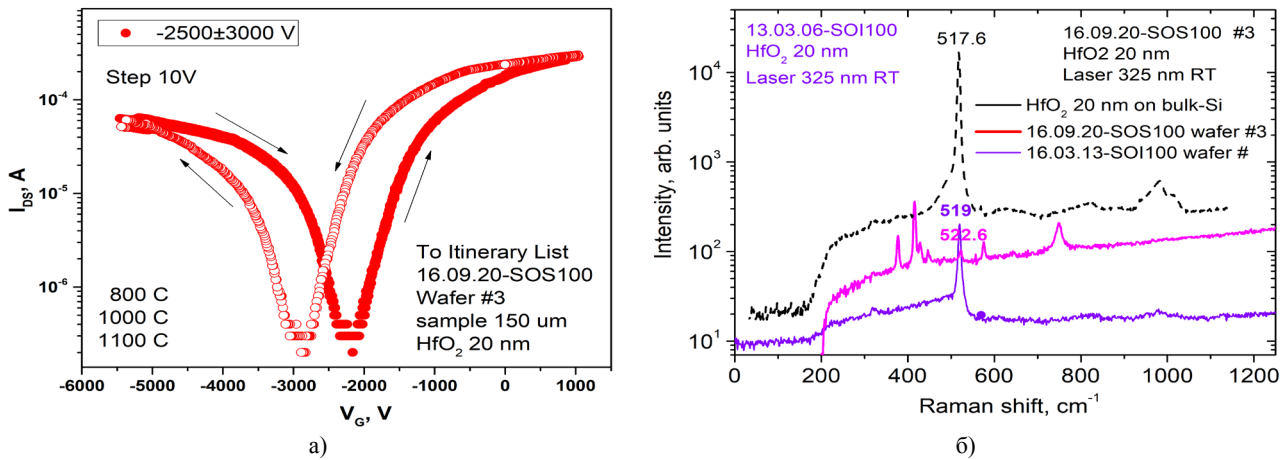


Рис. 1. а) Сток-затворные кривые КНС псевдо-МОП транзистора после отжига при 800-1100 °С; б) сдвиги пиков комбинационного рассеяния LO-фононов для объемного Si со слоем HfO_2 толщиной 20 нм в плоской геометрии и со слоем Si толщиной 500 нм в структурах SOI и SOS в геометрии поперечного сечения "лицом к лицу".

Измерениями комбинационного рассеяния света были обнаружены биаксиальные напряжения сжатия $\varepsilon = -1.3$ ГПа в слое Si (Рис. 1б). Соответствующие им напряжения растяжения в диоксиде гафния могут быть причиной низких коэзитивных полей $E_c = 10^5$ В/см в КНС структурах по сравнению с $E_c = 10^6$ В/см для КНИ структур [8]. Особое внимание, уделенное изучению гистерезиса КНС псевдо-МОП транзисторов, показало, что поведение сегнетоэлектрического типа имеет место как после печной (FA), так и быстрой (RTA) термообработок при $T \leq 1100$ °С (рис. 1а). Обработка RTA обеспечивает несколько меньший ток насыщения I_{dc} из-за меньшего теплового бюджета, тогда как применение FA вело к повышению подвижности носителей заряда в 1.2-1.5 раза, особенно для дырок.

3. Заключение

КНС структуры с нанометровой прослойкой HfO_2 после быстрых термообработок могут быть совместимы с современной КМОП технологией для интеграции сегнетоэлектрических транзисторов в СВЧ или оптоэлектронные кремниевые ИС. Их интеграция позволяет не только расширить радиочастотный диапазон КНС СВЧ ИС, но и достичь большей функциональности интеграцией логики и энергонезависимой памяти. Результаты работы подтверждают правильность выбранных подходов для развития технологий создания КНС СВЧ СБИС с нанометровыми проектными нормами.

Работа проводилась в рамках гранта РФФ-а №22-29-01063, а разработка технологии осаждения слоев HfO_2 в рамках Программы FFNN-2022-0019 для ФТИАН им. К.А. Валиева РАН.

Список литературы

1. M.L. Burgener and R.E. Reedy: Minimum Charge FET Fabricated on an Ultrathin Silicon on a Sapphire Wafer, United States Patent No.5,416,043, 1995.
2. Fedotov, S. D.; Statsenko, V. N.; Egorov, N. N.; Golubkov, S. A. Effect of Solid-State Epitaxial Recrystallization on Defect Density in Ultrathin Silicon-on-Sapphire Layers. *Physics of the Solid State*, 2020, Volume 61, Issue 12, p.2353-2358.
3. Кечко И. Е., Кошелева Г. С., Метлов В. А., Романов А. А. Разработка технологии СВЧ КМОП ИС на структурах ультратонкого кремния на сапфире. Верификация и результаты исследований. «Микроэлектроника 2022», 2022, с.135.
4. <https://www.psemi.com/company/technology-advantage> и <https://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe42546ds.pdf>
5. Патент № 2538352 (РФ). Опул. в Бюл. № 1 10.01.2015. Способ изготовления структур кремний-на-сапфире. Попов В.П., Жанаев Э.Д., Дудченко Н.В., Антонов В.А., Попов А.И. Приоритет по заявке № 2013126847/(039881) от 14.06.2013.
6. Popov, V.P.; Antonov, V.A.; Vdovin, V.I. Positive Charge in SOS Heterostructures with Interlayer Silicon Oxide. // *Semiconductors*, Vol.52, No.10, Pp.1341-1348, 2018.
7. Popov, V.; Antonov, V.; Tikhonenko, F.; Tarkov, S.; Gutakovskii, A.; Tyschenko, I.; Miakonkikh, A.; Lomov, A.; Rogozhin, A.; Rudenko, K., Robust Semiconductor-on-Ferroelectric Structures with Hafnia-Zirconia-Alumina UTBOX Stacks Compatible with the CMOS Technology. // *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 54 (22), 225101, 2021.
8. Popov, V.; Ilnitsky, M.; Antonov, V.; Vdovin, V. Tyschenko, I.; Miakonkikh, A.; K. Rudenko. Ferroelectric properties of SOS and SOI pseudo-MOSFETs with HfO_2 interlayers. // *Solid-State Electronics*, vol. 159, p. 63-70, September 2019.

Исследование модификации технологических слоев металлизации и диэлектрика при производстве тонкопленочного конденсатора

Д. В. Маркус, И. А. Рогачев, А. А.-А. Бостанов

АО «НПП «ИСТОК» им. Шокина»

ул. Вокзальная, 2а, корпус 1, Фрязино, Московская обл., 141190

d.155452.m@yandex.ru

***Аннотация:** Исследованы способы модификации технологических процессов формирования тонкопленочного конденсатора. Модификацией слоя металлизации выступала ионная обработка слоя металлизации нижней обкладки конденсатора, а модификацией слоя диэлектрика являлось разделение процесса на равные интервалы осаждения. Измерялись зависимости удельного пробивного напряжения от времени ионной обработки и различных параметров осаждения диэлектрика.*

1. Введение

В настоящее время подложки сапфира (Al_2O_3) широко применяются в технологии производства не только в качестве основания для производства приборов КНИ (кремний на изоляторе), но и в качестве самостоятельной подложки для пассивных плат [1, 2]. Они получили большое распространение ввиду того, что, в отличие от корунда, на сапфире возможно сформировать тонкопленочные элементы, а также, ввиду того, что сапфир дешевле полупроводниковых подложек и более удобен в работе. Поскольку подобные пассивные платы используются, в основном, в качестве защитных устройств, к элементам данных схем предъявляются высокие требования по качеству и стабильности работы. Для конденсаторов в таких платах одним из самых важных параметров является пробивное напряжение. Несмотря на то, что в качестве диэлектриков для таких конденсаторов широко применяются оксид тантала (Ta_2O_5) и оксид кремния (SiO_2), а также проводятся исследования для улучшения параметров этих материалов [3], в данной работе в качестве диэлектрика был выбран нитрид кремния (Si_3N_4), поскольку его пленки имеют большую диэлектрическую проницаемость, чем пленки SiO_2 , а также имеют хорошо отлаженную технологию осаждения.

2. Подготовка эксперимента и результаты

Образцы – подложки сапфира диаметром 76 мм, предварительно прошедшие термообработку при 1000 °С. После термообработки проводилась ионная обработка поверхности и напыление тонкой пленки алюминия толщиной 300 нм, выступающей в роли нижней обкладки конденсатора. Готовый конденсатор в каждом из экспериментов представлял из себя тестовую структуру 1x1 мм, толщина верхней и нижней обкладок из алюминия по 300 нм. Толщина диэлектрика 250 нм. Напыление металлизации проводилось методом ионно-лучевого распыления, диэлектрик осаждался методом плазма стимулированного осаждения из газовой фазы из смеси газов моносилан (SiH_4) + аммиак (NH_3). Конденсаторы, полученные без модификации технологии, имели пробивное напряжение 60-75 В.

Модификация слоя металлизации заключалась в ионной обработке нижней обкладки конденсатора для уменьшения шероховатости пленки. Поскольку металлическая пленка не сплошная, а имеет зернистость, распределение электрического потенциала не равномерно, и возможен термоэлектрический пробой в местах наиболее крупных зерен. Также наблюдался эффект увеличения зернистости на подложках сапфира, что еще больше увеличивало шероховатость пленки и снижало пробивное напряжение готового прибора. Для уменьшения этого эффекта проводилась ионная обработка поверхности алюминия, который выступал в роли нижней обкладки конденсатора. При ионной обработке происходит уменьшение шероховатости за счет того, что ионы аргона (Ar) распыляют верхний слой металла, который затем частично переосаждается на подложку, уменьшая тем самым шероховатость.

Модификация процесса осаждения диэлектрика Si_3N_4 заключалась в том, что единый процесс был разбит на равные по времени интервалы осаждения с перерывом в 4 секунды. На практике было замечено, что при осаждении диэлектрического слоя неизменной толщины, но в несколько слоев, значение емкостей и пробивного напряжения оказываются более стабильными. На основе этого была

проведена серия опытов по осаждению тонкой пленки диэлектрика на подготовленные образцы с различным временем осаждения каждого слоя диэлектрика. После проводилось напыление верхней металлизации алюминия. Перерывы в процессе осаждения достигались тем, что в камеру прекращалась подача моносилана (SiH_4), при этом генератор не отключался, и плазма продолжала гореть, дополнительно обрабатывая поверхность формирующейся пленки. По истечению времени перерыва моносилан вновь вводился в камеру. Время перерыва в 4 секунды, выбрано исходя из того, что дальнейшее увеличение времени не дает значимых эффектов, при этом увеличивая время процесса. При этом, при интервале от 4 до 1 секунды прерывание процесса влечет за собой сложности со стабилизацией плазмы и состава газовой смеси, что может приводить к нестабильности процесса и ухудшению качества плёнки, и в конечном итоге к снижению пробивного напряжения.

Результаты измерений пробивного напряжения в зависимости от времени ионной обработки металлизации и количества слоев осажденного диэлектрика представлены на рис. 1.

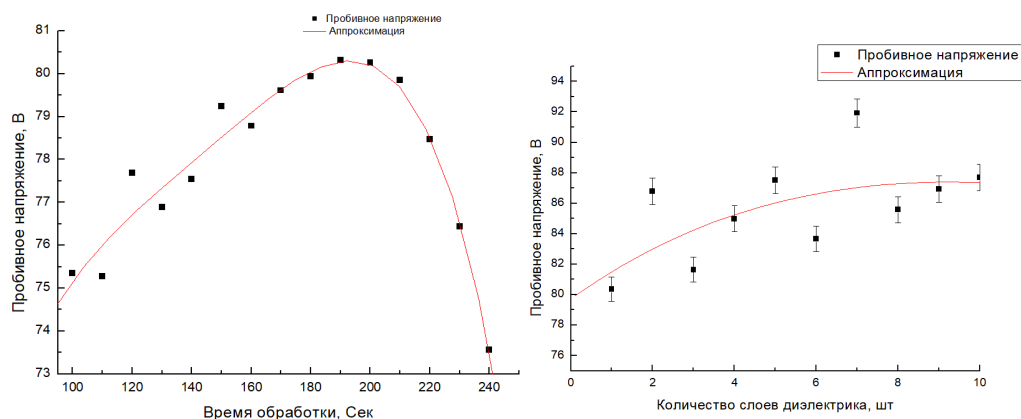


Рисунок 1. Зависимость пробивного напряжения от времени ионной обработки металлизации и слоев осажденного диэлектрика

3. Заключение

В ходе работы были исследованы модификации технологических процессов, которые позволяют повысить пробивное напряжение тонкопленочного конденсатора. Механизмом повышения пробивного напряжения в случае ионной обработки служит сглаживание шероховатостей вследствие перераспыления ионным пучком поверхностного слоя. Сглаживание микрорельефа позволяет избежать пиков с высокой напряженностью электрического поля и, как следствие, термоэлектрического пробоя в этих местах. В случае многоступенчатого осаждения пробивное напряжение возрастает за счет уплотнения диэлектрической пленки и уменьшения количества адсорбированного водорода.

Список литературы

1. Галкин, В. И. Промышленная электроника: Учеб. пособие / В. И. Галкин. – М.: Выс. шк., 1989. – 336 с.
2. Маскаева Л. Н. Технология тонких пленок и покрытий: учеб. пособие / Л. Н. Маскаева, Е. А. Федорова, В. Ф. Марков; [под общ. ред. Л. Н. Маскаевой]; М-во науки и высш. образования Рос. Федерации, Урал. федер. ун-т. – Екатеринбург.: Изд-во Урал. ун-та, 2019. – 236 с.
3. Метлицкая Т. В. МОП-конденсаторы повышенной емкости для субмикронных СБИС / Т. В. Метлицкая // Доклады БГУИР. – 2003. – Т. 1. – № 1. – С. 70-74.

Развитие технологии производства диэлектрического материала с $\epsilon \sim 80$

А.А. Смирнова, В.М. Коломин, Н.С. Карасёв, Д.Н. Полозов, Ю.И. Годосечук

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
s7owa1997@gmail.com

Аннотация: Работа посвящена исследованию возможности применения способа формования изделий из диэлектрического материала с $\epsilon \sim 80$, методом литья пленки. Экспериментальные образцы, полученные методом литья пленки проверены на соответствие техническим условиям на материал с $\epsilon \sim 80$.

1. Введение

В радиолокации, особенно специального назначения, в настоящее время широко применяются активные фазированные антенные решётки (АФАР), они позволяют суммировать в пространстве мощности большого числа передающих модулей, управлять диаграммой направленности и производить электронное сканирование пространства приёмопередающей антенны [1]. Электронное сканирование позволяет осуществлять обзор окружающего пространства, сопровождение движущихся объектов и определение их угловых координат [1].

Прогресс в области производства АФАР привел к увеличению спроса на подложки из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью в качестве согласующих элементов усилительных устройств. Для обеспечения всего комплекса разработок с использованием диэлектрических материалов и изделий из них в АО «НПП «Исток» им. А. И. Шокина» разработаны и производятся, методом одноосного прессования, следующие диэлектрические материалы: БЦНТ с $\epsilon \sim 30$, ЦТО с $\epsilon \sim 40$, БСТ с $\epsilon \sim 80$. Разработанные материалы соответствуют мировому уровню аналогичных типов [2]. Материал БСТ успешно нашел применение при разработке и последующем производстве усилительных устройств АФАР. Для удовлетворения потребностей выпуска АФАР было организовано производство пластин с формованием посредством одноосного прессования. Данный процесс позволяет получать пластины с требуемым комплексом параметров, но характеризуется относительно большим удельным расходом исходного материала БСТ и повышенной трудоемкостью процесса механической обработки керамики.

Учитывая дефицитность и высокую стоимость исходных редкоземельных оксидов самария и неодима, входящих в материал БСТ, возрастающую потребность в материале БСТ и в пластинах большей площади актуальным становится разработка процесса изготовления пластин с более высокими технико-экономическими показателями.

Поддерживать технический и технологический уровень, без изменения стоимости конечного изделия, разработанных диэлектрических материалов в условиях неопределённости поставщиков исходных материалов ставит комплекс задач для современного технолога. Разработчику конечного прибора критически важно применять изделия из керамики с повторяющимися параметрами диэлектрической проницаемости (ϵ), тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$), а также без изменения требований к процессу последующей эксплуатации.

Учитывая обозначенный комплекс задач, работа посвящена исследованию возможности применения метода формования изделий из диэлектрического материала БСТ с $\epsilon \sim 80$ литьем пленки и последующим изготовлением пластин с заданной толщиной.

2. Экспериментальная часть

Формование керамических изделий в большинстве ведут двумя классическими способами: прессованием из пресс-порошков и шликерным литьем из литейных шликеров. В свою очередь эти способы имеют большое количество разновидностей, отличающихся между собой усилиями формования, способами приложения их к материалу и специальной оснасткой - пресс-формами, а также различными приспособлениями. Общая цель всех методов формования – упорядочить дисперсный материал, придать ему нужную форму и сохранить эту форму без разрушения до обжига, при котором происходит образование единой прочной керамической заготовки.

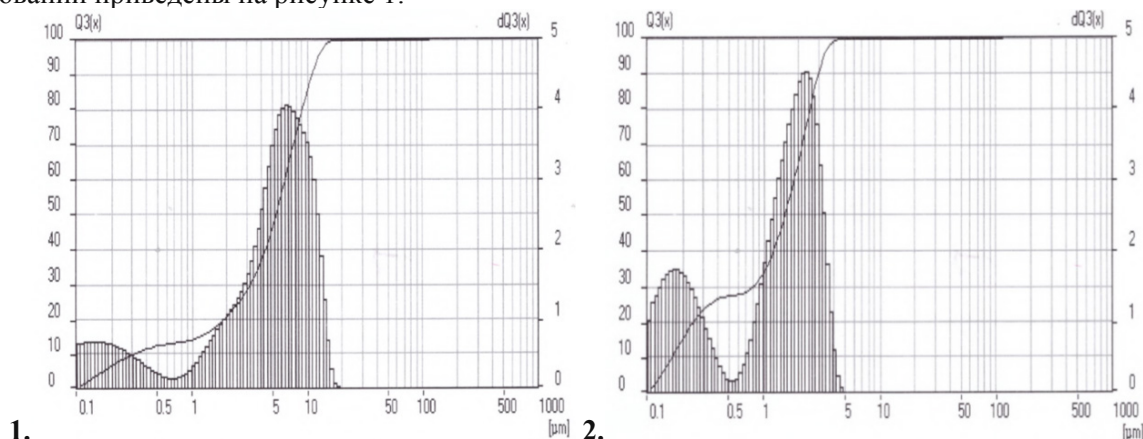
Основные способы формования керамической заготовки базируются на том, что для придания изделию необходимой формы требуется усилие, обратно пропорциональное содержанию связки в формуемой массе. Так литье шликера протекает практически при атмосферном давлении (0,1 МПа); прессование производится под давлением 10-100 МПа. Важно отметить еще одну особенность - чем больше усилие прилагается для придания формы, тем больше вероятность получения неравноплотной заготовки изделия. При последующих операциях на таких заготовках будут образовываться дефекты - трещины, сколы, кривизна поверхности.

Исследуемый способ формования пленочное литье имеет ряд преимуществ перед классическим способом формования - прессованием:

1. Получение изделий больших габаритов до (200x200 мм) без изготовления дополнительной дорогостоящей оснастки.
2. Уменьшение затрат материала на изготовление заготовки, так как возможно формировать толщины менее 1 мм.
3. Получение ровного плотноспеченного образца после операции термической обработки из-за отсутствия внутренних напряжений и градиента распределения давления.

В методе литья пленки применяются связки и растворители (рыбий жир, синтоминд, метилэтилкетон, спирт этиловый и др.), содержащие поверхностно-активные вещества (ПАВ), которые способствуют равномерному распределению материала по всему объему заготовки. Технология позволит использовать гораздо меньше материала и обеспечит уменьшение затрат на операции механической обработки.

Ключевой операцией формирования изделия методом литья является получение необходимого гранулометрического состава шихты из материала БСТ. Средний размер частиц материала БСТ для прессования составляет примерно 5,3 мкм. Для успешного опробования метода литья пленки требуется резкое уменьшение среднего размера частиц до 1,5 мкм для получения необходимой вязкости и равномерного распределения частиц материала БСТ в пленке. Результаты гранулометрических исследований приведены на рисунке 1.



1. Рис. 1. Диаграмма гранулометрического состава материала БСТ: 1. для формования методом прессования; 2. для формования методом литья пленки.

В ходе исследований использовался помол на валковой мельнице с использованием яшмовых шаров, при этом требуемого гранулометрического состава удалось добиться изменением скорости вращения валков.

Получив необходимый гранулометрический состав шихты материала БСТ была изготовлена опытная партия пластин методом литья. Проведено сравнение поверхностей готовых изделий, полученных в ходе проведения работы методами прессования и пленочным литьем. Из рисунка 2 видно различие поверхностей, изготовленных разными способами формования. При одинаковом увеличении микроскопа в случае с пленочным литьем наблюдаем более ровную поверхность. Таким образом, визуально определено, что поверхность пластины из материала менее пористая, что связано с оптимальным распределением шихты в объеме заготовки.

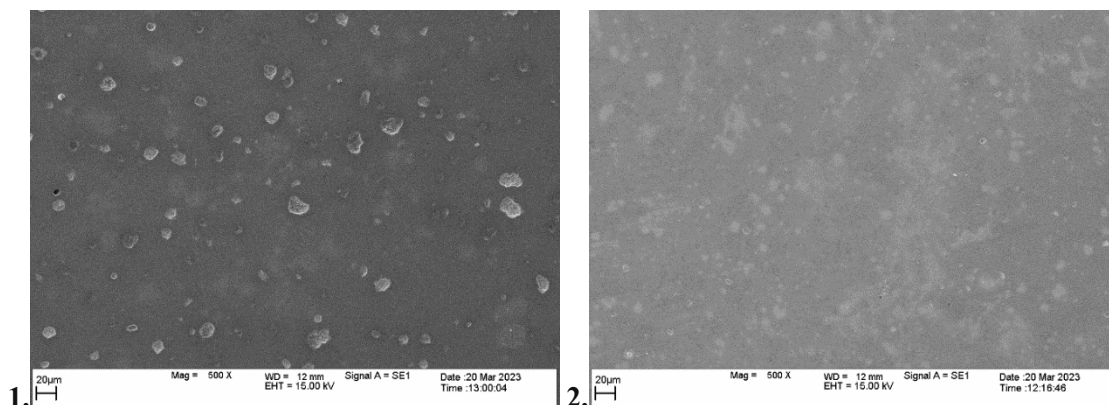


Рис. 2. Поверхность образцов пластин после операции механической обработки (полировка):
1. - прессование, 2. - пленочное литье

Дополнительно проведены измерения основных электрофизических параметров материала БСТ полученного методом пленочного литья. Свойства материала соответствуют значениям, указанным в ТУ на материал.

Таблица 1.

Результаты проведенных исследований

	ϵ	Q	ТКЧ	ρ , г/см ³
Нормы по ТУ 2123-002-07622667-2022	75-80	1300, не менее	$(-4...+14) \cdot 10^{-6}$	5,3, не менее
Экспериментальные данные	75-77	1300, не менее	$(0...+2) \cdot 10^{-6}$	5,5, не менее

3. Заключение

В связи с возрастающей потребностью в пластинах из материала БСТ большей площади задача усовершенствования процесса формования является актуальной. Коллективом авторов успешно исследована возможность изготовления пластин из материала БСТ методом литья пленки. Разработана технология подготовки шихты материала БСТ к операции изготовления шликера для последующего процесса литья пленки. Особенность технологии заключается в получении среднего размера частиц шихты материала БСТ в пределах 1,5 мкм. Также важной частью технологии является подбор соотношения связок, растворителей, содержащих поверхностно-активные вещества для изготовления шликера на основе материала БСТ. Подобрана связка обеспечивающая оптимальное распределение частиц материала в объеме шликера.

Из пленки материала БСТ изготовлены плотноспеченные образцы и проведены измерения электрофизических параметров. Результаты проведенных измерений соответствуют нормам ТУ 2123-002-07622667-2022 на материал БСТ. Дополнительно исследована поверхность спеченного образца после механической обработки. Качество поверхности образца отличается меньшей пористостью в сравнении с образцом полученным методом прессования.

Список литературы

1. Иовдальский В.А., Приёмопередающие модули АФАР СВЧ-диапазона: учебное пособие /Иовдальский В.А., Далингер А.Г., Соколов И.А., Карасев М.С./ под ред. А.А. Борисова. –М.: КУРС, 2021.
2. Коломин В.М., Диэлектрические резонаторы для изделий электронной техники СВЧ-диапазона: учеб. пособие / В.М. Коломин, В.Н. Рыбкин, В.А. Иовдальский, И.А. Соколов. – М.: КУРС, 2021. – 150 с.

Разработка автоматизированного программно-аппаратного комплекса для установки пиролиза при изготовлении СВЧ поглотителей ЛБВ

Зубков Н.П., Мельников Н.М., Захаров С.М., Савин А.Н., Медянцева Е.В.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
e-mail: savinan01@yandex.ru

Аннотация: Приведены результаты разработки автоматизированного программно-аппаратного комплекса для создания с помощью плазменного разряда пиролитических углеродных плёнок в процессе изготовления СВЧ поглотителей ЛБВ. Разработанный комплекс обеспечивает изготовление СВЧ-поглотителей с заранее программируемым профилем градиента сопротивления с погрешностью не более 10%.

1. Введение

В настоящее время для ЛБВ широко применяются пленочные СВЧ-поглотители энергии, среди которых пиролитические пленки углерода наиболее привлекательны. Углеродные пленки с широким спектром электромагнитного поглощения, хорошей термостойкостью, химической инертностью, электро- и теплопроводностью, хорошей адгезией к несущим деталям могут быть получены при определенных технологических условиях, не используя дорогого вакуумного оборудования [1].

Как известно, получение минимального КСВН обеспечивается плавным изменением затухания по определенному закону. Следовательно, необходимо с высокой точностью поддерживать такие параметры процесса пиролиза, как температура, состав, скорость движения рабочей смеси газов и, в особенности, время нахождения определенного участка стержня в оптимальной температурной зоне, чтобы получать СВЧ-поглотители с градиентом сопротивления более 3 кОм/мм.

В работе рассмотрена автоматизированная установка, осуществляющая формирование пиролитических углеродных плёнок с заданным профилем градиента сопротивления на диэлектрических стержнях с помощью плазменного разряда.

2. Объект разработки

На рис. 1 приведена функциональная схема установки нанесения пиролитических углеродных плёнок на диэлектрические стержни.

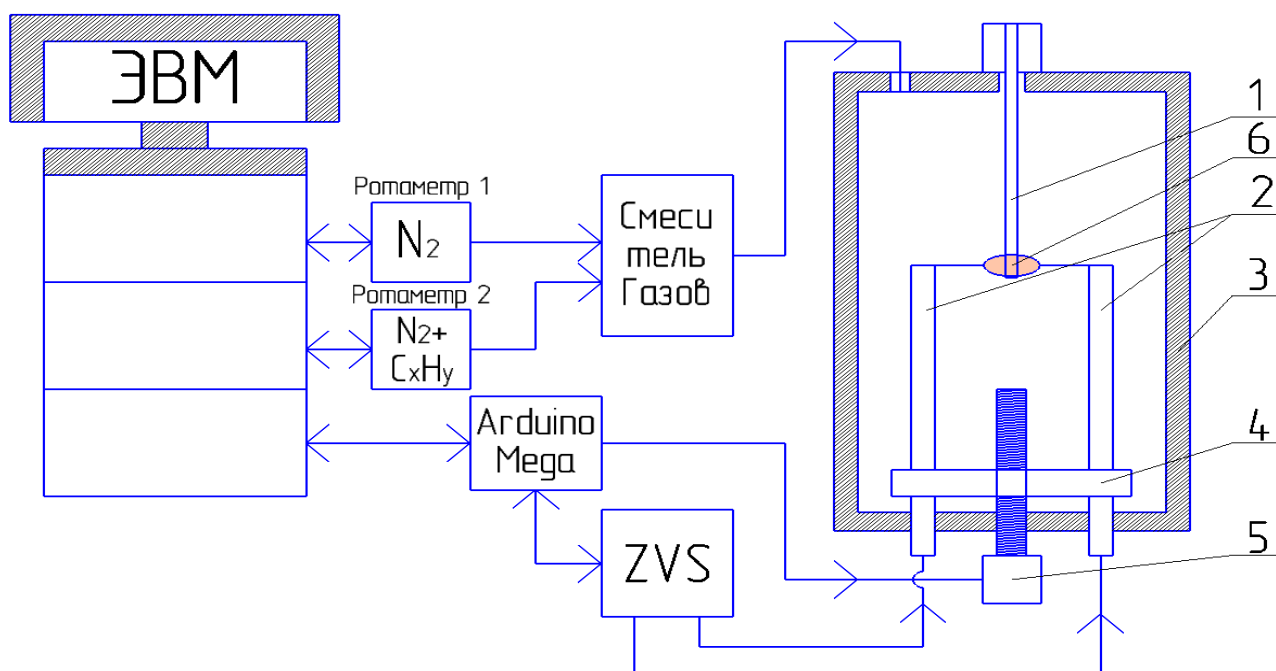


Рис. 1. Автоматизированная установка нанесения пиролитических углеродных плёнок на диэлектрические стержни.

1 – диэлектрический стержень; 2 – вольфрамовые электроды; 3 – корпус реактора;
4 – устройство перемещения электродов; 5 – шаговый двигатель; 6 – плазменный разряд.

Плазменный разряд реализуется с помощью разработанного симметричного мультивибратора с высоковольтным резонансным контуром, функционирующего в режиме ZVS [2], обеспечивающего стабильный и узкий (диаметром не более 2.0 мм) плазменный шнур разряда в рабочей смеси газов (азота и паров спирта, гексана и т.д.). Заданная оптимальная мощность разряда поддерживается системой автоматического управления.

Вольфрамовые электроды, формирующие в рабочей зоне реактора плазменный шнур перпендикулярно диэлектрическому стержню, перемещаются вдоль стержня с помощью шагового двигателя, управляемого микроконтроллерной системой на основе Arduino Mega [3], связанной с основной ЭВМ через интерфейс USB.

Устройство перемещения электродов имеет минимальный шаг 100 мкм при погрешности позиционирования ≤ 25 мкм, что в совокупности обеспечивает плавное распределение толщины осаждаемой пиролитической пленки углерода по длине диэлектрического стержня (СВЧ-поглотителя).

Разработанная в среде графического программирования NI LabVIEW [4] программа для основной ЭВМ обеспечивает управление параметрами техпроцесса и контроль их величин, перемещение электродов вдоль диэлектрических стержней с требуемой скоростью, сбор, первичную обработку и накопление принимаемых данных о технологических параметрах, сохранение их в базе данных.

3. Заключение

В совокупности разработанный программно-аппаратный комплекс обеспечивает стабильность и воспроизводимость основных параметров технологического процесса пиролиза. В результате достигается изготовление СВЧ-поглотителей с заранее программируемым профилем градиента сопротивления с погрешностью не более 10%, существенно сокращается время корректировки сопротивления, повышается производительность установки.

Список литературы

1. Будник В.В., Хахилева Г.А. Методы измерения параметров высокочастотных систем ЭВП с протяженным взаимодействием / Обзоры по электронной технике, вып.3(188). Серия: Электроника СВЧ. –М: ЦНИИ "Электроника", 1974. – 129 с.
2. ZVS генератор, сборка и принцип работы. - URL: <https://habr.com/ru/articles/549872> (15.05.2023)
3. Arduino Mega 2560 Rev3. – URL: <https://docs.arduino.cc/hardware/mega-2560> (15.05.2023).
4. What Is LabVIEW? – URL: <https://www.ni.com/ru-ru/shop/labview.html> (15.05.2023).

Магнитоактивные термопластичные композиты с гексагональным ферритом для применения в аддитивной технологии¹

¹ Пидотова Д. А., ¹ Фролова Д. А., ¹ Бадьин А.В.

¹ НИ ТГУ

г. Томск, пр. Ленина, 36, 634050, Российская Федерация

diana.nov.15@mail.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследования электрофизических свойств термопластичных эластомеров на основе гексаферрита $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$. Описана технология получения термопластичной композиционной нити для применения в FDM 3D принтере. На частотной зависимости коэффициента прохождения обнаружена область избирательного поглощения (~49 ГГц), обусловленная естественным ферромагнитным резонансом. Получена зависимость диэлектрической проницаемости композита от содержания гексаферрита в матрице.

1. Введение

В последние годы наблюдается рост научных исследований, посвященных модификации электрофизических свойств композиционных материалов, применяемых для аддитивной технологии послойного наплавления (FDM). Создание материалов способствует расширению возможностей 3D печати в радиоэлектронной промышленности. Для решения ряда задач [1,2] требуются упругие материалы, эффективно взаимодействующие с крайневисокочастотным (КВЧ) излучением, способные деформироваться до 400-800% и возвращаться в свое первоначальное состояние. Такие материалы можно получить путем добавления микрокристаллического гексаферрита в матрицу из термопластичного эластомера (ТРЕ).¹

2. Методика и исследование материалов

Для исследования электрофизических свойств были изготовлены методом горячего смешивания образцы материала из матрицы ТРЕ (Bestfilaments, Россия) с добавкой микрокристаллической (размер части менее 100 мкм) магнитной составляющей порошка гексагонального феррита ($\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$) в соотношении матрицы к наполнителю 4:1, 7:3, 1:1. После чего проводилась наработка гранул для получения филамента путем многократной горячей экструзии при температуре 155-170 °С. Далее были получены образцы цилиндрической формы с диаметром 38 мм на 3D принтере (Prusa i3) при температуре стола 60 °С, температуре и диаметре сопла 190 °С и 1 мм, соответственно. Для исследования электрофизических свойств в КВЧ диапазоне использовался квазиоптический спектрометр с частотным разрешением СТД-21.

На рис.1 приведена частотная зависимость коэффициента пропускания для образца из матрицы на основе ТРЕ при различном добавлении наполнителя $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ (ТРЕ/ $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$).

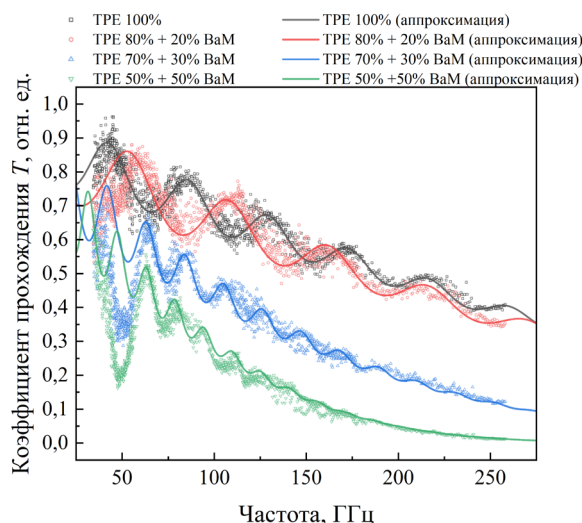


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента прохождения образцов матрицы из ТРЕ и композитов ТРЕ/ $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$

¹ Научное исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 22.29.20248, <https://rscf.ru/project/22.29.20248/> и средств Администрации Томской области.

Результаты, представленные на рис. 1, показывают наличие резкого уменьшения коэффициента прохождения на частоте 49 ГГц. На графике (рис. 1) линиями показаны результаты аппроксимации коэффициента прохождения для образцов композитов без учета естественного ферромагнитного резонанса. В сравнении с исходным связующим (TPE), добавление 20 масс.% гексаферрита приводит к появлению области резонансного поглощения, что характерно для исследованных ранее полимерных ферритосодержащих композитов [3,4]. Наибольшее увеличение резонанса наблюдается при концентрации 50 масс.% $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$.

Из полученных частотных зависимостей материальных параметров (рис. 2) видно, что увеличение содержания наполнителя ведет к росту диэлектрической проницаемости и “потерям” в материале.

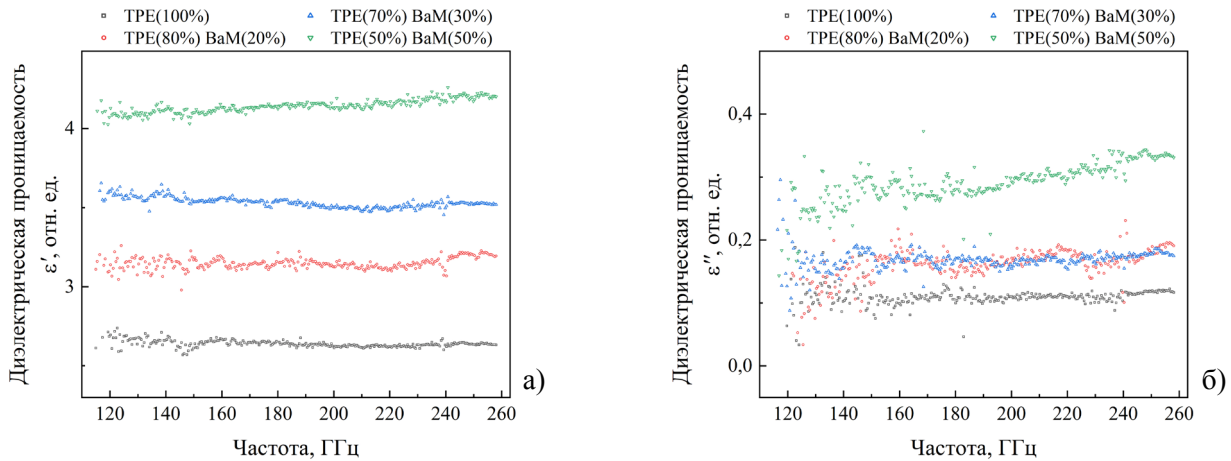


Рис. 2. Частотная зависимость действительной (а) и мнимой (б) части диэлектрической проницаемости TPE и композитов TPE/ $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$

Анализ данных (рис. 2) показал, что для ϵ' и ϵ'' существует эмпирическая зависимость от массового процентного содержания гексаферрита, представленная выражениями (1) и (2):

$$\epsilon' = 2,61 + 0,031 \cdot X_h \quad (1)$$

$$\epsilon'' = 0,089 + 0,32 \cdot e^{0,038 \cdot X_h} \quad (2)$$

где X_h — процентное содержание гексаферрита.

3. Заключение

Термопластичные композиты TPE/ $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ перспективны в приложении избирательной электромагнитной герметизации радиоэлектронной аппаратуры, когда необходима сложная гибкая конструкция. Полученные данные показывают возможность корректировать диэлектрические свойства материала путем изменения массового соотношения наполнителя, приводящего к изменению коэффициента преломления. Филаменты из магнитоактивного термопластичного композита с гексагональным ферритом $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ совместимы с бытовыми FDM 3D принтерами в качестве рабочего материала при использовании сопла крупного диаметра.

Список литературы

1. Stepanov G.V., Borin D.Yu., Kramarenko E.Yu., Bogdanov V.V., Semerenko D.A., and Storozhenko P.A. Magnetoactive Elastomer Based on Magnetically Hard Filler: Synthesis and Study of Viscoelastic and Damping Properties // *Polymer Science, Ser. A*, 2014, Vol. 56. No. 5, P. 603–613.
2. Гришин, Б.С. Теория и практика усиления эластомеров. Состояние и направления развития: монография / КНИТУ 2016. 420 с.
3. Badin A.V., Dorozhkin K.V., Kuleshov G.E., Zhuravlev V.A., Suslyayev V.I., Dunaevskii G.E., Bilinskii K.V. Ferromagnetic Resonance in Hexagonal Ferrite $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ at the EHF Frequency Range // 2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). IEEE. 2018. P. 1-2.
4. Дорожкин К. В., Геринг М. О., Бадьин А. В., Кулешов Г. Е. Ферромагнитный резонанс в композитах на основе $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$. // Труды шестнадцатой всероссийской конференции студенческих научно-исследовательских инкубаторов. 2019. С. 32-34.

Модификация локальной структуры и свойств цинк-замещённых гексагональных ферритов бария для микроволновых устройств при магнитоимпульсной обработке¹

¹ Шипко М. Н., ² Коровушкин В. В., ³ Степович М.А., ² Труханов А.В.

¹ Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина
г. Иваново, 153003, ул. Рабфаковская, 34, Российская Федерация
michael-1946@mail.ru

² Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»
г. Москва, 119049, Ленинский проспект, 4, Российская Федерация
krvsh@mail.ru, truhanov86@mail.ru

³ Калужский государственный университет им. К. Э. Циолковского
г. Калуга, 248023, ул. Степана Разина, 26, Российская Федерация
m.stepovich@mail.ru

Аннотация: Изложены результаты исследований влияния магнитоимпульсной обработки на локальную структуру и магнитные свойства замещённого феррита $\text{BaFe}_{12-x}\text{Zn}_x\text{O}_{19}$ ($0,25 \geq x \geq 0$) для микроволновых устройств. Изменение магнитных свойств ферритов в результате воздействия на них импульсами слабого магнитного поля указывает на возможность управления параметрами ферритов посредством магнитного поля и тем самым влиять на резонансные характеристики СВЧ-устройств на их основе.

Интерес к изучению керамических гексагональных ферритов бария с частичным замещением ионов железа ионами Al^{3+} , In^{3+} , Se^{3+} , Zn^{2+} связан с возможностью их применения в микроволновых устройствах [1, 2]. По сравнению с монокристаллическими аналогами керамические материалы обладают более широкими возможностями изменения их состава, более высокой технологичностью их изготовления, а также более широкими возможностями изменения диапазона их резонансных частот [3, 4]. Посредством внешних воздействий можно повлиять на характер распределения дефектов и ионов заместителей в кристаллической структуре феррита и, как следствие, на поля магнитной кристаллографической анизотропии a , значит, и на параметры СВЧ-устройств [5]. Наиболее актуально использование таких воздействий для ферритов с неизоморфным замещением ионов железа слабо магнитными или диамагнитными ионами.

В работе исследовано влияние магнитоимпульсной обработки (МИО) [6-12] на локальную структуру и магнитные свойства замещённого феррита $\text{BaFe}_{12-x}\text{Zn}_x\text{O}_{19}$, где $0,25 \geq x \geq 0$. Синтез ферритов осуществляли в воздушной атмосфере по традиционной керамической технологии. Спекание ферритизованной шихты проводили при нормальных атмосферных условиях при температуре (950-1100) °С в течение двух часов. Образцы в виде колец ($D_{\text{внеш.}}=16$ мм, $d_{\text{внутр.}}=7$ мм, $h=(50-60)$ мм) проходили полный цикл исследований (рентгенофазовый, масс-спектрометрический, микроскопический). Магнитные характеристики изучали на установке МК-3Э. Регистрацию мёссбауэровских спектров после измельчения образцов проводили на спектрометре MS-1104Ems с источником излучения Co^{57} в матрице хрома. По данным рентгеноструктурного анализа ферриты $\text{BaFe}_{12-x}\text{Zn}_x\text{O}_{19}$, имели структуру гексагонального феррита бария. Такая структура сохранялась и после МИО, которая осуществлялась магнитными импульсами амплитудой 100 Э. Длительность импульсов составляла 0,1-0,2 с, длительность паузы между импульсами 1-2 с [6].

Локальная структура, распределение ионов Fe^{3+} по кристаллографическим позициям до и после МИО изучали методом мёссбауэровской спектроскопии. Наиболее заметное изменение параметров сверхтонкой структуры мёссбауэровских спектров после МИО образцов было обнаружено для состава $\text{BaFe}_{11,75}\text{Zn}_{0,25}\text{O}_{19}$. Такой феррит характеризуется более высокими значениями параметров кристаллической решётки a и c , более низкими значениями точки Кюри, удельной намагниченности насыщения в сравнении с незамещённым ферритом. После его МИО наиболее заметное изменение наблюдается для температуры Кюри и коэрцитивной силы феррита. Одновременно с этим наблюдается изменение параметров сверхтонкой структуры мёссбауэровских спектров квадрупольного расщепления, ширины компонентов 2-х секстиплетов и интегральной интенсивности дополнительного секстиплета (2а). Измеренный квадрупольный сдвиг этого секстиплета свидетельствует о том, что он вызван ионами Fe^{4+} .

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда и Правительства Калужской области № 23-21-10069, <https://rscf.ru/project/23-21-10069/>.

Полученные данные указывают на изменение локализации ионов Zn^{2+} в октаэдрических позициях подрешётки $12k$. После МИО интенсивность секстиплета от подрешётки $12k$ несколько возрастает. Изменение квадрупольного и изомерного сдвигов указывает на уменьшение степени локальных искажений октаэдров, являющихся ближайшими соседями этой подрешётки. Такой эффект возникает либо в результате дополнительных смещений ионов Fe^{3+} или кислорода относительно центра полиэдра, либо с упорядочением вакансий кислорода в ближайшем окружении ионов железа. Принимая во внимание ионные радиусы цинка и железа, наблюдаемый эффект можно связать с частичной локализацией ионов Zn^{2+} в тетраэдрической подрешётке феррита. Такое перераспределение ионов может быть связано с процессами упорядочения кислородных вакансий, способствующее снижению локальных искажений кристаллической структуры, уменьшению поля анизотропии и, как следствие, коэрцитивной силы феррита. Это обеспечивает уменьшение температуры Кюри примерно на 2%, намагниченности насыщения на 11% и коэрцитивной сила с 60 кА/м до 40 кА/м. Наблюдаемая тенденция изменения магнитных свойств ферритов указывает на возможность управления их параметрами посредством МИО и тем самым влиять на резонансные характеристики устройств СВЧ на их основе.

Список литературы

1. Trukhanov S.V., Trukhanov A.V., Turchenko V.A. et al. // J. of Magnetism and Magnetic Materials. 2016. Vol. 417. P. 130-136. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2016.05.052>
2. Kojima H. Fundamental Properties of Hexagonal Ferrites // Ferromagnetic Materials / Ed. E.P. Wohlfahrt. North-Holland: Amsterdam, 1982. Vol. 3. 305 p. DOI:10.1016/S1574-9304(05)80091-4
3. Труханов С.В., Труханов А.В., Костишин В.Г. и др. Магнитные и поглощающие свойства замещенных гексаферритов М-типа $BaFe_{12-x}Ga_xO_{19}$ ($0.1 < x < 1.2$) // ЖЭТФ. 2016. Т. 150. Вып. 3(9). С. 536-545. DOI: 10.7868/S004445101609011X
4. Машковцева Л.С. Получение и исследование структуры и магнитных свойств кристаллов твердых растворов на основе гексаферрита бария. Дис. ... канд. хим. наук. Челябинск: Южно-Уральский государственный университет (Национальный исследовательский университет), 2017. 146 с.
5. Шипко М.Н., Костишин В.Г., Коровушкин В.В., Исаев И.М., Степович М.А., Тихонов А.И., Савченко Е.С. Магнитные свойства и локальные характеристики кристаллической структуры гексагональных ферритов $BaFe_{12}O_{19}$ и $SrFe_{12}O_{19}$ // Перспективные технологии, оборудование и аналитические системы для материаловедения и наноматериалов: Труды XIII международной конференции. Курск: КГУ, 2016. Часть 2. С. 241-249.
6. Альшиц В.И., Даринская Е.В., Колдаева М.В., Петриж Е.А. Магнитопластический эффект: основные свойства и физические механизмы // Кристаллография. 2003. Т. 48. № 5. С. 826-854.
7. Коровушкин В.В., Костишин В.Г., Степович М.А., Шипко М.Н. Влияние магнитоимпульсной обработки на магнитные характеристики иттриевых ферритов-гранатов // Известия Российской академии наук. Серия физическая. 2016. Т. 80. № 12. С. 1643-1648. DOI: 10.7868/S0367676516120097
8. Шипко М.Н., Тихонов А.И., Степович М.А., Вирус А.А., Каминская Т.П., Коровушкин В.В., Савченко Е.С., Еремин И.В. Влияние магнитоимпульсной обработки на микроструктуру и магнитные свойства аморфной электротехнической стали // Известия РАН. Серия физическая. 2018. Т. 82. № 8. С. 1090-1095. DOI: 10.1134/S0367676518080379
9. Viryus A.A., Kaminskaya T.P., Shipko M.N., Bakhteeva N.D., Korovushkin V.V., Savchenko A.G., Stepovich M.A., Savchenko E.S. and Todorova E.V. Microscopic research of amorphous alloys $AlFeNiLa$ exposed to magnetic pulse processing // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2020. V. 848. Art. No. 012085. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012085>
10. Шипко М.Н., Сибирев А.Л., Степович М.А., Тихонов А.И., Савченко Е.В. Влияние магнитоимпульсной обработки на эмиссионные и магнитные свойства поверхностного слоя аморфных сплавов, используемых в электротехнике // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. 2021. № 9. С. 80-85. DOI: 10.31857/S1028096021090193
11. Шипко М.Н., Степович М.А., Сибирев А.Л., Тихонов А.И., Савченко Е.В., Каминская Т.П. Влияние магнитоимпульсной обработки на состояние поверхности, эмиссионные и магнитные свойства аморфных магнитных сплавов // Известия РАН. Серия физическая. 2021. Т. 85. № 11. С. 1528-1531. DOI: 10.31857/S0367676521110351
12. Шипко М.Н., Каминская Т.П., Степович М.А., Вирус А.А., Тихонов А.И. О влиянии магнитоимпульсной обработки на структуру поверхности и магнитные свойства ленточных аморфных сплавов $Fe(Ni, Cu)(SiB)$ // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. 2023. № 2. С. 17-22. DOI: 10.31857/S1028096023020103, EDN: DSUDDZ

Частотное разделение сигнала в мультиферроидном кристалле¹

Балаева В. В., Матвеев О. В., Морозова М. А.

Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, ул. Астраханская, 83, Российская Федерация
vkonda2000@mail.ru

Аннотация: Предлагается принцип действия функционального СВЧ элемента для частотного разделения сигнала на основе мультиферроидного кристалла, включающего ферромагнитные слои с периодической системой канавок на поверхности, разделенные слоем сегнетоэлектрика.

1. Введение

Слоистые структуры типа на основе сегнетоэлектрических и ферромагнитных слоев представляют собой искусственные мультиферроики и проявляют свойства, характерные как для ферромагнетиков, так и для сегнетоэлектриков в отдельности, а также и совершенно новые свойства, связанные с взаимодействием магнитной и электрической подсистем. Данное преимущество открывает широкие возможности для использования таких структур в качестве базовых элементов в ряде функциональных устройств СВЧ электроники [1].

2. Теория

В настоящей работе исследуются особенности распространения гибридных электромагнитных спиновых волн в слоистом мультиферроидном кристалле на основе ферромагнитной плёнки с периодической системой канавок, слоя сегнетоэлектрика и ферромагнитной пленки без канавок сэндвич геометрии.

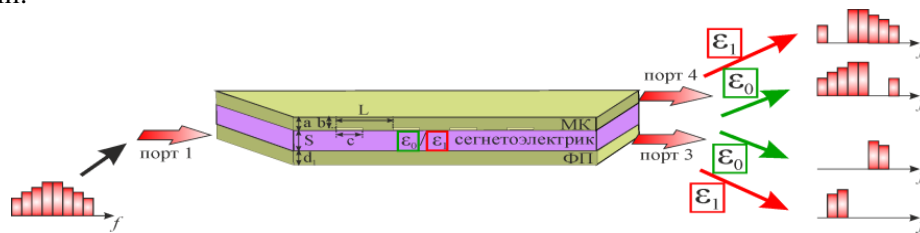


Рис. 1. Схема структуры и принцип демультимплексирования

Особенностью периодических структур, является наличие брэгговских резонансов, в результате чего в спектре распространяющихся волн возникают запрещенные зоны – полосы непропускания [2, 3]. Особенностью связанных структур является перекачка мощности, однако, в периодической структуре, сигнал подаваемый в ферромагнитную плёнку на частоте запрещенной зоны не перекачивается между слоями.

3. Заключение

Данная особенность позволяет реализовать функцию демультимплексирования на основе исследуемой структуры. В зависимости от частоты, сигнал выходит через разные выходные порты структуры (рис. 1), т.е. исследуемая структура позволяет осуществлять частотное разделение каналов - демультимплексирование. Диапазон частот, поступающий на данный порт, определяется величиной диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика (величиной электрического поля, приложенного к сегнетоэлектрику) и величиной магнитного поля, приложенного к ферромагнитным слоям.

Список литературы

1. А. Р. Pyatakov, А. К. Zvezdin Magnetolectric and multiferroic media // Physics-Uspekhi 55, 557 (2012).
2. А. Barman, G. Gubbiotti, S. Ladak et al. The 2021 Magnonic Roadmap // Journal of Physics: Condensed Matter 33, 413001 (2021).
3. А. А. Nikitin, А. V. Kondrashov, А. В. Ustinov et al. Theory of dual-tunable thin-film multiferroic magnonic crystal // Journal of Applied Physics 122, 153903 (2017).

¹ The research was supported by Russian Science Foundation (grant № 23-29-00759).

Слоистые феррит/диэлектрические структуры с двумя периодами для частотной обработки спин-волновых сигналов ¹

¹ Лобанов Н. Д., ¹ Матвеев О. В., ¹ Романенко Д. В., ¹ Морозова М. А.

¹ Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского
г. Саратов, 410071, ул. Астраханская, 83, Российская Федерация
nl_17@mail.ru

Аннотация: В работе рассмотрена слоистая структура, состоящая из магнетных кристаллов с прослойкой из диэлектрика. Теоретически и экспериментально показано формирование от 1 до 4 запрещенных зон при разных отношениях параметров первого и второго магнетных кристаллов.

1. Введение

На данный момент существует несколько областей физики, призванных решить проблемы полупроводниковой электроники, одна из таких областей – магнетика [1, 2]. Магнетика изучает передачу информации с помощью спиновых волн. Спиновая волна представляет собой распространяющееся возмущение по средствам передачи магнитных моментов.

2. Теория

На Рис. 1 проиллюстрированы дисперсионные характеристики для рассматриваемой слоистой структуры МК-1/диэлектрик/МК-2, цифрой 1 обозначена экспериментальная кривая, цифрой 2 теоретическая. Экспериментальная кривая построена с помощью векторного анализатора цепей, откуда снимается фаза-частотная характеристика и по набегу фазы строится зависимость частоты от волнового числа. Из Рис. 1 видно, что имеет место формирование 4 запрещенных зон (G-1, G-2, G-3 и G-4) как на экспериментальной кривой, так и на теоретической. В области запрещенных зон волновые числа являются комплексными величинами и мнимые волновые числа $\text{Im}(k)$ указывают на то, что волна затухает.

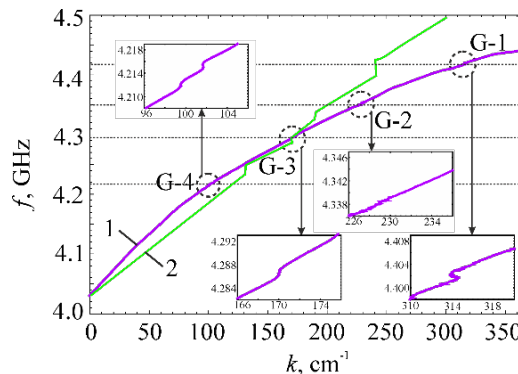


Рис. 1. Дисперсионные характеристики ПМСВ в связанной структуре МК-1/МК-2 (кривая 1 - экспериментальная, кривая 2 - теоретическая, области запрещенных зон на кривой 1 отмечены кружками).

3. Заключение

При помощи слоистых структур на основе магнетных кристаллов возможно создавать частотные фильтры с эффективным управлением шириной и расположением запрещенных зон по частотам.

Список литературы

1. Krawczyk M., Grundler D. Review and prospects of magnonic crystals and devices with reprogrammable band structure //Journal of physics: Condensed matter. 2014. Vol. 26. P. 123202.
2. Morozova M. A., Sharaevskaya A. Y., Sadovnikov A. V., Grishin S. V., Romanenko D. V., Beginin E. N., Sharaevskii Y. P., Nikitov S. A. Band gap formation and control in coupled periodic ferromagnetic structures //Journal of Applied Physics. 2016. Vol. 120. P. 223901.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФ, грант № 23-79-30027.

Исследование диэлектрических свойств магнитноэластомерных материалов в четвертьволновом коаксиальном резонаторе¹

¹ Фионов А. С., ² Хачатуров А. А., ¹ Колесов В. В., ² Потапов Е. Э.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, д. 11, корп. 7, Российская Федерация
fionov@cplire.ru

² МИРЭА-Российский технологический университет
г. Москва, 119435, ул. Малая Пироговская, д. 1, стр. 5, Российская Федерация

Аннотация: В работе исследованы диэлектрические характеристики магнитноэластомерных композитов в четвертьволновом коаксиальном резонаторе с емкостным зазором. Установлено, что диэлектрическая проницаемость выше для структурированных образцов, а наложение на образец внешнего магнитного поля 0.17 Тл приводит к ее увеличению на 1—5 %.

1. Введение

Магнитоактивные эластомеры, характеристиками которых (электрофизическими, механическими, вязкоупругими и т. п.) можно эффективно управлять в режиме реального времени, становятся одними из самых перспективных современных материалов. В работах [1, 2] были рассмотрены вопросы разработки технологии и создания магнитоэластиков с заданными электрофизическими, магнитными, упруго-прочностными характеристиками, методы управления и детектирования характера распределения магнитного наполнителя в эластомерной матрице в зависимости от режима изготовления материалов. Данная работа является частью исследования воздействия магнитного поля на электрофизические характеристики магнитоактивных композитов в различных частотных диапазонах.

2. Методы и результаты

Для исследования материалов в дециметровом диапазоне длин волн (1...10 дм или 0.3...3 ГГц) применяют коаксиальные резонаторы с торцовым зазором, работающие на волне ТЕМ типа. На рис. 1 представлена схема перестраиваемого резонатора с рабочим диапазоном частот 1...2 ГГц по первой гармонике, используемого в работе [3, 4].

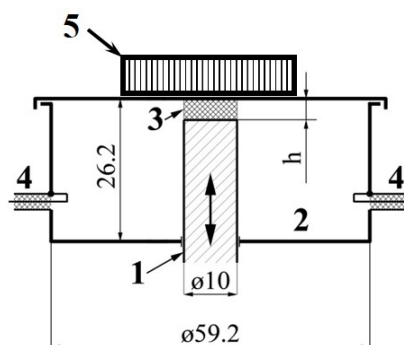


Рис. 1. Схема конструкции перестраиваемого коаксиального резонатора с торцовым емкостным зазором

Резонатор изготовлен из латуни и состоит из замкнутого рабочего объема цилиндрической формы 2, на оси которого располагается подвижный центральный стержень 1. Перемещение стержня осуществляется безлюфтовым механизмом микрометрической подачи, снабженным верньерным указателем положения. Все поверхности внутри рабочего объема отполированы и имеют серебряное покрытие. Емкостный зазор 3 предназначен для настройки в резонанс и для размещения в нем образцов исследуемых материалов. Его высота h может изменяться путем перемещения подвижного центрального проводника. Связь резонатора с генератором и спектроанализатором осуществляется посредством индуктивных петель связи 4. Собственная добротность резонатора составляла $1.5 \cdot 10^3$.

Образцы для исследования представляли собой плоскопараллельные диски диаметром 4 мм и толщиной 0.7...1.3 мм, вырезанные из пластин эластомерных композитов на основе каучуков ПХП, СКТН А и магнитных наполнителей Fe_3O_4 , SmCo, NdFeB, ZnNiCo-феррит. Содержание наполнителя во всех образцах 30 мас. ч. Для каждой рецептуры изготавливали два варианта эластомерного компо-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФ, грант № 22-29-20176.

зита: отвержденный в присутствии внешнего магнитного поля напряженностью 0.285 Тл (структурированный) и отвержденный в условиях отсутствия магнитного поля (неструктурированный) [2].

В качестве генератора и индикатора резонанса использовали анализатора спектра Rohde&Schwartz FSP7 с верхней граничной частотой обзора 7 ГГц, который дает возможность наблюдать на экране резонансную кривую и производить в автоматическом режиме частотные и амплитудные измерения, необходимые для определения резонансной частоты и добротности. Метод измерений основан на определении сдвига резонансной частоты и изменения добротности резонатора при помещении в него образца. Дополнительно определяли сдвиг резонансной частоты и изменение добротности резонатора с образцом при приложении к образцу аксиального (параллельного оси резонатора) магнитного поля напряженностью 0.17 Тл (магнит на рисунке 1 – позиция 5). Результаты измерения диэлектрических характеристик образцов представлены в таблице 1.

Табл. 1. Диэлектрических характеристик образцов эластомерных КМ

Образец	$H, \text{ Тл}$	$h, \text{ мм}$	$\varepsilon \text{ (tg}\delta\text{)}$	
			<i>без поля</i>	<i>В поле 0.17 Тл</i>
ПХП матрица	0	1.27	2.92 (0.029)	-
СКТН-А матрица	0	1.00	2.71 (0.004)	-
ПХП + Fe ₃ O ₄	0.285	1.05	4.61 (0.084)	4.68 (0.085)
ПХП + Fe ₃ O ₄	0	1.06	3.50 (0.046)	3.53 (0.047)
СКТН-А + Fe ₃ O ₄	0.285	0.97	6.92 (0.057)	7.05 (0.068)
СКТН-А + Fe ₃ O ₄	0	0.98	3.77 (0.009)	3.79 (0.009)
ПХП + ZnNiCoFeO	0.285	1.14	3.35 (0.051)	3.37 (0.051)
ПХП + ZnNiCoFeO	0	1.11	3.03 (0.031)	3.05 (0.031)
СКТН-А + ZnNiCoFeO	0.285	0.68	3.22 (0.006)	3.26 (0.009)
СКТН-А + ZnNiCoFeO	0	0.85	3.00 (0.005)	3.01 (0.006)
ПХП + NdFeB	0.285	1.10	3.99 (0.045)	4.00 (0.045)
ПХП + NdFeB	0	1.17	3.67 (0.048)	3.70 (0.050)
СКТН-А + NdFeB	0.285	0.92	3.86 (0.010)	3.89 (0.011)
СКТН-А + NdFeB	0	0.90	3.27 (0.007)	3.29 (0.009)
ПХП + SmCo	0.285	1.11	3.34 (0.049)	3.51 (0.094)
ПХП + SmCo	0	1.13	3.26 (0.040)	3.27 (0.041)
СКТН-А + SmCo	0.285	0.94	4.10 (0.011)	4.10 (0.012)
СКТН-А + SmCo	0	0.88	3.12 (0.006)	3.14 (0.006)

Из полученных данных видно, что: 1) для всех рецептов композитов ε и $\text{tg}\delta$ выше для магнитноструктурированных образцов; 2) в подавляющем большинстве случаев ε образца в магнитном поле на 1...5 % выше, чем таковая без магнитного поля. Максимальную разницу 5% наблюдали у магнитноструктурированных образцов: СКТН-А + Fe₃O₄ (магнитомягкий наполнитель в мягкой матрице) и ПХП + SmCo (магнитотвердый наполнитель в жесткой матрице). Увеличение ε происходит, вероятно, вследствие механомагнитных изменений в образце под воздействием магнитного поля.

3. Заключение

В работе исследованы диэлектрические характеристики магнитноэластомерных композитов, на частотах 1—2 ГГц в четвертьволновом коаксиальном резонаторе с емкостным зазором. Диэлектрическая проницаемость выше для структурированных образцов, а наложение на образец внешнего магнитного поля 0.17 Тл приводит к ее увеличению на 1—5 %.

Список литературы

1. Khachaturov A. A., Fionov A. S., Kolesov V. V., Potapov E. E., Ilyin E.M. Functional elastomeric materials based on butadiene-styrene rubber and magnetite // RENSIT. 2019. V. 11. No. 2. P. 189-198.
2. Khachaturov A. A., Fionov A. S., Kolesov V. V., Potapov E. E., Safonov S. S., Tlegenov R. Magnetically structured composite materials based on elastomeric matrices with different viscoelastic properties // RENSIT. 2022. V. 14. No. 4. P. 415- 426.
3. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. Москва: Физматгиз. 1963. 404 с.
4. Фионов А. С., Колесов В. В., Юрков Г. Ю. Исследование диэлектрических свойств полимерных нанокомпозитов в четвертьволновом коаксиальном резонаторе. // Материалы II международной научной конференции "Наноструктурные материалы -2010" (19-22 октября, 2010, Киев, Украина). С. 384.

Технология и моделирование низкочастотной магнитоэлектрической антенны

Иванов С.В., Яковлев В. О., Соколов О.В., Хаванова М. А., Бичурин М.И.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, 173003, ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Российская Федерация
s233425@std.novsu.ru

Аннотация: В данной работе исследуется применение магнитоэлектрических (МЭ) композитов в качестве приемных и передающих антенн сверхдлинных волн с небольшими габаритными размерами, с объемом порядка $0,63 \text{ см}^3$. Выполнено измерение диаграммы направленности разработанных МЭ антенн в Н и Е плоскостях. Амплитуда электрического напряжения, подаваемого на передающую МЭ антенну, была равна 10 В, максимальная амплитуда электрического напряжения, генерируемой принимающей антенной, составила 2,5 мВ в Н и Е плоскостях. Частота передаваемого сигнала была равна 28,7 кГц.

1. Введение

Низкочастотные антенны, передающие электромагнитные волны с частотой 3–30 кГц, часто используются для передачи сигнала через земную и водную среду, исследования грунта. При этом ограничением использования данных антенн являются их большие размеры. В данной работе исследуется применение магнитоэлектрических (МЭ) композитов АМАГ 225/ ЦТС-19 /АМАГ 225 с размерами $90*10*0,7 \text{ мм}^3$ в качестве приемных и передающих антенн сверхдлинных волн. Принцип работы передающей МЭ антенны основан на обратном МЭ эффекте, принимающая антенна в свою очередь функционирует за счет прямого МЭ эффекта. Прямой МЭ эффект – генерация электрического напряжения в пьезоэлектрике за счет пьезоэлектрического эффекта при механической деформации пьезоэлектрика, возникающей в ходе деформации магнитострикционного материала при подаче внешнего переменного магнитного поля. Обратный МЭ эффект – генерация переменной намагниченности в магнитострикционном материале за счет пьезомагнитного эффекта при механической деформации магнитострикционного материала, возникающей в ходе деформации пьезоэлектрика при подаче внешнего переменного электрического поля.

2. Аналитический расчет

Величина прямого и обратного МЭ эффектов определяется МЭ коэффициентом по напряжению и обратным МЭ коэффициентом соответственно. В свою очередь эффективность передачи сигнала между антеннами напрямую зависит от величины МЭ коэффициента по напряжению и обратного МЭ коэффициента применяемых композитов. МЭ коэффициент по напряжению связывает переменную напряженность электрического поля, возникающую в ходе прямого МЭ эффекта в пьезоэлектрике, с переменной напряженностью магнитного поля, прикладываемой к магнитострикционному материалу композита:

$$\alpha_{ME} = \frac{E}{h}, \quad (1)$$

где E – амплитуда переменной напряженности электрического поля в пьезоэлектрике, возникающая в ходе прямого МЭ эффекта, В/м, h – амплитуда переменной напряженности внешнего магнитного поля, приложенного к МЭ композиту, А/м.

Обратный МЭ коэффициент в свою очередь связывает возникающую переменную магнитную индукцию в магнитострикционном материале, при наличии приложенного переменного электрического поля к пьезоэлектрику:

$$\alpha_{ME}^{inv} = \frac{B}{\mu_0 E}, \quad (2)$$

где E – амплитуда переменной напряженности электрического поля, приложенная к пьезоэлектрику, В/м, B – амплитуда переменной индуктивности, возникающая в магнитострикционном материале, Тл, $\mu_0 = 12,56*10^{-7}$ – магнитная постоянная, Гн/м.

Подробно методика расчета МЭ коэффициентов рассматривается в работе [1].

3. Моделирование в пакете Comsol

Программа COMSOL Multiphysics позволяет моделировать физические процессы, в двух- и трех измерениях. Расчет в программе осуществляется методом конечных элементов. В модуле Solid

Mechanics основным условием выступают упругие свойства материала. Задаем пьезоэлектрический и магнитоэлектрический материал.

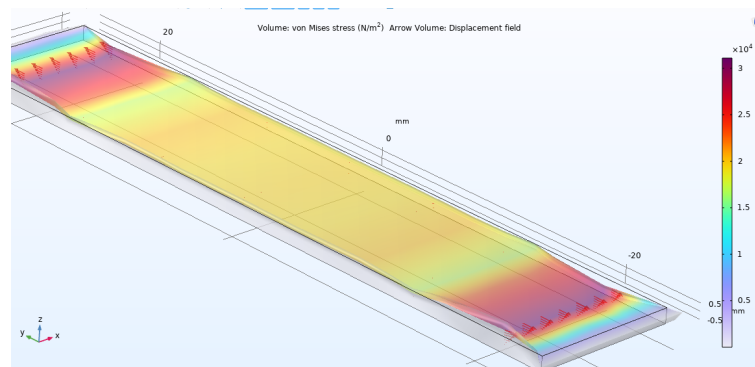


Рис. 1. Изображение полученной деформации в структуре

Кроме изображения деформации, показанной на рис. 1, было получено распределение магнитного и электрического полей в композите, что соответствует методике расчета, представленной в работе в [2].

4. Эксперимент

В работе [3] измеренная диаграмма направленности МЭ антенны соответствует магнитному диполю в ближней зоне.

Для измерения диаграммы направленности низкочастотных антенн, основанных на прямом и обратном МЭ эффекте, были разработаны два симметричных трехслойных композита АМАГ 225/ЦТС-19/АМАГ 225 с размерами $90 \times 10 \times 0,7$ мм³. Три пленки АМАГ 225 толщиной 20 мкм, шириной 10 мм и длиной 90 мм были соединены с верхней и нижней гранями пластинки ЦТС-19 с толщиной 0,5 мм, шириной 10 мм и длиной 30 мм с помощью клея БФ-2. Постоянное магнитное поле для линеаризации МЭ эффекта подавалось на композиты с помощью постоянных цилиндрических магнитов. Величина постоянного магнитного поля была равна 15 Э. При данном значении постоянного магнитного поля наблюдалось максимальное значение амплитуды переменного напряжения на принимающей антенне при передаче сигнала. Без постоянного магнитного поля передача сигнала между антеннами не происходила. Резонансная частота разработанных МЭ композитов составила 28,7 кГц. С уменьшением длины МЭ композитов увеличивается частота электромеханического резонанса.

5. Заключение

Полученные результаты измерения диаграммы направленности приблизительно соответствуют теоретической диаграмме направленности, рассчитанной в работе [3]. Низкое значение напряжения передаваемого сигнала обусловлено низкой добротностью электромеханического резонанса разработанных МЭ композитов, равной $Q = 32$, и низким значением пьезомагнитного коэффициента для АМАГ 22.

Исследование поддержано грантом Российского научного фонда № 22-25-20224, <https://rscf.ru/project/22-25-20224/>.

Список литературы

1. М.И. Бичурин, В.М. Петров, Д.А. Филиппов, Г. Сринивасан Магнитоэлектрический эффект в композиционных материалах; НовГУ им. Ярослава Мудрого. – Великий Новгород, 2005. – 231 с.
2. T. Y. Sun, L. Sun, Z. H. Yong, H. L. W. Chan and Y. Wang Estimation of the magnetoelectric coefficient of a piezoelectric-magnetostrictive composite via finite element analysis, J. Appl. Phys. 114, 027012 (2013).
3. Cunzheng Dong, Yifan He, Menghui Li, Cheng Tu, Zhaoqiang Chu, Xianfeng Liang, Huaihao Chen, Yuyi Wei, Mohsen Zaeimbashi, Xinjun Wang, Hwaider Lin, Yuan Gao, and Nian X. Sun. A Portable Very Low Frequency (VLF) Communication System Based on Acoustically Actuated Magnetoelectric Antennas. IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 19, NO. 3, MARCH 2020.

Угловая зависимость микроволнового магнитоэлектрического эффекта в структуре сегнетоэлектрик — ферромагнетик

¹ Кафаров Р.Г., ¹ Лобекин В. Н., ¹ Соколов О.В., ¹ Бичурин М.И.

¹ Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород
evraudx14@gmail.com

Аннотация: Рассматривается особенность проведения экспериментов с исследованием влияния магнитной анизотропии монокристалла железо-иттриевого граната (ЖИГ) на микроволновый магнитоэлектрический эффект (МЭ). Обсуждается слоистая структура типа сегнетоэлектрик-ферромагнетик с учётом кристаллографии феррита.

1. Введение

Обратный МЭ эффект в области ферромагнитного резонанса (ФМР) заключается в сдвиге резонансной линии под действием электрического поля и называется микроволновым МЭ эффектом. Кубическая анизотропия монокристаллов ЖИГ оказывает влияние на частоту и ширину линии ФМР, а в слоистых структурах с цирконатом-титанатом свинца (ЦТС) на сдвиг резонансной линии [1].

2. Угловая зависимость спектра ФМР и микроволнового МЭ эффекта

Рассмотрим диск ЖИГ с произвольной кристаллографической плоскостью, например, (111) и пластину ЦТС в пучности СВЧ поля $\vec{h}(t)$ вдоль оси OZ и магнитного поля \vec{H} вдоль оси OY (рис. 1). При соблюдении условия $\vec{h}(t) \perp \vec{H}$ возникает ФМР, а в двухслойной структуре возбуждаются связанные магнот-фононные моды. Совершая вращение структуры по оси OZ на угол ϕ , благодаря кристаллической магнитной анизотропии, можно найти ориентации магнитного поля с наибольшим значением МЭ константы A и узкой линией ФМР, что и планируется подробно исследовать в данной работе в рамках теории двухмагнонного рассеяния [2].

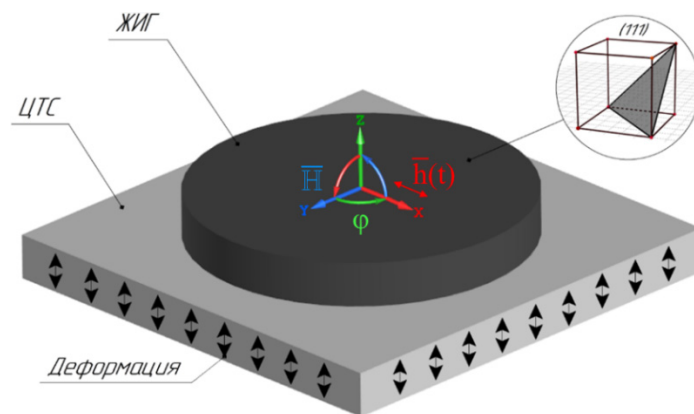


Рис. 1. Вариант слоистой феррит-сегнетоэлектрической структуры

3. Заключение

Рассмотрены факторы, влияющие на важные параметры МЭ резонаторов на основе ЖИГ и ЦТС. Планируется обсуждение эксперимента и проведение расчета, объясняющего механизм возникновения угловой зависимости, что позволит улучшить характеристики СВЧ устройств на основе МЭ эффекта.

Исследование поддержано грантом Российского научного фонда № 22-29-00950, <https://rscf.ru/project/22-29-00950/>.

Список литературы

1. Xue, X., Zhou, Z., Dong, G., Feng, M., Zhang, Y., Zhao, S., ... Liu, M. "Discovery of Enhanced Magnetoelectric Coupling through Electric Field Control of Two-Magnon Scattering within Distorted Nanostructures". ACS Nano, 11(9), 9286–9293 (2017).
2. W. Hou; Z. Zhou; X. Xue; M. Guan; Z. Hu; M. Liu. "Voltage Control of Two-Magnon Scattering in Multiferroic Layers for Tunable Magnetoelectric Devices", IEEE Transactions on Magnetics (Volume: 54, Issue: 11, November 2018).

Частотно-селективные метаструктуры КВЧ диапазона на основе текстолита с металлизированными отверстиями

Кулешов Г. Е., Дорожкин К. В., Бадьин А. В., Биллинский К. В.

Национальный исследовательский Томский государственный университет

г. Томск, 634050, пр. Ленина, 36, Российская Федерация

kge@mail.tsu.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследования электромагнитных отклика от частотно-избирательного метаматериала на основе текстолита с металлизированными отверстиями. Показаны топологические параметры элементарной ячейки исследуемых метаматериалов. В программном комплексе CST Studio проведено комплексное моделирование коэффициентов пропускания, отражения и поглощения. Экспериментальные исследования образцов метаматериалов проводились на спектрометре терагерцового диапазона СТД-21 в диапазоне частот от 34 ГГц до 258 ГГц. Рассматриваемые метаструктуры в исследуемом диапазоне имеют узкие полосы пропускания с кратностью 35 ГГц, которую можно сдвигать за счет изменения параметров элементарной ячейки метаматериала. Использование подобных материалов позволит создавать узкополосные фильтры КВЧ диапазона.

1. Введение

Последние два десятилетия активно идут исследования искусственных гетерогенных сред, резонансно взаимодействующих с распространяющимися в них электромагнитными волнами [1]. Подобные композиционные структуры называют метаматериалами. Они способны обладать рядом уникальных свойств, такими как отрицательные значениями диэлектрической, магнитной проницаемости, а также показателя преломления. Метаматериалы нашли множество потенциальных применений в СВЧ, КВЧ, терагерцовом и оптическом диапазонах [1, 2]. Они используются для создания линз, зеркал, поляризаторов, эффективных поглотителей, детекторов, модуляторов, элементов антенной техники, фильтров и сенсоров [1–4].

В последнее время все большее внимание уделяется частотно-избирательным диэлектрическим метаповерхностям [5]. Они изготавливаются из металлизированного текстолита и представляют собой своего рода пространственный фильтр, состоящий из плоских периодически расположенных массивов рассеяния, которые способны управлять волновым фронтом путем введения резких фазовых изменений в определенных частотных диапазонах.

Таким образом, исследование электромагнитных характеристик метаматериальных резонансных структур в КВЧ диапазоне является важной задачей для развития новых беспроводных технологий связи и коммуникаций.

2. Материалы и измерительная техника

Объектом исследования является образец метаматериала, представляющий собой периодическую структуру из металлизированных отверстий в текстолите FR-4, с двухсторонней контактной площадкой. Его структура приведена ниже (рис. 1). Элементарная ячейка метаматериала имеет квадратную форму со стороной $a=2,54$ мм.

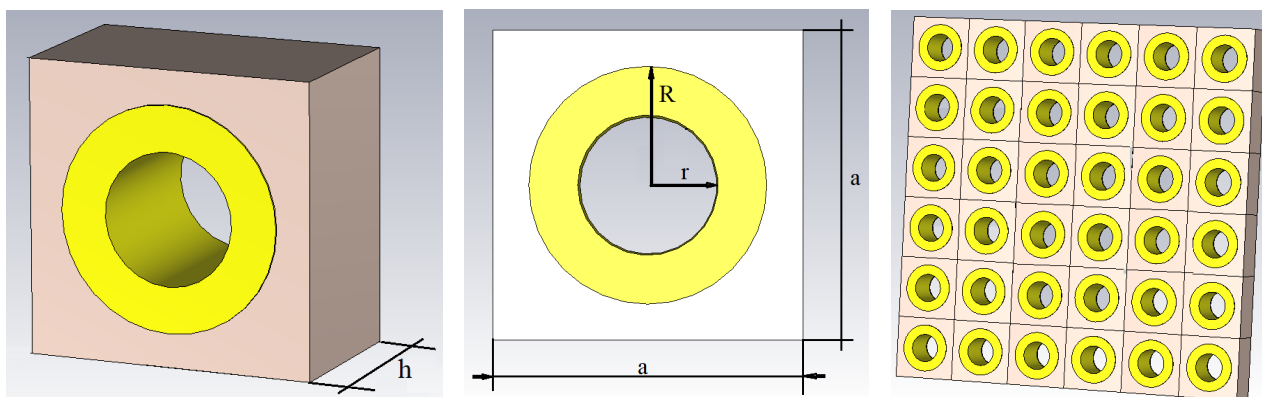


Рис. 1. Структура элементарной ячейки метаматериала и метаповерхность в целом

Она изготавливается из двухстороннего фольгированного текстолита толщиной $h=1,5$ мм марки FR4 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon'=4,5$ отн. ед. и тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta=0,03$. На переднем и заднем слое находятся металлизированные кольца с внешним радиусом $R=0,975$ мм и внутренним радиусом $r=0,575$ мм, которые соединены между собой по внутреннему радиусу сквозным металлизированным отверстием. Толщина металлизации равна 18 мкм.

Моделирование электромагнитного отклика проводилось в специализированном программном пакете для электромагнитного анализа CST Studio Suite.

Измерения коэффициента прохождения проводились в диапазоне от 34 ГГц до 258 ГГц на квазиоптическом спектрометре непрерывного действия СТД-21 на основе пяти ламп обратной волны.

3. Результаты измерений и расчетов

Сравнение измеренных значений коэффициента прохождения с результатами моделирования (рис. 2а) показывает хорошее совпадение на частотах вплоть до 120 ГГц. Это может быть обусловлено снижением ширины пучка электромагнитного излучения, в результате чего он взаимодействует с отдельными элементами метаструктуры, а не метаматериалом в целом. Поэтому результаты моделирования электромагнитного отклика (рис. 2б) можно считать достоверными вплоть до 120 ГГц (сплошные линии), а далее слишком велики расхождения с реальным материалом (пунктирные линии). Рассматриваемые метаструктуры имеют ряд узких полос пропускания с кратностью 35 ГГц, при этом между этими частотами коэффициент прохождения достигает более 80%, а коэффициент поглощения более 50% на частоте 106 ГГц.

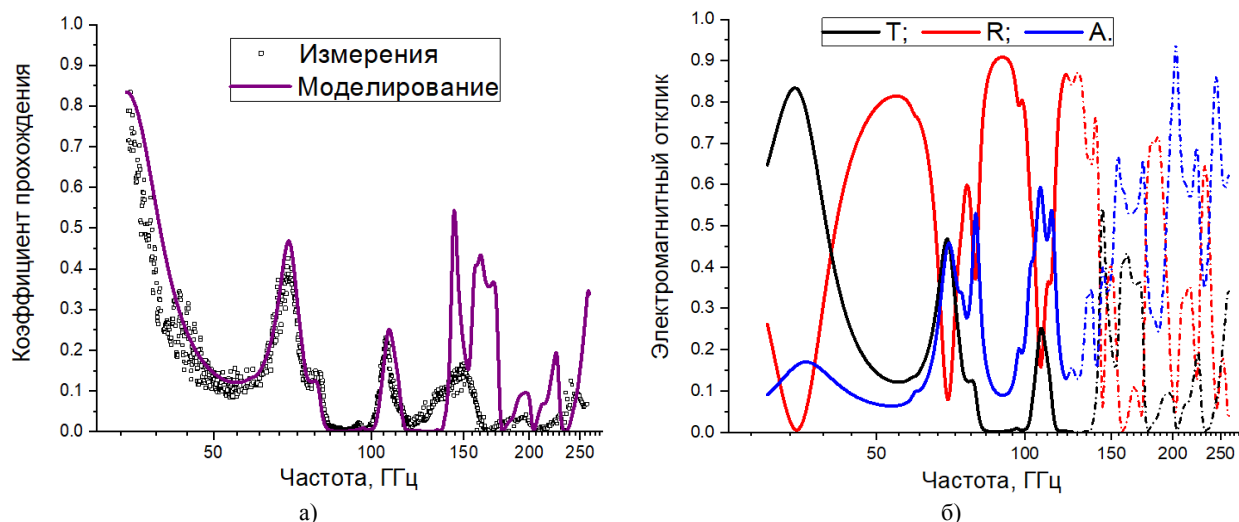


Рис 2. Сравнение измеренных значений коэффициента прохождения с результатами моделирования (а) и рассчитанный электромагнитный отклик (б) для исследуемого метаматериала

4. Заключение

Исследуемые метаструктуры обладают частотной избирательностью в КВЧ диапазоне, параметры которой можно регулировать за счет изменения параметров элементарной ячейки метаматериала. Использование подобных материалов позволит создавать узкополосные фильтры КВЧ диапазона. Научное исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда № 22.29.20248, <https://rscf.ru/project/22.29.20248/> и средств Администрации Томской области.

Список литературы

- Huang Q., Wang G., Zhou M., Zheng J., Tang S., Ji G. Metamaterial electromagnetic wave absorbers and devices: design and 3D microarchitecture // *J. of Mat. Sci. & Tech.* 2022. V. 108. P. 90–101.
- Yu P., Besteiro L.V., Huang Y., et al. Broadband Metamaterial Absorbers // *Adv. Opt. Mat.* 2018. V. 7. No. 1800995. P. 1–32.
- Семченко И.В., Кравченко А.Ю., Самофалов А.Л., Хахомов С.А. Метаматериал на основе планарных спиралей как преобразователь поляризации электромагнитных волн // *Вес. Нац. акад. наук Беларуси. Сер. физ.-мат. наук.* 2022. Т. 58. № 1. С. 110–119.
- Zhang K., Yuan Y., Zhang D., et al. Phase-engineered metalenses to generate converging and non-diffractive vortex beam carrying orbital angular momentum in microwave region // *Opt. Express.* 2018. V. 26(2). P. 1351–1360.
- Bilinskiy K.V., Dorozhkin K.V., Moskalenko V.D., Kuleshov G.E., Badin A.V., Trofimov E.A., Berdyugin A.I. Broadband selection of EHF radiation of metamaterial surface obtained by photolithography // *J. of Phys.: Conf. Series.* 2021. V. 2140. P. 012012-1-012012-6.

Особенности состава и магнитных свойств композитов на основе ультрадисперсных частиц NiFe_2O_4 , полученных в условиях низкотемпературной подводной плазмы¹

¹ Хлюстова А. В., ² Шипко М. Н., ³ Степович М. А., ¹ Агафонов А. В.,
¹ Сироткин Н. А., ⁴ Савченко Е. И.

¹ Институт химии растворов им. Г.А. Крестова РАН,
г. Иваново, 153045, 153045, ул. Академическая, 1, Российская Федерация
avlada5577@gmail.com, ava@isc-ras.ru, adm@isc-ras.ru

² Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина
г. Иваново, 153003, ул. Рабфаковская, 34, Российская Федерация
michael-1946@mail.ru

³ Калужский государственный университет им. К. Э. Циолковского
г. Калуга, 248023, ул. Степана Разина, 26, Российская Федерация
m.stepovich@mail.ru

² Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»
г. Москва, 119049, Ленинский проспект, 4, Российская Федерация
savchenkoelena@ya.ru

Аннотация: Изложены результаты исследований наноразмерных частиц NiFe_2O_4 и $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$, синтезированных в низкотемпературной подводной плазме. Изучено влияние силы разрядного тока и материала катода на структуру и свойства синтезированных оксидов. Полученные результаты указывают на возможность синтеза нанокompозитов с заданным соотношением никелевого феррита, обеспечивающего низкие значения ширины линии ферромагнитного резонанса и $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$, проявляющего высокочастотный резонанс в миллиметровом диапазоне электромагнитного излучения.

Композиционные материалы на основе наноразмерных частиц никелевого феррита и оксидов железа вызывают интерес из-за специфических свойств, обеспечивающих их применение в УВЧ- и СВЧ технике, в устройствах записи и хранения информации [1-4]. Существование в таких материалах наноразмерных частиц NiFe_2O_4 и $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$ обеспечивает способность подавлять электромагнитные помехи и стабилизировать коэффициент электромагнитного пропускания, а также проявление специфических магнитоэлектрических свойств.

В настоящей работе изучена морфология, распределение частиц по размерам, магнитные свойства порошков, содержащих наночастицы никелевого феррита и различных модификаций оксидов железа в композитах, полученных в условиях низкотемпературной подводной плазмы. Синтез наноструктур осуществляли при действии низкотемпературной плазмы электрического разряда в дистиллированной воде [5]. Плазма возникала внутри газового пузыря, образующегося в дистиллированной воде при возбуждении электрического разряда между двумя электродами диаметром 1 мм, изготовленными из никеля и железа и находящимися на расстоянии 1,5 мм друг от друга. Разность потенциалов между электродами варьировали от 0,5 до 1,5 кВ, а силу тока – от 0,25 до 0,8 А. Средняя частота импульсов составляла 4-6 Гц, длительность одного разрядного импульса – около 1,5 мс, время одного эксперимента – 3 минуты.

В результате распыления материалов электродов и кристаллизации оксидов в кислородной атмосфере при атмосферном давлении формировались метастабильные структуры никелевого феррита и оксидов железа и никеля в нанодисперсном состоянии, морфология и состав которых определяются концентрацией кислорода в плазме, а также соотношением металл-кислород. Образовавшиеся под действием плазмы частицы анализировались методом динамического рассеяния света, морфологию поверхности и элементный состав получаемых образцов анализировали при помощи растрового электронного микроскопа Quattro S, оборудованного системой энергодисперсионной рентгеновской спектроскопии, рентгенофазовый анализ проводился с использованием порошкового дифрактометра D2 PHASER. Магнитные свойства частиц: удельную намагниченность насыщения M_s , поле анизотропии H_A , коэрцитивную силу H_C и форму петли магнитного гистерезиса – измеряли при 300 К на вибрационном магнитометре VSM 250 в магнитном поле напряжённостью 20 кЭ.

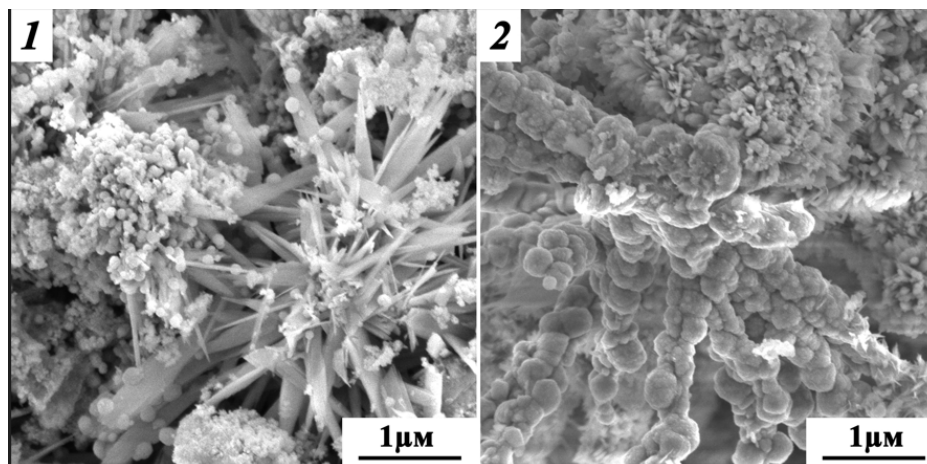
По данным динамического рассеяния света и электронной микроскопии размеры частиц составляли от 20 до 200 нм, что сопоставимо с размерами газовых пузырьков в подводной плазме. Это позволяет представить процесс формирования частиц как процесс зародышеобразования кластеров в плазме газового разряда. По данным рентгенофазового анализа образующиеся агрегаты представляют собой частицы феррита NiFe_2O_4 и оксидов NiO и $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$. Соотношение оксидов зависит от силы разрядного тока и материала катода. При силе тока менее 0,25 А вне зависимости от материала катода формируются преимущественно

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда и Правительства Калужской области № 23-21-10069, <https://rscf.ru/project/23-21-10069/>.

наночастицы NiFe_2O_4 . При силе тока от 0,5 А и более и железном катоде преимущественно формируются частицы $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$. Различие в соотношении содержания NiFe_2O_4 и $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$ сказывается на магнитных свойствах композитов, форме петли гистерезиса и её параметрах. В таблице приведены в качестве примера наиболее информативные параметры петель магнитного гистерезиса.

Номер эксперимента	Материал катода	Сила тока разряда, А	Напряжённость поля анизотропии H_A , А/м	Удельная намагниченность насыщения M_S , $\text{А}\cdot\text{м}^2/\text{кг}$	Остаточная намагниченность M_r , $\text{А}\cdot\text{м}^2/\text{кг}$	Коэффициент прямоугольности M_r/M_S	Коэрцитивная сила H_C , кА/м
1	Fe	0,25	7987	1,21	0,11	0,092	22,0
2	Fe	0,8	2220	9,67	1,23	0,127	8,7
3	Ni	0,25	3405	12,61	0,96	0,076	9,2
4	Ni	0,8	2792	1,84	0,12	0,067	14,5

Из данных таблицы следует, что корреляции между магнитными свойствами и составом порошков практически не наблюдается. Наиболее чётко это проявляется на значениях напряжённости поля анизотропии и коэрцитивной силы. Учитывая тот факт, что магнитные свойства наночастиц определяются не только химическим составом, кристаллической структурой, степенью её дефектности, но и формой частиц, их морфологией, определяющих межчастичные взаимодействия, проведён анализ формы частиц. По данным электронной микроскопии частицы композита феррита $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$ имеют игольчатую форму (рис. 1), а частицы феррита NiFe_2O_4 – сферическую форму (рис. 2).



Полученные результаты указывают на возможность синтеза нанокompозитов с заданным соотношением никелевого феррита, обеспечивающего низкие значения ширины линии ферромагнитного резонанса и $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$, проявляющего высокочастотный резонанс в миллиметровом диапазоне электромагнитного излучения.

Список литературы

1. Wang C., Chen Yu., Wang X. et al. Synthesis of novel NiZn-ferrite/Polyaniline nanocomposites and their microwave absorption properties // *Material Science in Semiconductor Processing*. 2013. Vol. 16. No. 1. P. 77-82. DOI: 10.1016/j.mssp.2012.06.015
2. Gich M., Roig A., Frontera C. et al. Large coersitivity and low temperature magnetic reorientation in $\varepsilon\text{-Fe}_2\text{O}_3$ nanoparticles // *J. Appl. Phys.* 2005. Vol. 98. No. 4. Art. No. 044307. DOI: 10.1063/1.1997297
3. Дмитриев А.И. Наночастицы экзотического эпсилон-оксида железа (III) как рабочая среда наноманитных логических устройств // *Научно-технический вестник информационных технологий механики и оптики*. 2017. Т. 17. № 5. С. 805-811. DOI: 10.17586/2226-1494-2017-17-5-805-811
4. Duque J.G.S., Souza E.A., Meneses C. et al. Magnetic properties of NiFe_2O_4 nanoparticles produced by a new chemical method // *Physica B Condensed Matter*. 2007. Vol. 398. No. 2. P. 287-290. DOI: 10.1016/j.physb.2007.04.030
5. Хлюстова А.В., Сироткин Н.А., Агафонов А.В., Степович М.А., Шипко М.Н. О динамике развития и результатах действия электрического разряда в водной среде // *Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования*. 2023. № 2. С. 57-62. DOI: 10.31857/S1028096023020036, EDN: DSGHON

Моделирование магнитноструктурированных эластомерных композитов в среде COMSOL Multiphysics: постановка задачи ¹

¹ Фионов А. С., ¹ Петрова Н. Г., ² Хачатуров А. А., ¹ Колесов В. В., ² Потапов Е. Э.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая, д. 11, корп. 7, Российская Федерация
fionov@cplire.ru

² МИРЭА-Российский технологический университет
г. Москва, 119435, ул. Малая Пироговская, д. 1, стр. 5, Российская Федерация

Аннотация: Представлена модель новых структурированных магнитоактивных композитных материалов на основе эластомерных матриц различной жесткости и магнитных наполнителей: магнитотвердых и магнитомягких. Математическое моделирование с применением программного обеспечения COMSOL Multiphysics позволит эффективно использовать такие материалы в задачах электромагнитной совместимости.

1. Введение

Широкое использование компьютерной техники для решения физико-химических и инженерных задач привело к развитию множества специализированных программ для ЭВМ, способных эффективно решать сложные задачи. В первую очередь, такие программы незаменимы при исследовании каких-либо систем, когда требуется изучить поведение системы при различных наборах управляющих параметров, чтобы выбрать устойчивые или оптимальные режимы работы системы. Область физики и химии материалов как нельзя лучше подходит для развития компьютерных методов исследования, позволяя сочетать развитие теоретических моделей с их надежной проверкой на эксперименте [1]. Система COMSOL Multiphysics представляет собой новый этап в развитии многофункциональных САПР последнего поколения. Это мощная программа для моделирования и решения разнообразных научных и инженерных задач, позволяющая моделировать не только электромагнитные процессы в исследуемых и разрабатываемых объектах, но также осуществлять моделирование связанных с ними процессов другой физической природы, например, тепловых процессов, деформации, воздействие электронных пучков и т.д. [2,3]. Начиная с версии 5.4 в программном обеспечении COMSOL Multiphysics присутствует модуль Composite Materials и уже заложены возможности использования накопленных в мире научных и инженерных знаний в области исследования современных композитных материалов [4].

2. Объект и задачи исследования

Интерес авторов к САПР COMSOL Multiphysics обусловлен выполнением цикла работ, направленных на разработку, изготовление и исследование свойств новых структурированных магнитоактивных композитных материалов с заранее заданными свойствами, которые могут меняться под воздействием внешнего магнитного поля и которые могут эффективно использоваться при решении проблем электромагнитной совместимости радиоэлектронных устройств и систем [5,6]. В рамках этих работ разработана технология получения структурированных композитов на основе эластомеров с магнитными наполнителями в присутствии магнитного поля. Номенклатура изготовленных по разработанной технологии образцов включает в себя композиционные материалы на основе эластомерных матриц различной жесткости (хлоропреновый каучук серного регулирования – ПХП, бутадиенстирольный каучук - БСК и полидиметилсилоксан холодного отверждения – СКТН-А) и магнитных наполнителей: магнитотвердых (SmCo, NdFeB) и магнитомягких (природный магнетит Fe₃O₄, ZnNiCo-феррит) в диапазоне концентраций 30...300 массовых частей на 100 массовых частей эластомерной матрицы. При этом получены как структурированные, так и неструктурированные образцы с целью сравнения их морфологических, электрофизических и магнитных свойств.

На рисунке 1 представлена двумерная (в разрезе) схема внутренней структуры исследуемых эластомерных композитов при одной условной концентрации магнитного наполнителя: 1...3 – композиты на основе магнитомягких, а 4...6 – магнитотвердых наполнителей; 1, 4 – неструктурированные композиты со статистически случайным распределением наполнителя по объему; 2, 5 и 3, 6 – композиты, структурированные магнитным полем поперек плоскости и вдоль плоскости пластины материала соответственно. На схеме представлен простейший случай монодисперс-

¹ Работа выполнена при поддержке РФФ, грант № 22-29-20176.

ного распределения частиц по размерам, при котором частицы обладают одинаковым по величине магнитным моментом.

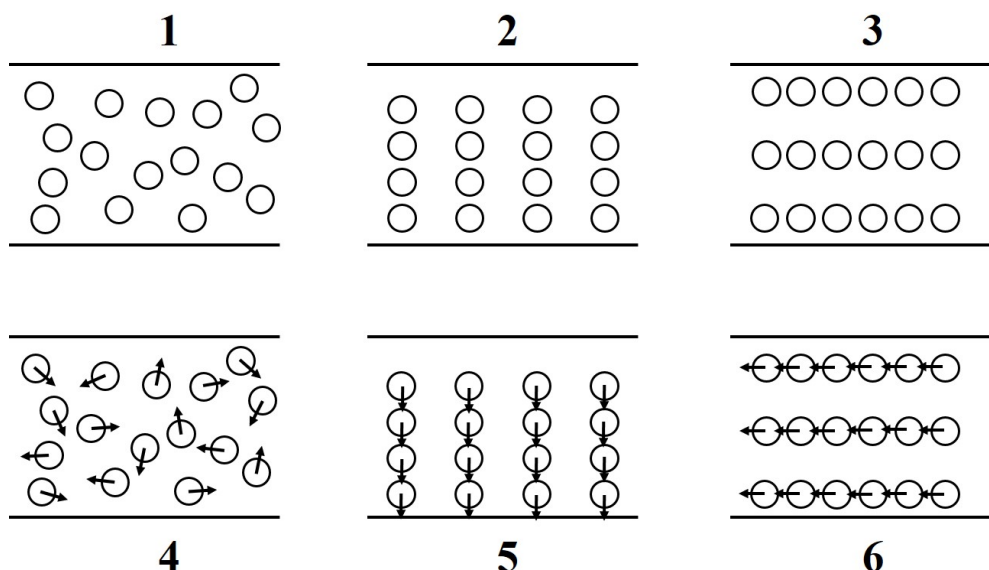


Рис. 1. Схема внутренней структуры эластомерных композитов с магнитными наполнителями.

В контексте электромагнитной совместимости возможна постановка двух типов задач математического моделирования магнитноструктурированных эластомерных материалов:

- расчет эффективных электрофизических параметров (диэлектрической и магнитной проницаемостей, диэлектрических и магнитных потерь, электропроводности) на различных частотах в зависимости от состава, структуры и различного типа внешних воздействий (электрическим или магнитным полем, механическим сжатием или растяжением, изменением температуры материала);
- расчет S-параметров двух- и четырехполюсников, содержащих исследуемый материал, при различных длинах и типах волн и, так же, как и в первом случае, в зависимости от состава, структуры и различного типа внешних воздействий.

Платформа COMSOL Multiphysics обеспечивает решение указанных задач с помощью дополнительных модулей [7]:

- модуль «AC/DC», являющийся расширением платформы COMSOL Multiphysics, предоставляет множество функциональных возможностей для расчёта электрических и магнитных полей, электромагнитных помех и электромагнитной совместимости (EMI/EMC) путем решения системы уравнений Максвелла с помощью современных численных методов;
- модуль «Радиочастоты» позволяет инженерам и учёным исследовать процессы распространения и рассеяния электромагнитных волн и резонансные эффекты в высокочастотных приложениях. Использование данного продукта позволит проводить анализ и прогнозировать поведение систем радиочастотного, микроволнового и миллиметрового диапазона.

3. Заключение

Таким образом, математическое моделирование с применением программного обеспечения COMSOL Multiphysics с модулями расширения «AC/DC», «Радиочастоты», а также «Композитные материалы» позволит эффективно использовать новые структурированные магнитоактивные композитные материалы в задачах электромагнитной совместимости.

Список литературы

1. Анкудинов В. Е., Афлятунова Д. Д., Кривилев М. Д., Гордеев Г. А. Компьютерное моделирование процессов переноса и деформаций в сплошных средах. Ижевск: Изд-во «Удмуртский университет». 2014. 108 с.
2. Курушин А.А. Решение мультифизических СВЧ задач с помощью САПР COMSOL. Москва: «One-Book». 2016. 376 с.
3. Егоров В. И. Применение ЭВМ для решения задач теплопроводности. Санкт-Петербург: СПб ГУ ИТМО. 2006. 77 с.
4. Soami P. Introducing the composite materials module. Web-source: comsol.com. Access data: December 6, 2018.
5. Khachaturov A. A., Fionov A. S., Kolesov V. V., Potapov E. E., Ilyin E.M. Functional elastomeric materials based on butadiene-styrene rubber and magnetite // RENSIT. 2019. V. 11. No. 2. P. 189-198.
6. Khachaturov A. A., Fionov A. S., Kolesov V. V., Potapov E. E., Safonov S. S., Tlegenov R. Magnetically structured composite materials based on elastomeric matrices with different viscoelastic properties // RENSIT. 2022. V. 14. No. 4. P. 415- 426.
7. Программное обеспечение COMSOL Multiphysics. Web-source: comsol.ru.

Восстановление объектных изображений композиционных материалов при помощи ТГц голографии¹

Бердюгин А. И., Бадьин А. В., Дорожкин К.В., Перевалов А. В.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, просп. Ленина, 36, Российская Федерация
a.berdyugin@mail.tsu.ru

Аннотация: Описан процесс обработки голографических изображений, полученных при помощи численного моделирования непрерывной волновой голографии с целью восстановления изображения объекта. Объектом исследования выступает пара колец, изготовленных из акрилонитрилбутадиенстирола, модифицированного углеродным волокном. Электродинамическое моделирование проводилось в программном пакете CST Microwave Studio на частоте 219,8 ГГц.

1. Введение

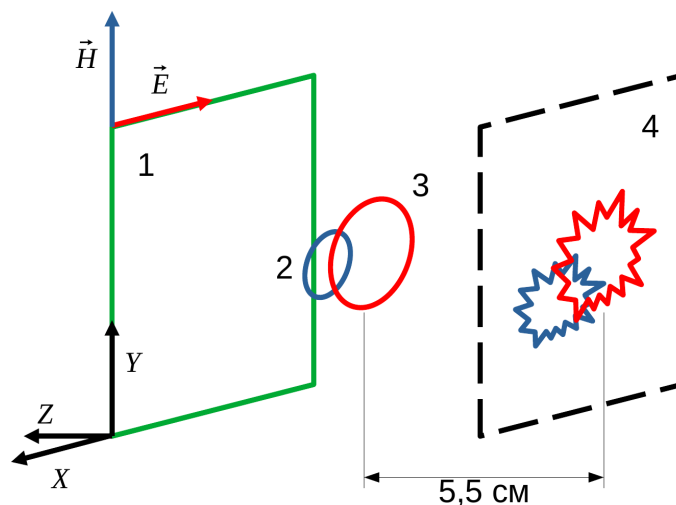
В настоящее время активно развиваются методы дефектоскопии с применением электромагнитного излучения терагерцового диапазона. Так в [1] приводится описание сканирующей установки для радиоволновой дефектоскопии в терагерцовом (ТГц) диапазоне частот. Данный тип электромагнитных волн активно применяется для исследований электрофизических характеристик материалов [2]. Также ТГц диапазон считается перспективным для систем 2D и 3D имиджинга [3], при этом ТГц излучение обладает высокой проникающей способностью через тонкие диэлектрические материалы [4]. Наибольший интерес представляют методы фаза-контрастной визуализации [5], они предоставляют возможность восстановить распределение поля в плоскости изучаемого объекта. Целью данной работы является получение объектных изображений непрерывной волновой ТГц голографии.

2. Материалы и методы

В данной работе восстановление голограммы производилось с помощью численного решения дифракционного уравнения Кирхгофа в приближении Френеля методом Angular Spectrum Method (ASM). Суть ASM [6] заключается в вычислении свёртки (1) двумерного распределения напряжённости поля в плоскости голограммы U с импульсным откликом оптической системы g .

$$U(x', y', 0) = F^{-1} [F(U(x, y, l))F(g(x, y, x', y', l))] \quad (1)$$

где $U(x', y', 0)$ – распределение напряжённости поля в плоскости объекта, x' – координата оси X в плоскости объекта, y' – координата оси Y в плоскости объекта, x – координата оси X в плоскости голограммы, y – координата оси Y в плоскости голограммы, F^{-1} – обратное преобразование Фурье, F – прямое преобразование Фурье, $U(x, y, l)$ – распределение напряжённости поля в плоскости смещённой на расстояние l от объекта, $g(x, y, l)$ – импульсный отклик оптической системы.



1) Волновой фронт опорной волны; 2) первое кольцо ($r=7,5$ мм); 3) второе кольцо ($r=11,9$ мм); 4) плоскость голограммы

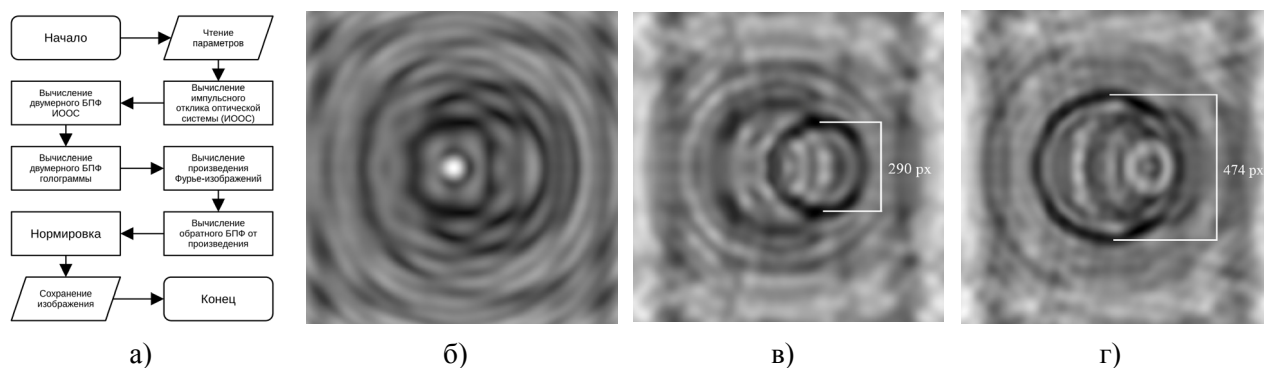
Рис. 1. Схема записи голограммы

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 23-29-00895.

Голографическое изображение восстанавливаемых объектов получено в программном пакете CST Microwave Studio путём расчёта объёмного распределения вектора напряжённости электрического поля методом конечных разностей во временной области [7]. В данной программе составлена модель двух тонких колец из акрилбутадиенстирола, модифицированного углеродным волокном. Нормально к поверхностям образцов направлена плоская электромагнитная волна частотой 219,8 ГГц. Голографическое изображение фиксировалась в виде двумерного распределения модуля вектора напряжённости электрического поля на расстоянии 5,5 см от поверхности второго кольца (Рис. 1).

3. Результаты

На языке Matlab была написана реализация ASM, алгоритм которой приведён на рисунке 2а. С помощью него восстановлены объектные изображения композиционных колец на рисунках 2б, 2г.



а) Алгоритм программы (БПФ – быстрое преобразование Фурье); б) Голограмма, полученная при помощи электродинамического моделирования; в) Восстановленное изображение первого кольца (удаление 55 мм до плоскости голограммы); г) Восстановленное изображение второго кольца (удаление 65 мм до плоскости голограммы);

Рис. 2. Алгоритм реализации метода ASM на языке Matlab, голограмма, и восстановленные изображения.

На рисунках 2в и 2г указан диаметр изображений восстановленных колец в пикселях (474 px и 290 px). По известному шагу дискретизации изображения в плоскости голограммы (0,05 мм) эти значения переведены в мм: диаметр изображения большего кольца – 23,7 мм (на 1 % меньше действительного диаметра кольца), диаметр изображения меньшего кольца – 14,5 мм (на 4 % меньше действительного диаметра кольца).

3. Заключение

Таким образом, получены объектные изображения двух тонких колец, находящихся на удалении 1 см друг от друга. Оценены их геометрические размеры в плоскости голограммы с ошибкой 4 %. Результаты работы показали перспективность метода ASM при восстановлении изображений терагерцовых голограмм в процессе исследования внутренней структуры композиционных материалов, в том числе изготовленных по аддитивной технологии.

Список литературы

1. Владимиров В. М., Реушев М. Ю., Никитин С. Л., Давлетшин Н. Н. Сканер для безконтактной дефектоскопии материалов в ТГц диапазоне // Международный научно-исследовательский журнал. 2019. № 9-1(87). С. 56-61.
2. Бадьин А. В., Выговский В. Ю., Бердюгин А. И., Дорожкин К. В. Исследование температурных зависимостей электромагнитных характеристик материалов в терагерцовом диапазоне частот // Известия вузов. Физика. 2017. Т. 60, № 12-2. С. 62-64.
3. Siegel P.H. Terahertz Technology // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. Vol 50. 2002. No 3. P. 917.
4. Markl D., et al Characterization of the pore structure of functionalized calcium carbonate tablets by terahertz time-domain spectroscopy and X-ray computed microtomography // Journal of pharmaceutical sciences. 2017. Vol. 106, no. 6, pp. 1586–1595.
5. Huang H., Wang D., Li W., Rong L., Taylor Z. D., Deng Q., Li B., Wang Y., Wu W., Panzai S. Continuous-wave terahertz multi-plane in-line digital holography // Optics and Lasers in Engineering, 2017. Vol. 94. pp. 76-81.
6. Schnars U., Falldorf C., Watson J., Jüptner W. Digital holography and wavefront sensing. Principles, Techniques and Applications. Springer, 2015. 233 p.
7. Yee K. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1966. Vol.14, No. 3. pp. 302-307.

Сравнение рассеивающих свойств простых и сложных метаповерхностей¹

¹Губайдуллин Р.Г., ¹Григорьев В.В., ¹Мазинов А.С., ¹Полетаев Д.А.

¹Физико-технический институт, Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
г. Симферополь, проспект Вернадского 4, Российская Федерация
viprustam2@mail.ru

Аннотация: Представлено сравнение рассеивающих свойств простейших отражающих резонаторов, выполненных в виде полосковых линий и треугольной спирали. Построена прямоугольная диаграмма рассеивания для сравнения рассеивания на разных углах. При этом по мере усложнения геометрии элементарного резонатора диаграмма рассеивания, а также относительный коэффициент отражения показывают улучшение безотражательных свойств структур.

1. Введение

Современные реалии требуют от нас создание новых материалов с изменяющимися свойствами, при этом получение таких материалов благоприятно влияет на проектирование современных радиоэлектронных и оптических устройств на других физических принципах [6-8]. Есть возможность создавать такие среды, которые могут обладать отрицательными значениями магнитной (μ) и диэлектрической (ϵ) проницаемости [5], что позволяет углу преломления стать отрицательным к нормали падающего радиоизлучения [9]. В тоже время, свойства среды обусловлены не столько природными свойствами, сколько микроструктурой (геометрией) [1,4]. Среда, создаваемые людьми, носят название «метаматериалы» [10]. Основной задачей представленной работы было предопределить рассмотрение частотных особенностей преобразования электромагнитных волн на экспериментальных метаструктурах в зависимости от их геометрии [11].

2. Теория

Построение математической модели дифракции падающей волны на метаструктуре основывалось на системе уравнений Максвелла, в которой электрическая компонент поля определялась как гармоническая функция по времени, что в свою очередь приводит к уравнению монохроматической волны [2-3]. В общем виде для немагнитных сред, уравнение будет иметь вид:

$$\Delta E_{\alpha} = -\omega^2 / c^2 \hat{\epsilon}_{\alpha\beta} E_{\beta}, \quad (1)$$

где Δ – векторный оператор Лапласа, E_{α}, E_{β} – компоненты вектора напряженности электрического поля, ω – циклическая частота падающей волны,

$\hat{\epsilon}_{\alpha\beta} = (i\sigma_{\alpha\beta} / \omega\epsilon_0 + \epsilon_{\alpha\beta})$ – тензор комплексной диэлектрической проницаемости среды, c – электромагнитная постоянная (скорость света).

Компонентная запись уравнения (1) приводит к системе линейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \Delta E_1 = -\omega^2 / c^2 (\hat{\epsilon}_{11} E_1 + \hat{\epsilon}_{12} E_2 + \hat{\epsilon}_{13} E_3), \\ \Delta E_2 = -\omega^2 / c^2 (\hat{\epsilon}_{21} E_1 + \hat{\epsilon}_{22} E_2 + \hat{\epsilon}_{23} E_3), \\ \Delta E_3 = -\omega^2 / c^2 (\hat{\epsilon}_{31} E_1 + \hat{\epsilon}_{32} E_2 + \hat{\epsilon}_{33} E_3). \end{cases} \quad (2)$$

Задача решалась в сферически ограниченной области $E(r, \varphi, \theta)$, такой, что первая и третья подобласть обладает $\hat{\epsilon}_{\alpha\beta} = \epsilon_{\alpha\beta} = \epsilon \approx 1$ и $\sigma_{\alpha\beta} \rightarrow 0$.

При этом задавалось, что падающее излучение обладает линейной поляризацией, то есть $\vec{E} = (E_1, 0, 0)$. Следовательно, в сферической системе координат с использованием метода разделения переменных Фурье $E(r, \varphi, \theta) = R(r) \cdot F(\varphi) \cdot T(\theta)$, система (3) принимала вид:

$$\begin{cases} \partial_r (r^2 \partial_r R) + [\omega^2 / c^2 r^2 - m^2] R = 0 & \text{для подобласти "Г";} \\ \partial_{\theta} (\sin \theta \partial_{\theta} T) + \sin \theta [m^2 - n^2 / \sin^2 \theta] T = 0 \\ \partial_{\varphi} (\partial_{\varphi} F) + n^2 F = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 22-22-20126.

$$\begin{cases} \partial_r(r^2 \partial_r R) + [\omega^2 / c^2 \varepsilon_{11} r^2 - m^2] R = 0 & \text{для подобласти "II";} \\ \partial_\theta(\sin \theta \partial_\theta T) + \sin \theta [m^2 - n^2 / \sin^2 \theta] T = 0 \\ \partial_\varphi(\partial_\varphi F) + n^2 F = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} \partial_r(r^2 \partial_r R) + [\omega^2 / c^2 r^2 - m^2] R = 0. & \text{для подобласти "III";} \\ \partial_\theta(\sin \theta \partial_\theta T) + \sin \theta [m^2 - n^2 / \sin^2 \theta] T = 0. \\ \partial_\varphi(\partial_\varphi F) + n^2 F = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Для численного решения систем (3.1), (3.2) и (3.3) использовался программный пакет Ansoft HFSS, в котором уравнения решались методом конечных элементов, что в свою очередь позволило обеспечить высокую точность вычислений.

На рис. 1 показано сравнение метаструктуры на основе полосков и треугольных спиралей.

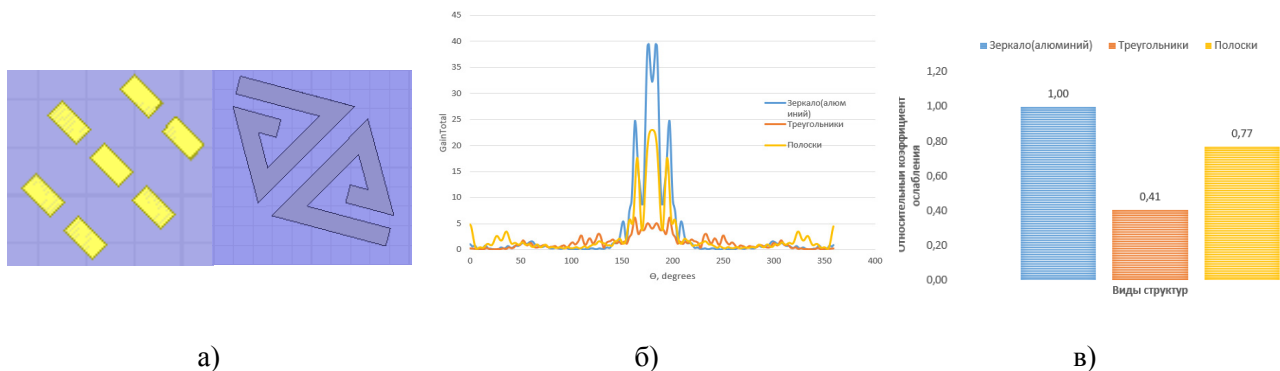


Рис. 1. Сравнение метаструктур из полосков и треугольных спиралей:
а) внешний вид; б) прямоугольная диаграмма рассеивания; в) относительный коэффициент отражения

Результаты, представленные на рис. 1, показывают влияние геометрии на диаграммы рассеивания и коэффициент отражения. Следовательно, усложнение геометрии обеспечивает большую рассеивающую способность метаструктур.

3. Заключение

Приведены и сравниваются результаты моделирования структур с различной симметрией. Лучше всего себя показала структура, состоящая из спиральных треугольников, в связи с более сложной геометрией, а также в связи с тем, что количество элементов, параллельных компоненте поля, наименьшее, в сравнении с полосками. Тем самым, усложняя геометрию метаструктур, мы можем добиться еще большей рассеивающей способности.

Список литературы

1. Семенихин А. И., Семенихина Д. В., Юханов Ю. В., Благовисный П. В. Блочный принцип построения и оценки снижения ЭПР Непоглощающих широкополосных 2-битных анизотропных цифровых метапокрытий // Журнал Радиоэлектроники, ISSN 1684-1719, №12, 2020-р.1-14
2. Ландау Л.Д. Теория поля / Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 512 с. – (Теоретическая физика; Т.2).
3. Гольдштейн, Л.Д. Электромагнитные поля и волны / Л.Д. Гольдштейн, Н.В. Зернов. – М.: Советское радио, 1972.
4. Мазин 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 // Радиотехника и связь DOI 10.36622/VSTU.2022.18.4.012
5. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ε и μ . – Успехи физических наук, 1967, т.92, №7, с. 517–526.
6. А.С. Авдошин, М.Ю. Власов, Ю.Г. Пастернак Применение метаматериалов в антенной технике // Вестник Воронежского государственного технического университета - 2013.
7. В. Слюсар Метаматериалы в антенной технике: история и основные принципы // Электроника НТБ 2009. №7 с. 70-79.
8. И. Б. Вендик, О.Г. Вендик Метаматериалы и их применение в технике сверхвысоких частот // Журнал технической физики. 2013. Т. 83. Вып. 1. С. 3-28.
9. R.A. Shelby, D.R. Smith, S. Schultz. Experimental Verification of a Negative Index of Refraction. – Science, 6 April 2001, vol. 292, No. 5514, p. 77–79.
10. Walser R.M. Электромагнитные Метаматериалы // Proc. SPIE. – 2001. – Vol. 4467. – P. 1-15.
11. Васильченко В.М., Губайдуллин Р.Г., Старостенко В.В., Полетаев Д.А., Исследование безотражательных свойств искусственных периодических структур на критических частотах в диапазоне 16-25 ГГц // Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ, 2023, т.4, с. 56-63.

Электротепловые процессы в структурах с нанометровыми проводящими пленками при воздействии СВЧ-полей¹

Григорьев Е.В., Мазин А.С., Арсеничев С.П., Старосек А.В., Фитаев И.Ш.,
Таран Е.П., Старостенко В.В.

ФГАОУ ВО «КФУ им. В.И. Вернадского»

г. Симферополь, пр. Вернадского, 4, 295007, Российская Федерация
taran_evgeniy@mail.ru

Аннотация: В работе рассмотрены результаты экспериментальных исследований нагрева металлодиэлектрических структур (МДС) с проводящими нанометровыми пленками на жестких и гибких (полимерных) подложках при воздействии непрерывных сверхвысокочастотных (СВЧ) полей в волноводе.

1. Введение

Проводящие пленки широко используются в микроэлектронике, в СВЧ модулях, датчиках и других областях науки, техники и производства. Тенденции развития аппаратуры для этих областей приводят к уменьшению толщины пленок, что, в свою очередь требует исследования их свойств, включая пленки наноразмерной толщины. Наноразмерные проводящие пленки обладают интересными свойствами, в частности, большим поглощением энергии СВЧ при толщинах пленок до 10 нм. Электродинамические свойства таких пленок хорошо изучены в то время, как электротепловые свойства требуют отдельных исследований.

Целью работы являются экспериментальные исследования динамики тепловых процессов в нанометровых проводящих пленках и прилегающих к ним структурах при воздействии электромагнитных полей СВЧ-диапазона в волноводе.

2. Методика проведения экспериментальных исследований

В качестве основы для проводящих пленок использовались подложки из стекла и ситалла размером $18 \times 18 \times 0,15$ мм, а также подложки из полимерных материалов - лавсана и фторопласта, шероховатость подложек не превышала 10 нм [1]. В волноводе сечением 34×72 мм структуры с пленками располагались посередине волновода перпендикулярно оси волновода или грани с пленкой, параллельной узкой стенке волновода, в обоих ориентациях коэффициент стоячей волны и ослабление был одинаков. В узкой стенке волновода были технологические отверстия для измерения температуры пленки пирометром.

Экспериментальная установка включала: генератор СВЧ, волноводный тракт с измерительной секцией и калориметрический измеритель мощности. В качестве генератора использовался магнетрон М105-1, время работы задавалась таймером, мощность которого менялась дискретно (15, 30... 700 Вт), а внутри диапазонов по мощности - с помощью аттенюатора.

3. Результаты и экспериментальных исследований

Дифракционные и электрофизические процессы в структурах с пленками с табличной проводимостью более 10^7 См/м (Au, Cu, Ag, Al) количественно близки для таких материалов. В то же время для пленок с проводимостью порядка 10^6 См/м (NiCr, Ti, Ni и др.) имеются существенные отличия по характеру поглощения в сравнении с предыдущей группой материалов, отличается также динамика тепловых процессов, в первую очередь по разогреву в зависимости от времени и толщины проводящей пленки.

Ниже приводятся результаты динамики электротепловых процессов для структур с пленками из алюминия. На рис.1 приведены зависимости температуры структур в зависимости от толщины пленок d при различной мощности генератора с воздействием в течение 1 с.

Структуры с пленками толщиной менее 3 нм подобны диэлектрическим объектам и практически не рассеивают энергии ЭМП. При толщинах пленок более 7 нм пленка подобна зеркалу, достаточно большая часть падающей волны отражается и устанавливается тепловое равновесие (рис.1). Наибольшее преобразование энергии ЭМП реализуется при максимальном коэффициенте поглощения пленки толщиной в 5 нм (рис.1).

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 22-22-20126.

При увеличении мощности генератора наступает пробой (прожог) пленки и прилегающих областей, температура пленки близка к температуре плавления материала пленки. Пробой структуры определяется мощностью генератора, толщиной пленки и временем воздействия (рис.2). При мощности генератора в 400 Вт пленка из алюминия толщиной в 5 нм и подложка сгорают за время менее 1с. Из рис.2 следует, что структуры с пленками толщиной менее 2 нм практически не рассеивают энергию ЭМП, при толщине пленки в 3 нм она нагревается до температуры в 2000С и прогорает через 10 с.

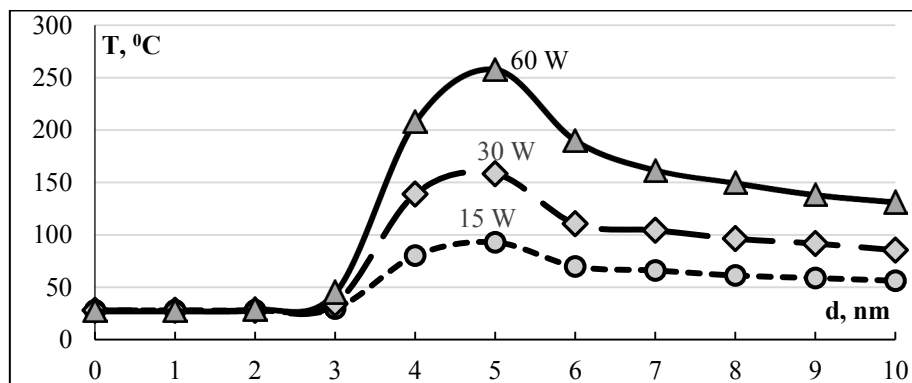


Рис.1. Температура пленок в зависимости от толщины d при воздействии $t=1$ с генератором мощностью в 15, 30 и 60 Вт

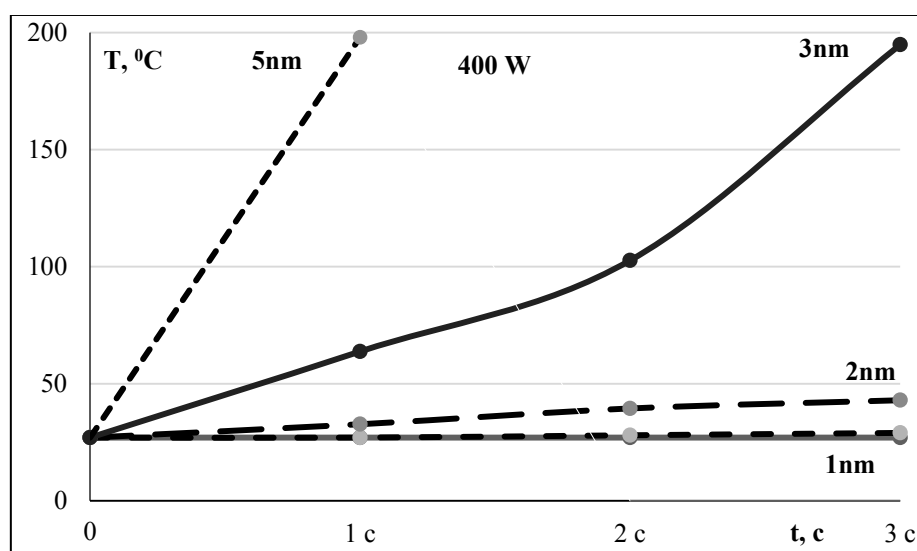


Рис.2. Тепловые зависимости при воздействии на структуры с пленками толщиной 1, 2, 3 и 5 нм ЭМП мощностью в 400 Вт

4. Заключение

Электротепловые процессы соответствуют физическим представлениям в структурах с нанометровыми проводящими пленками с учетом особенностей, присущих таким рода пленок. С позиций перколяционного подхода установлены границы диэлектрик-проводник по толщине пленки и рассмотрена динамика разогрева структуры от времени, мощности генератора и толщины пленок.

Список литературы

1. Старостенко В.В., Мазинов А.С., Фитаев И.Ш., Таран Е.П., Орленсон В.Б. Динамика формирования поверхности проводящих пленок алюминия на аморфных подложках // Прикладная физика. 2019. № 4. С. 60-65.

Прозрачные проводящие структуры для OLED микродисплеев

^{1,2}Чаусов Д.Н., ^{1,2}Курилов А.Д., ^{1,2}Паращук Н.С., ²Бонюшкин Ю.Е.,

³Чаусова О.В., ¹Нуриев А.В., ¹Стахарный С.А.

¹Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН

г. Москва, ул. Вавилова 38, 119991, Российская Федерация

²Государственный университет просвещения

г. Москва, ул. Радио, д. 10а, 105005, Российская Федерация

³Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза, летчика-космонавта А. А. Леонова

г. Королев, ул. ул. Гагарина, д. 42, 141074 Российская Федерация

d.chausov@yandex.ru

Аннотация: Проведены исследования синтеза прозрачных многослойных токопроводящих пленок Оксид/Металл/Оксид методом магнетронного, электронно-лучевого и термического распыления. В частности, оксидные слои были нанесены с электропроводящей оксидной мишени. Определены условия применения слоев Оксид/Металл/Оксид в качестве анода и катода для OLED микродисплеев. Проведен анализ вольт-амперных и вольт-контрастных характеристик OLED микродисплеев в зависимости от структуры катода.

1. Введение

Синтез Оксид/Металл/Оксид (ОМО) на органические структуры является важным аспектом в разработке OLED микродисплеев и создании электронной компонентной базы в этом направлении [1, 2]. Это связано с тем, что ОМО представляет собой уникальную структуру, в которой тонкие слои металла используются для увеличения прозрачности и электропроводности слоя оксида [3, 4]. Кроме того, этот метод надежен и экономичен, что позволяет ему использоваться в гибкой органической электронике. Переход к гибким электронным устройствам формирует необходимость использования полимерных материалов в качестве подложки. Технологические процессы, используемые для нанесения тонкопленочных покрытий на OLED микродисплеи, ограничены высокой термической чувствительностью органических материалов. Таким образом, вопрос синтеза трехслойной пленки ОМО на органические структуры является весьма актуальным в современных исследованиях.

2. Эксперимент

В качестве одного из самых распространённых токопроводящих материалов является ИТО. Важным параметром при напылении ИТО на холодную подложку является содержание кислорода в вакуумной камере. Благодаря оптимальному количеству кислорода в камере во время напыления можно добиться максимального соотношения между прозрачностью пленки и её проводимости даже без последующего отжига, необходимого для насыщения полупроводникового материала кислородом. В тоже время активные свойства кислорода существенно влияют на деградацию органических слоев OLED структур. Важно отметить, что такие структуры могут быть получены при комнатной температуре и без последующего отжига, что особенно важно для органической электроники и массового производства методами roll-to-roll. Кроме того, ОМО электроды обладают существенно более высокими механическими свойствами, позволяющими использовать такие структуры в гибкой электронике и реализовывать в полной мере переход от стеклянных подложек к полимерным даже при использовании ИТО в качестве оксидных слоев. Это объясняется наличием слоя из пластичного металла, который обеспечивает высокую электропроводность тонкой пленки даже при образовании трещин в оксидном слое.

Исследование зависимости электропроводящих и оптических свойств тонких пленок ОМО (рис. 1).

Выбор прозрачного токопроводящего материала связан не только с высокими значениями проводимости и прозрачности, но и с дополнительными критериями, зависящими от специфики оптоэлектронного устройства, в котором он будет использоваться. Как правило для повышения прозрачности синтезированных пленок применяют метод высокотемпературного отжига. Данная технология не применима для OLED устройств, что снижает характеристики самих пленок. Адгезия, морфология поверхности и работа выхода очень важны при использовании прозрачных электродов в OLED устройствах, а также в органических солнечных панелях.

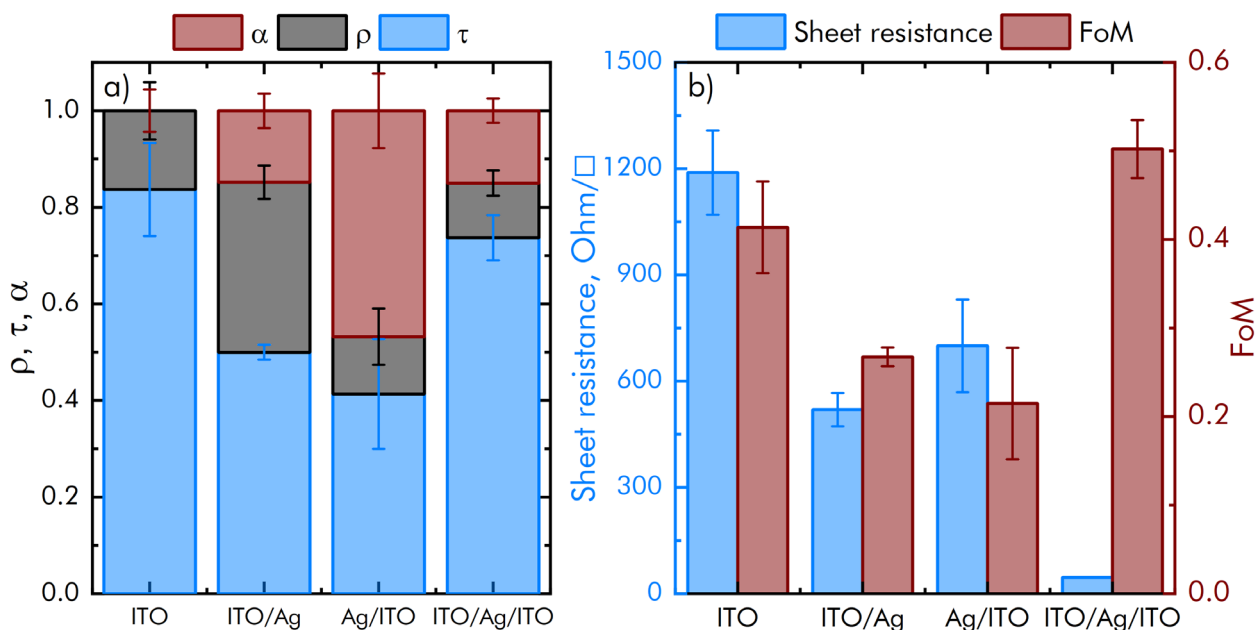


Рисунок 1. Оптические и токопроводящие свойства покрытий ITO/Ag/ITO в зависимости от различных условий синтеза слоев.

3. Заключение

Проведены исследования и установлены закономерности температурной трансформации ОМО структур в открытой и бескислородной атмосферах. Установлены оптимальные соотношения толщины слоев в зависимости от проводимости и коэффициента отражения. Определены условия возникновения профиля шероховатости от метода синтеза ОМО слоев. Показано увеличение показателя качества FoM на 20% в сравнении с контрольным образцом и на 40% в сравнении с однослойным оксидом. Поверхностное сопротивление данных электродов составляет 12.1 Ом/□ с коэффициентом светопропускания равным 76%, что соответствует требованиям, предъявляемым к современным OLED дисплеям и солнечным элементам.

Изготовлены тест-купоны OLED с набором различных анодов и катодов на основе ОМО. Подобраны условия применения ОМО структур в качестве анода и катода, а также найдены оптимальные условия сочетания между ними.

Получены условия синтеза ОМО слоев, которые приводят к улучшению вольт-амперных и вольт-контрастных характеристик, а также увеличивают яркость OLED-микродисплеев.

Список литературы

1. Jiang, Peng and Zhu, Wenqing and Gan, Zhengyu and Huang, Weimin and Li, Jiangtian and Zeng, Hongyu and Shi, Jianlin Electron transport properties of an ethanol-soluble AIQ3-based coordination polymer and its applications in OLED devices // *J. Mater. Chem.* 2009, V. 19, 26, p. 4551-4556 doi: 10.1039/B904389F
2. Vidhi Mann, Vipul Rastogi, Dielectric nanoparticles for the enhancement of OLED light extraction efficiency // *Optics Communications*, V.387, 2017, p. 202-207 doi: 10.1016/j.optcom.2016.11.059.
3. Shumin Yang, Wei Zhangb, Bin Xie and Mingyao Xiong Influence of ITO Target on Structural, Optical, and Electrical Properties of Thin Films Deposited by Magnetron Sputtering // *Journal of Physics: Conference Series* 2023, 2468 012005 doi:10.1088/1742-6596/2468/1/012005
4. Yorick Bleiji, Mees Dieperink, Imme Schuringa, Hongyu Sun and Esther Alarcon-Llado Influence of the crystallographic texture of ITO on the electrodeposition of silver nanoparticles // *RSC Adv.*, 2023, 13, 6490–6497 <https://doi.org/10.1039/d3ra00577a>

Двухканальные транзисторные гетероструктуры с цифровыми потенциальными барьерами

С.А. Богданов, С.Н. Карпов, А.Б. Пашковский

АО «НПП «Исток» им. Шокина»,
ул. Вокзальная, д. 2а, корп. 1, г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
solidstate10@mail.ru

Аннотация: Проведены теоретические исследования влияния особенностей поперечного пространственного переноса электронов на всплеск их дрейфовой скорости в двухканальных гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием и системами чередующихся тонких слоев AlAs/GaAs, образующих дополнительные цифровые потенциальные барьеры (ЦПБ). Показано, что в таких гетероструктурах может быть достигнута поверхностная плотность электронов в канале $8 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$, при этом всплеск дрейфовой скорости не сильно отличается от теоретического предела для данной модели – всплеска дрейфовой скорости в нелегированном объёмном материале канала.

1. Введение

Из-за особенностей локализации электронов в каналах традиционных GaAs гетероструктур поверхностная плотность электронов (ППЭ) составляет около $3 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$, что обеспечивает удельную мощность на уровне $1 \div 1.2 \text{ Вт/мм}$. Дальнейшее увеличение ППЭ без существенного изменения конструкции гетероструктуры ведёт к заметному уменьшению коэффициента усиления. В 2012 г. был создан новый тип транзисторных гетероструктур: гетероструктуры с донорно-акцепторным легированием (DA-DpHEMT) [1]. Донорно-акцепторное легирование позволило сформировать у границ квантовой ямы дополнительные потенциальные барьеры, оптимизированные для уменьшения поперечного пространственного переноса электронов и увеличения эффекта размерного квантования. Первые результаты разработки мощных полевых транзисторов на DA-DpHEMT гетероструктурах продемонстрировали двукратное увеличение удельной мощности транзисторов, а также рост малосигнального коэффициента усиления на $3 - 4 \text{ дБ}$ [2]. Транспортные свойства DA-DpHEMT гетероструктур удалось существенно улучшить за счет введения дополнительных цифровых потенциальных барьеров (ЦПБ) из AlAs/GaAs короткопериодных сверхрешеток вокруг легированных областей [3]. Новая конструкция гетероструктуры с существенным влиянием квантовых эффектов на электронный транспорт получила название Q-DpHEMT. В Q-DpHEMT была достигнута ППЭ $4,8 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ при сохранении высокой подвижности электронов [4]. Однако из-за ряда физических ограничений даже в таких конструкциях гетероструктур дальнейшее увеличение ППЭ неизбежно приводит к снижению достигнутых транзисторами на их основе высоких значений удельной мощности и коэффициента усиления. Для кратного увеличения ППЭ остаётся, по-видимому, всего один путь – увеличение количества каналов в транзисторной гетероструктуре.

В работе предложена и теоретически исследована конструкция двухканальной гетероструктуры с донорно-акцепторным легированием и системами чередующихся тонких слоев AlAs/GaAs, образующих дополнительные ЦПБ (Q-DCpHEMT).

2. Описание конструкции Q-DCpHEMT и результаты расчетов

Конструкция Q-DCpHEMT гетероструктуры может быть описана со стороны затвора к подложке следующим образом: широкозонный $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ – короткопериодная сверхрешетка AlAs/GaAs – канал $\text{In}_{1-y}\text{Ga}_y\text{As}$ – короткопериодная сверхрешетка AlAs/GaAs – канал $\text{In}_{1-y}\text{Ga}_y\text{As}$ – короткопериодная сверхрешетка AlAs/GaAs – широкозонный $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$. В конструкцию Q-DCpHEMT включены три короткопериодные сверхрешетки AlAs/GaAs с толщинами $3 \text{ ML}/4 \text{ ML}$ соответственно. Со стороны подложки и затвора решетку формируют 6 ЦПБ, каналы отделены друг от друга сверхрешеткой с четырьмя ЦПБ. Поверхностная плотность электронов в каждом канале, отделенном друг от друга набором ЦПБ, составляет $n_s = 4 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Со стороны подложки введено дополнительное донорно-акцепторное легирование, минимизирующее уход электронов в подложку и их накопление в короткопериодной сверхрешетке AlAs/GaAs, расположенной в основании активной области гетероструктуры. Легированный донорами δ -слой со стороны подложки и затвора разбит на два и разделён AlAs барьерами той же толщины что и остальные. Это препятствует образованию в данной области локализованных низкоэнергетических состояний [3]. Со стороны затвора акцепторы

предлагается не вносить – эквивалентный эффект достигается за счет поверхностных состояний при наличии сверхрешётки – низкоэнергетические состояния в сверхрешётке не образуются, электроны локализованы в канале. При отсутствии сверхрешётки поле поверхностных состояний (ПС) не в состоянии удержать горячие электроны в области канала, так как типовой изгиб зон, обусловленный ПС составляет 0.2- 0.3 эВ.

Расчеты нелокальной динамики электронов в Q-DCrHEMT гетероструктуре производились по модели, представленной в [3]. Зонная диаграмма и распределения концентрации электронов в Q-DCrHEMT приведены на рис. 1.

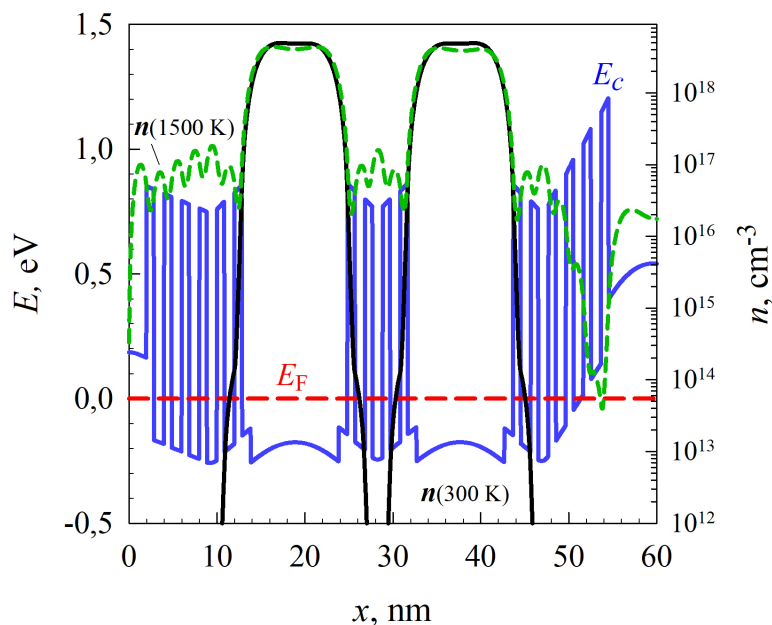


Рис. 1. Зонная диаграмма и распределения концентрации электронов в структуре с двумя каналами и цифровыми потенциальными барьерами, температура электронного газа 300 К и 1500 К.

Расчёты показали, что в Q-DCrHEMT может быть достигнута ППЭ в канале $8 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$, при этом всплеск дрейфовой скорости не сильно отличается от теоретического предела для данной модели – всплеска дрейфовой скорости в нелегированном объёмном материале канала. Это ведёт к возможности одновременного резкого увеличения выходной мощности и рабочих частот мощных полевых транзисторов на таких структурах.

3. Заключение

Использование ЦПБ в совокупности с донорно-акцепторным легированием является весьма эффективным способом улучшения характеристик псевдоморфных транзисторных гетероструктур на основе GaAs. По теоретическим оценкам, удельные мощности транзисторов на гетероструктурах с двойным каналом (Q-DCrHEMT) могут достигать величин 3-4 Вт/мм, однако из-за тепловых эффектов без изменения их конструкции это возможно только в импульсных режимах и режимах с высоким КПД. Для работы в непрерывных режимах с высокой удельной выходной мощностью необходимо уменьшать толщину подложки до 25 мкм, увеличивать расстояние между пальцами прибора, также целесообразно рассмотреть возможность сращивания (бондинга) гетероструктуры транзистора с кремниевой подложкой.

Список литературы

1. Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Соколов А.Б. Уменьшение роли поперечного пространственного переноса электронов и рост выходной мощности гетероструктурных полевых транзисторов // Письма в Журнал технической физики. – 2012. – Т.38. – №. 17. – с. 84-89.
2. Борисов А.А., Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Лапин В.Г., Шербаков С.В., Маковецкая А.А., Журавлев К.С., Торопов А.И. Анализ малосигнальных СВЧ характеристик DA-HEMT // Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. – 2016. – №1. – с. 65 – 69.
3. А.Б. Пашковский, С.А. Богданов, А.К. Бакаров, К.С. Журавлев, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, С.Н. Карпов, И.А. Рогачёв, Е.В. Терёшкин // Физика и Техника Полупроводников. – 2023. – Т.57. – Вып.1. – С. 21.
4. A.B. Pashkovskii, S.A. Bogdanov, A.K. Bakarov, A.B. Grigorenko, K. S. Zhuravlev, V.G. Lapin, V.M. Lukashin, I.A. Rogachev, E.V. Tereshkin, S.V. Shcherbakov // IEEE Trans. On Electron Devices. – 2021. – Vol. 68. – № 1 – p.53.

Моделирование вертикального транспорта электронов в устройствах с последовательным туннелированием

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Щербакова И. Ю.

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

Аннотация: В работе рассмотрено моделирование вольт-амперных характеристик (ВАХ) резонансно-туннельных диодов (РТД) с вертикальным транспортом, а также возможность моделирования устройств с последовательным туннелированием. Расчеты проводились с использованием разработанной комбинированной модели, основанной на численном решении уравнений Шредингера и Пуассона в активной области прибора.

1. Введение

Такие оптоэлектронные приборы, как квантовые каскадные лазеры и инфракрасные фотодетекторы с квантовыми ямами, как правило, изготавливаются на основе гетероструктур AlGaAs/GaAs или InGaAs/InAlAs. Однако, у этих материалов есть ряд ограничений, например относительно низкая энергия LO-фононов, равная 36 мэВ в GaAs, или необходимость серьезного охлаждения. В то же время альтернативная система материалов AlGaN/GaN обладает не только более высокой энергией LO-фононов (92 мэВ для GaN), но и большим разрывом зоны проводимости (1,75 эВ в сравнении с 1 эВ в AlGaAs/GaAs), что существенно уменьшает токи утечки и таким образом обеспечивает возможность работы прибора при более высоких температурах. Поэтому существует необходимость разработки адекватных численных моделей для расчета ВАХ упомянутых приборов.

2. Теория

В докладе рассмотрены рассчитанные с помощью разработанной комбинированной физико-математической модели, позволяющей описывать работу РТД с вертикальным транспортом, основанной на моделях [1, 2], электрические характеристики гетероструктуры для устройства с последовательным туннелированием. Было проведено моделирование работы РТД с вертикальным транспортом и прибора, состоящего из нескольких повторяющихся периодов трехбарьерной структуры AlGaN/GaN.

Используемая модель сочетает в себе полуклассический и квантовомеханический подходы [3, 4] для учета влияния протяженных приконтактных (пассивных) областей приборов. Для нахождения самосогласованного потенциала в модели решается система уравнений Шредингера и Пуассона с помощью разработанного системного метода последовательной концепции. При этом уравнение Пуассона решается во всей области приборной структуры между контактами, а уравнение Шредингера в заданной области, включающей активную. На последнем этапе решается только уравнение Шредингера для зоны проводимости и находятся волновые функции. После этого рассчитываются коэффициенты прохождения и плотности токов в квантово-размерных гетероструктурах. Проведены расчеты плотности тока РТД и устройства с последовательным туннелированием.

3. Заключение

В работе представлены результаты моделирования вертикального транспорта в различных видах AlGaN/GaN гетероструктур. Проведено исследование возможности применения разработанной комбинированной модели для расчетов характеристик квантовых каскадных лазеров на основе нитридов III группы, как варианта усовершенствования электронных и оптоэлектронных приборов.

Список литературы

1. Абрамов И. И., Гончаренко И. А., Коломейцева Н. В. Комбинированная двухзонная модель резонансно-туннельного диода // Физика и техника полупроводников. 2007. Т. 41, № 11. С. 1395–1400.
2. Abramov I. I., Labunov V. A., Kalameitsava N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I. Y. Simulation of various nanoelectronic devices based on 2D materials // Proc. of SPIE. 2022. Vol. 12157. P. 121570U-1-9.
3. Абрамов И. И. Проблемы и принципы физики и моделирования приборных структур микро- и наноэлектроники. Часть I. Основные положения // Нано-и микросистемная техника. 2006. №8. С. 34–37.
4. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.

Алгоритм и программа, реализующие модель полевых транзисторов на двухслойном графене

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Щербакова И. Ю.

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

Аннотация: На основе предложенной квантовой диффузионно-дрейфовой модели полевых транзисторов на двухслойном графене разработаны алгоритм и программное обеспечение, позволяющее рассчитывать выходные характеристики исследуемых приборов в зависимости от конструктивно-технологических параметров структур, а также вычислять значения ряда параметров.

1. Введение

В последнее десятилетие проводятся исследования приборных структур на основе графена и других 2D-материалов. В наших работах [1,2] проведено детальное описание разработанной квантовой диффузионно-дрейфовой модели полевых транзисторов на двухслойном графене, а в работах [3-5] – на однослойном графене. Отметим, что важным для исследования наноэлектронных приборов является их моделирование [6]. В данной работе проведено моделирование вольт-амперных характеристик (ВАХ) полевых транзисторов на двухслойном графене с помощью разработанных алгоритма и программного обеспечения.

2. Модель, алгоритм и программа. Результаты

Были разработаны алгоритм и программное обеспечение, реализующие модель полевого транзистора на двухслойном графене и предназначенные для расчета выходных характеристик прибора. Учтено три случая токопереноса, а именно: когда носителями заряда являются электроны, дырки, а также одновременно электроны и дырки. Для каждого случая использованы полученные ранее выражения для коэффициента квантовой емкости. Алгоритм включает следующие блоки: 1) блок задания исходных данных структуры исследуемого полевого транзистора на двухслойном графене; 2) расчет емкостей верхнего и нижнего затворов; 3) расчет вертикальных полей верхнего и нижнего затворов, а также усредненное поле полевого транзистора; 4) расчет открываемой ширины запрещенной зоны в двухслойном графене; 5) расчет остаточной плотности носителей заряда в канале полевого транзистора на двухслойном графене; 6) расчет квантовой емкости без учета коэффициента α ; 7) самосогласованный расчет электростатического потенциала с учетом коэффициента квантовой емкости α . Самосогласованный расчет осуществляется итерационным методом и продолжается до тех пор, пока поправка электростатического потенциала не станет меньше заданного значения. Далее рассчитываются общая плотность заряда в двухслойном графене и скорость насыщения. Эффективная подвижность находится усреднением значений подвижностей электронов и дырок. На завершающем этапе находится плотность тока с учетом сопротивлений на истоке и стоке в зависимости от напряжения на стоке при фиксированном напряжении на верхнем затворе.

С помощью разработанного на основе предложенного алгоритма, программного обеспечения были проведены расчеты ВАХ двухзатворного полевого транзистора на двухслойном графене с длиной канала 4 мкм [7]. Исследовано влияние напряжения на нижнем затворе на характеристики данной приборной структуры, т.е. напряжение сток-исток изменялось в диапазоне от 0 до -2,5 В при фиксированном напряжении на верхнем затворе -3 В, в то время как напряжение на нижнем затворе оставалось неизменным для каждого из рассмотренных случаев, а именно: 1 – $V_{bg} = -60$ В; 2 – $V_{bg} = -50$ В; 3 – $V_{bg} = -40$ В; 4 – $V_{bg} = -30$ В; 5 – $V_{bg} = -20$ В; 6 – $V_{bg} = -10$ В. В исследованиях некоторых авторов, утверждалось, что нижний затвор практически не оказывает влияния на ВАХ, однако теоретические расчеты, полученные с помощью предложенной модели показывают, что это влияние может быть существенным. По-видимому, все зависит от толщины и материала подложки, а также от толщины и материала нижнего подзатворного диэлектрика. В расчетах учитывается только толщина диэлектрика нижнего затвора (контакт нижнего затвора присоединен непосредственно к подложке), а толщина подложки в модели не учитывается. Если в полевым транзисторе на двухслойном графене толщина нижнего диэлектрика намного превышает толщину верхнего, влиянием подложки можно пренебречь [8].

Однако, в случае использования более тонкой подложки и более тонкого диэлектрика нижнего затвора (менее 1 мкм) [8], например, при толщине нижнего диэлектрика 90 нм влияние напряжения на нижнем затворе может быть важным, т.к. на полученных нами зависимостях при определенных значениях напряжения сток-исток плотность тока резко возрастает, а ВАХ при различных V_{bg} отличается количественно. Процесс резкого возрастания плотности тока принято считать следствием межзонного туннелирования.

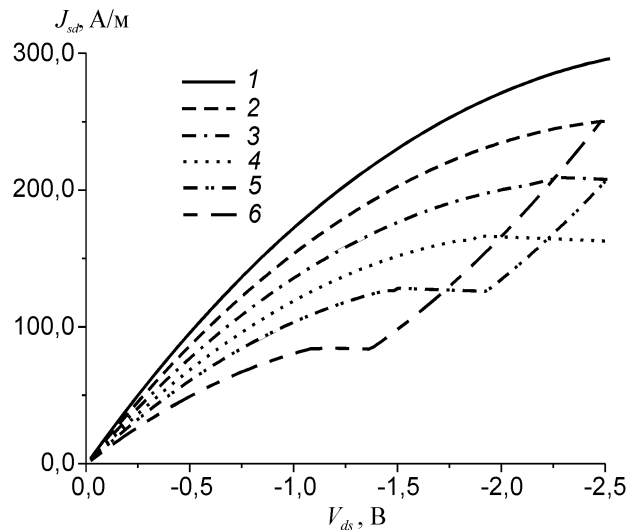


Рис. 1. Выходные характеристики полевого транзистора на двухслойном графене при различных напряжениях на нижнем затворе

3. Заключение

Разработан алгоритм и программное обеспечение, реализующие квантовую диффузионно-дрейфовую модель полевых транзисторов на двухслойном графене, и позволяющие рассчитывать выходные характеристики исследуемых приборов. Проведены расчеты характеристик полевого транзистора на основе двухслойного графена с двумя затворами. Построены графики зависимостей плотностей токов исследуемой структуры от напряжения между стоком и истоком при фиксированных напряжениях на верхнем затворе. Исследовано влияние напряжения на нижнем затворе на изменение данных характеристик.

Разработанная программа, реализующая квантовую диффузионно-дрейфовую модель полевого транзистора на двухслойном графене, включена в систему моделирования нанoeлектронных приборов и устройств NANODEV [9], разрабатываемую в БГУИР с 1995 года.

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Конвергенция" Республики Беларусь.

Список литературы

1. Abramov I.I., Labunov V.A., Kalameitsava N.V., Romanova I.A., Shcherbakova I.Y. Quantum drift-diffusion models for dual-gate field-effect transistors based on mono- and bilayer graphene // Proc. of SPIE. 2022. V. 12157. P. 12157X-1-6.
2. Абрамов И. И., Лабунов В. А., Коломейцева Н. В., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур на основе двухслойного графена и других 2D-материалов с помощью системы NANODEV // X Международная научная конференция «Материалы и структуры современной электроники» 12-14 октября 2022, Минск, БГУ, С. 330-334.
3. Abramov I. I., Kolomeitseva N. V., Labunov V. A., Romanova I. A., Shcherbakova I. Yu. Influence of gate dielectrics of field-effect graphene transistors on current-voltage characteristics // Russian Microelectronics. 2021. V. 50, N 2. P. 118-125.
4. Abramov I. I., Labunov V. A., Kolomeitseva N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I. Y. Simulation of graphene field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on carbon nanomaterials // Proc. of SPIE. 2019. V. 110222. P. 110222F-1-11.
5. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование полевых графеновых транзисторов с одним и двумя затворами в различных режимах функционирования // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2018. №3. С. 16-24.
6. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и нанoeлектроники, LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken, Germany, 2016. 444 с.
7. Szafrank B. N., Fiori G., Schall D., Neumaier D., Kurz H. Current saturation and voltage gain in bilayer graphene field effect transistors // Nano Lett. 2012. V. 12, N 3. P. 1324-1328.
8. Feijoo P.C., Pasadas F., Bonmann M., Asad M., Yang X., Generalov A., Vorobiev A., Banszerus L., Stampfer C., Otto M., Newmaier D., Stake J., Jimenez D. Does carrier velocity saturation help to enhance f_{max} in graphene field-effect transistors? // Nanoscale Adv. 2020. V. 2. P. 4179-4186.
9. Abramov I. I., Baranoff A. L., Goncharenko I. A., Kolomeitseva 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.

Алгоритм и программа, реализующие модель резонансно-туннельных гетероструктур, содержащих 2D-материалы, с вертикальным транспортом

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Романова И. А., Щербакова И. Ю.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
nanodev@bsuir.edu.by*

Аннотация: Проведено тестирование разработанного программного обеспечения, предназначенного для моделирования резонансно-туннельных гетероструктур с вертикальным транспортом на основе двумерных материалов. Результаты проведенных тестовых расчетов подтвердили адекватность предложенной модели.

1. Введение

Особое внимание ученые уделяют исследованию двумерных материалов, т.е. материалов толщиной в один или несколько атомных слоев. Такие материалы привлекательны тем, что обладают уникальными свойствами и являются одними из наиболее перспективных материалов нанoeлектроники, поэтому разработка приборных гетероструктур на их основе является актуальной задачей. Одним из важных этапов проектирования и разработки нанoeлектронных приборов является моделирование [1].

В данной работе рассматривается модель гетероструктур, содержащих 2D-материалы, с вертикальным транспортом, алгоритм и программа ее реализующие.

2. Модель, алгоритм и программа. Результаты

Было проведено тестирование разработанного программного обеспечения, предназначенного для моделирования гетероструктур, содержащих 2D-материалы, с вертикальным транспортом.

Исследованы двух- и трехбарьерные структуры на основе материальной системы $\text{SiO}_2/\text{MoS}_2$ с использованием предложенной модели. Модель является комбинированной и основана на решении системы уравнений Шредингера и Пуассона [2-6]. Так, в предложенном алгоритме уравнение Шредингера решается в активной области приборной гетероструктуры, а уравнение Пуассона – между контактами (т.е. для всего прибора в целом). В расчетах при тестировании программы использованы параметры материалов из работ [7, 8]. Двух- и трехбарьерные гетероструктуры имеют следующие размеры: ширины потенциальных барьеров – 1,7 нм, ширины квантовых ям – 3,6 нм, ширины приконтактных областей – 20 нм. Проведены расчеты коэффициента прохождения исследуемых гетероструктур. Были получены зависимости коэффициента прохождения двухбарьерной гетероструктуры, содержащей 2D-материалы, с вертикальным транспортом в зависимости от энергии электронов (рис.1).

Расчеты проведены при комнатной температуре при напряжении 0,9 В и 0,5 В и заданном уровне Ферми равном 2,55 эВ. По оси ординат используется логарифмическая шкала для удобства представления результатов расчетов. Пиковые значения коэффициента прохождения при напряжении 0,9 В наблюдаются при следующих энергиях: -0,15 эВ; 0,24 эВ; 0,73 эВ; 1,31 эВ; 1,97 эВ. Показано, что с уменьшением напряжения пиковые значения коэффициента прохождения смещаются в область более высоких энергий. Тестирование показало, что полученный коэффициент прохождения не превышает значения равного единице, что подтверждает адекватность полученных результатов моделирования с помощью предложенной модели. Подчеркнем, что результаты также не противоречат физическим принципам работы устройства.

3. Заключение

В результате проведенных исследований проведено тестирование модели и программы резонансно-туннельных структур с вертикальным транспортом на основе двумерных материалов на примере материальной системы $\text{SiO}_2/\text{MoS}_2$. Исследовано влияние напряжения, приложенного к контактам устройства на коэффициент прохождения исследуемой структуры.

Программа, реализующая модель вертикальных гетероструктур на основе двумерных материалов, включена в систему моделирования нанoeлектронных приборов и устройств NANODEV [9,10].

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Материаловедение, новые материалы и технологии" Республики Беларусь.

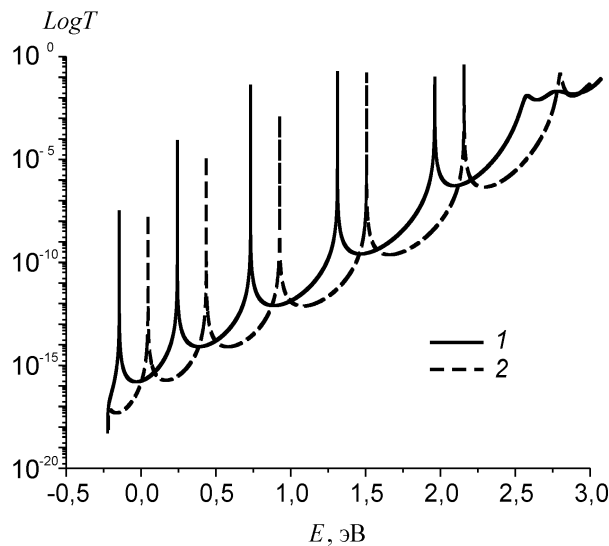


Рис. 1. Зависимость коэффициента прохождения двухбарьерной гетероструктуры $\text{SiO}_2/\text{MoS}_2$ от энергии электрона при различных значениях приложенного напряжения: 1) $V=0,9$ В; 2) $V=0,5$ В

Список литературы

1. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и нанoeлектроники, LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken, Germany, 2016. 444 с.
2. Abramov I. I., Labunov V. A., Kolomejtseva N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I. Y. Simulation of graphene field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on carbon nanomaterials // Proc. of SPIE. 2019. V. 110222. P. 1102220F-1-11.
3. Abramov I. I., Labunov V. A., Kolomejtseva N. V., Romanova I. A. Simulation of field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on graphene // Proc. of SPIE. 2016. V. 10224. P. 102240V-1-10.
4. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А. Моделирование резонансно-туннельных приборных структур на основе углеродных наноматериалов // Нанотехнологии: разработка, применение: XXI век. 2017. Т. 9. № 3. С. 3-11.
5. Abramov I. I., 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.
6. Абрамов И. И., Лабунов В. А., Коломейцева Н. В., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур на основе двухслойного графена и других 2D-материалов с помощью системы NANODEV // X Международная научная конференция «Материалы и структуры современной электроники» 12-14 октября 2022, Минск, БГУ, С. 330-334.
7. Laturia A., Van de Put M. L., Vandenberghe W. G. Dielectric properties of hexagonal boron nitride and transition metal dichalcogenides: from monolayer to bulk // 2D Materials and applications. 2018. V. 4. N 28. P. 1-6. <https://doi.org/10.1038/s41699-020-00163-3>.
8. Larentis S., Tolsma J.R., Dillen D.C., Kim K., Tutuc E. Band offset and negative compressibility in Graphene-MoS₂ heterostructures // Nanoletters. 2014. V. 14. P. 2039-2045.
9. 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.
10. Abramov I. I., Goncharenko I. A., Ignatenko S. A., Korolev A. V., Novik E. G., Rogachev A. I. NANODEV: A nanoelectronic-device simulation software system // Russian Microelectronics. 2003. V. 32. N 2. P. 97-104.

Прогнозирование характеристик транзисторных GaAs гетероструктур и полевых транзисторов на их основе

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 предлагается одномерная модель расчета электрофизических характеристик транзисторных GaAs-гетероструктур и полевых транзисторов на их основе. Представлены результаты моделирования характеристик транзисторных гетероструктур и полевых транзисторов на их основе, получено хорошее согласие с экспериментальными данными.

1. Введение

В настоящее время основным материалом для изготовления полевых транзисторов является арсенид галлия. Существующие технологии позволяют изготавливать транзисторы мм-диапазона длин волн с повышенными значениями удельной мощности и коэффициента усиления. Ввиду уменьшения характерных размеров полупроводниковых приборов, возрастает влияние квантово-размерных эффектов на их характеристики, поэтому разработка математических моделей для прогнозирования характеристик гетероструктур и полевых транзисторов на их основе является актуальной задачей. В работе представлена математическая модель для расчета характеристик $Al_{0,22}Ga_{0,78}As/In_{0,26}Ga_{0,74}As/GaAs$ гетероструктуры и полевых транзисторов на ее основе.

2. Теория

Для расчета характеристик транзисторной гетероструктуры применялась система уравнений Шредингера-Пуассона:

$$\begin{cases} -\frac{\hbar^2}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{m(x)} \frac{\partial}{\partial x} \psi_i(x) \right) + U(x) \psi_i(x) = E_i \psi_i(x) \\ \varepsilon_0 \frac{\partial}{\partial x} \left(\varepsilon(x) \frac{\partial}{\partial x} \varphi(x) \right) = -e(N_d(x) - n(x)) \end{cases}, \quad (1)$$

где $m(x)$ – эффективная масса электронов в рассматриваемой гетероструктуре; $\psi_i(x)$ – волновая функция i -ого энергетического уровня в структуре; E_i – энергия i -ого уровня; $\varphi(x)$ – потенциал в структуре; $U(x) = -e\varphi(x) + E_c(x)$ – профиль потенциальной энергии структуры, учитывающий разрыв зон $E_c(x)$; $\varepsilon(x)$ – диэлектрическая проницаемость структуры; $N_d(x)$ – концентрация доноров в структуре; $n(x, \varphi)$ – концентрация свободных носителей заряда (электронов) в структуре; $\hbar = \frac{h}{2\pi}$ – постоянная Планка; e – элементарный заряд; ε_0 – электрическая постоянная.

На основе решения самосогласованной системы (1) определялся концентрационный профиль электронов в структуре, позволяющий получить поверхностную плотность электронов в канале структуры [1,2]:

$$n_s = \int n(x) dx. \quad (2)$$

Полученная плотность n_s использовалась для оценки напряжения перекрытия $V_{п}$:

$$V_{п} = V \left(\frac{n_{s0}}{n_s v} = 100 \right). \quad (3)$$

Для оценки тока насыщения в полевом транзисторе использовалась формула:

$$I_{нас} = q n_s v_{нас}, \quad (4)$$

где $v_{нас}$ – скорость насыщения электронов в канале [3,4].

Также оценивалась крутизна передаточной характеристики полевого транзистора.

Модель была апробирована на гетероструктуре $Al_{0,22}Ga_{0,78}As/In_{0,26}Ga_{0,74}As/GaAs$ и полевых транзисторах с длиной затвора 0,1 мкм и общей шириной затвора 140 мкм. Зонная диаграмма структуры, поверхностная плотность в канале структуры, ток насыщения и крутизна представлены на рисунках 1а, 1б, 2а, 2б соответственно. Результаты, представленные на рис. 1 и 2 находятся в хорошем

согласии с экспериментальными данными. Полученные в результате моделирования значения напряжения перекрытия (0.9 В) и тока насыщения (400 мА) хорошо согласуются с экспериментальными значениями 0.85 В и 396 мА, соответственно.

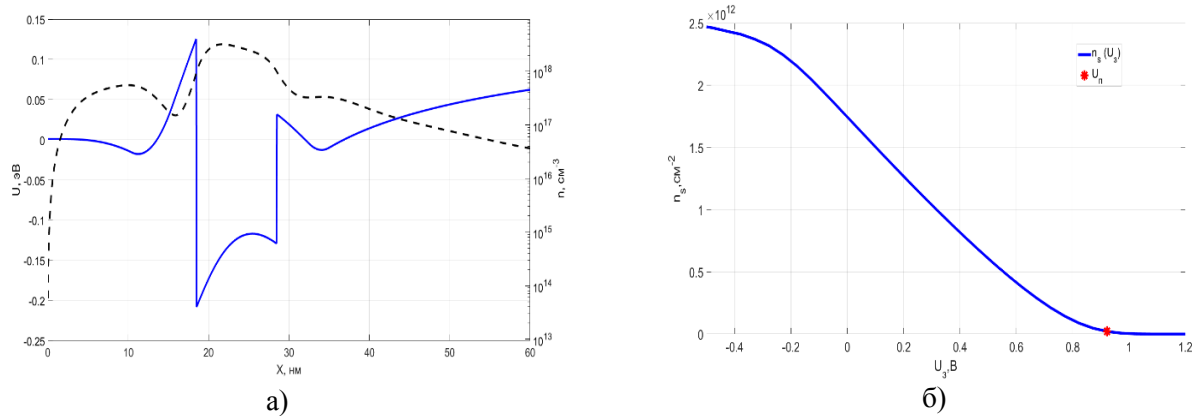


Рис. 1. Результаты моделирования характеристик гетероструктуры: а) зонная диаграмма и концентрационный профиль; б) поверхностная концентрация и напряжение перекрытия

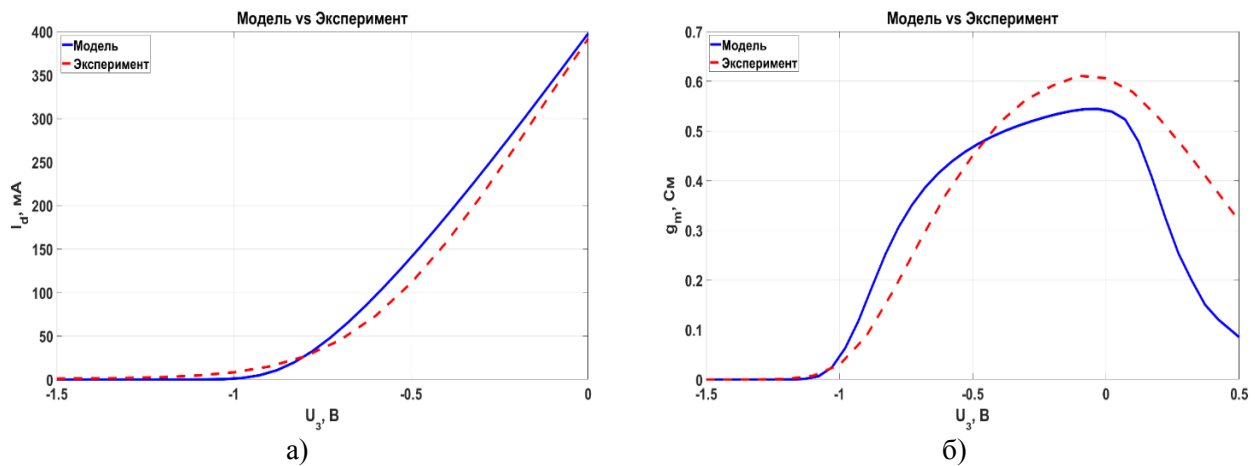


Рис. 2. Результаты моделирования вольт-амперных характеристик полевого транзистора: а) ток насыщения; б) крутизна

3. Заключение

Предложена одномерная модель расчета характеристик транзисторных GaAs-гетероструктур и полевых транзисторов на их основе. Результаты моделирования $\text{Al}_{0,22}\text{Ga}_{0,78}\text{As}/\text{In}_{0,26}\text{Ga}_{0,74}\text{As}/\text{GaAs}$ -гетероструктур и транзисторов показали хорошее согласие с экспериментальными данными, что позволяет использовать модель для прогнозирования характеристик проектируемых структур и транзисторов на их основе.

Список литературы

1. V.V.Vainberg, A.S. Pylypchuk, N.V. Baidus, B.N. Zvonkov. Electron mobility in the GaAs/InGaAs/GaAs quantum wells // Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics. – 2013. – Vol. 16. – No. 2. – P. 152 – 161.
2. T.R. Lenka, A.K. Panda. Characteristics Study of 2DEG Transport Properties of AlGaIn/GaN and AlGaAs/GaAs-based HEMT // Semiconductors. – 2011. – Vol. 45. – No. 5. – PP. 650-656.
3. S.Qu, X. Wang, H.Xiao, C. Wang, C. Wang, L. Jiang, C. Feng, H. Chen, H. Yin, E. Peng, H. Kang, Z. Wang, X. Hou. Analysis of transconductance characteristic of AlGaIn/GaN HEMTs with graded AlGaIn layer // Eur. Phys. J. Appl. Phys. – 2014. – Vol. 6. – P.20101
4. R. Gupta, M.El. Nokali. A model for dual-channel high electron mobility transistors // Solid-State Electronics. – 1995. – Vol. 38. – No.1. – pp. 51-57

Метод отображения Дирихле — Неймана для решения уравнения Шредингера в наноструктурах¹

Семенихин И. А.

Физико-технологический институт имени К.А. Валиева Российской академии наук (ФТИАН им. К.А. Валиева РАН), Нахимовский проспект д.36 к.1, Москва, 117218, Россия
isemenihin@gmail.com

Аннотация: Предлагается метод решения уравнения Шредингера для расчета прохождения и отражения электронных волн в канале нанотранзисторов и подобных наноструктур, когда в силу размеров требуется квантово-механический подход. Метод основан на применении отображения Дирихле-Неймана и не требует решения уравнений на собственные значения, как в распространенных методах типа S -матриц. Главным преимуществом метода является удобство расчета структур сложной геометрической формы. В качестве примеров приводится применение метода для расчета прохождения электронных волн в некоторых простых наноструктурах.

1. Реферат

В связи с продолжающейся миниатюризацией в электронике и переходом к размерам сравнимым с длиной волны де Бройля для моделирования токовых характеристик наноструктур необходимо решение уравнения Шредингера. В частности для моделирования нанотранзисторов и подобных структур в приближении движения электрона с эффективной массой m в зоне проводимости требуется решение стационарного уравнения Шредингера вида:

$$\frac{\hbar^2}{2} \left[-\frac{\partial^2}{m_x \partial x^2} - \frac{\partial^2}{m_y \partial y^2} - \frac{\partial^2}{m_z \partial z^2} + U(\mathbf{r}) \right] \psi(\mathbf{r}) = E \psi(\mathbf{r}) \quad (1.1)$$

где $U(\mathbf{r}) = -e \cdot \varphi(\mathbf{r})$ - потенциальная энергия электрона в канале с электрическим потенциалом $\varphi(\mathbf{r})$ и m_x , m_y , m_z - эффективные массы электрона вдоль соответствующих осей зоны проводимости полупроводника.

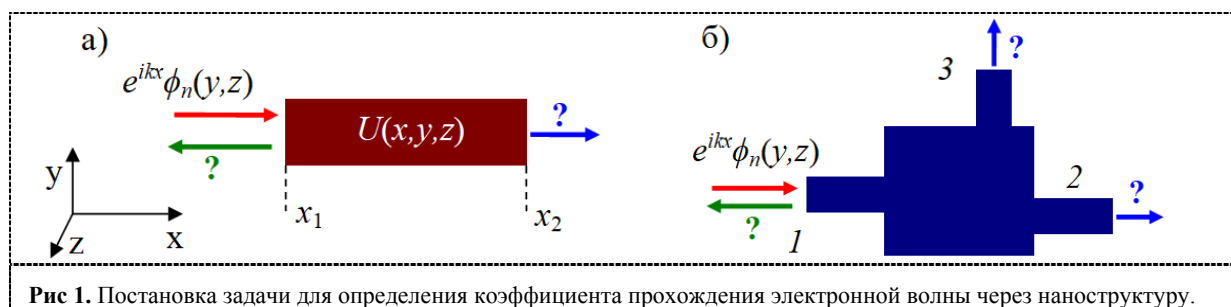


Рис 1. Постановка задачи для определения коэффициента прохождения электронной волны через наноструктуру.

Электрический ток в этом случае обычно рассчитывают с помощью формализма Ландауэра-Бьютикера [1], как это сделано, например, в работе [2] для квантового моделирования нанотранзистора, что требует вычисления зависимости коэффициента прохождения от энергии E влетающего в канал транзистора электрона. Поскольку в проводящих контактах, подключенных к истоку и стоку нанотранзистора, электрический потенциал φ не зависит от координат, решения уравнения (1.1) в контактах представляются в виде произведения поперечной собственной моды пустого канала $\phi_n(y, z)$ и функции $\exp(ikx)$, характеризующей продольное движение электрона с волновым вектором k . Таким образом, нам необходимо решить задачу рассеяния падающего электрона с волновой функцией $\exp(ikx)\phi_n(y, z)$ на потенциале $U(\mathbf{r})$ в канале. Отметим, что при использовании приближение Хартри, сам потенциал получают в процессе самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона с граничными условиями определяемыми напряжениями на электродах и плотностью заряда, который, в свою очередь, вычисляют из квадратов модулей волновых функции, интегрируемых с весовыми множителями из распределения по соответствующим энергиям E , см. работу [2].

¹ Работа выполнена в рамках Государственного задания ФТИАН им. К.А. Валиева РАН Минобрнауки РФ по теме № FFNN-2022-0016.

На рис. 1 проиллюстрирована постановка задачи. Ее решение является самой сложной частью рассматриваемого численного моделирования наноструктуры из-за неоднородного потенциала в канале $U(\mathbf{r})$ и необходимости учета экспоненциально затухающих мод. В тоже время эта задача очень похожа на расчет коэффициентов прохождения электромагнитной волны в среде с характеристиками, зависящими от координат, и может быть решена схожими методами. Воспользуемся методом отображения Дирихле-Неймана (ОДН), как это сделано при решении уравнений Максвелла [3]. Для этого возьмем N первых собственных мод пустого канала $\phi_n(y, z)$ и для заданной энергии E будем последовательно решать уравнение (1.1) с набором граничных условий: $\psi(x = x_1, y, z) = \phi_n(y, z)$, $\psi(x = x_2, y, z) = 0$, $n = 1..N$, а затем $\psi(x = x_1, y, z) = 0$, $\psi(x = x_2, y, z) = \phi_n(y, z)$, $n = 1..N$. Составим из этих решений две матрицы размера $2N \times 2N$, в столбцах первой - Ψ будут граничные условия в N точках на истоке $x = x_1$ и стоке $x = x_2$, а во второй - $\partial_n \Psi$ нормальные производные соответствующих решений в этих точках. Вместо значений в точках на границе можно взять N коэффициентов разложения по поперечным модам $\phi_n(y, z)$. Из этих матриц получим матрицу ОДН: $\mathbf{D} = \partial_n \Psi \cdot \Psi^{-1}$. С помощью нее легко вычисляется матрица рассеяния \mathbf{S} , связывающая коэффициенты разложения по модам $\phi_n(y, z)$ в падающей, отраженной и прошедшей волнах, точно так же, как при решении уравнений Максвелла [3]. Откуда находится коэффициент прохождения. Этот подход нетрудно распространить на наноструктуру с несколькими выходами. В частности, для структуры на рис. 1б) строятся две матрицы размером $3N \times 3N$ из значений и нормальных производных соответствующих решений на границах каналов для набора граничных условий попеременно в виде собственных мод $\phi_n(y, z)$, $n = 1..N$ на границе одного из каналов и нулевых на остальных. Затем из них, как и ранее, получается матрица ОДН и матрица рассеяния. Отметим, что решения уравнения Шредингера (1.1) для набора граничных условий можно получить также с помощью техники ОДН, как это делалось при решении уравнений Максвелла в работе [3]. Собственные моды пустого канала $\phi_n(y, z)$ обычно получаются аналитически, например, для прямоугольного сечения это произведения синусов.

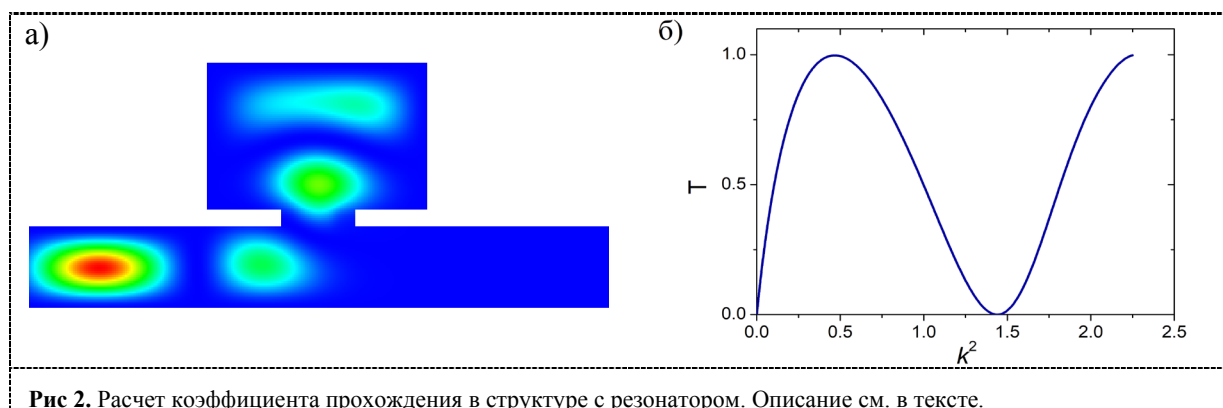


Рис 2. Расчет коэффициента прохождения в структуре с резонатором. Описание см. в тексте.

В качестве простейшего примера применения метода на рис. 2 приведен результат расчета коэффициента прохождения для двумерной структуры с резонатором (рис. 2а). Там же показано распределение вероятности $|\psi(\mathbf{r})|^2$, когда значение приведенной кинетической энергии налетающего электрона соответствует минимуму коэффициента прохождения на графике рис. 2б). Здесь решалось безразмерное двумерное уравнение Шредингера: $(-\partial^2 / \partial x^2 - \partial^2 / \partial y^2 - E)\psi(x, y) = 0$, с налетающей слева электронной волной: $\exp(ikx)\phi(y)$, ширина канала взята за единицу, размер резонатора вдоль оси x равен 3. Похожий расчет с применением \mathbf{S} матриц был выполнен в работе [4].

Список литературы

1. Datta S. Electronic transport in mesoscopic systems. Cambridge University Press, Revised edition, 1997. 396 p.
2. Vyurkov V., Semenikhin I., Filippov S., Orlikovsky A., Quantum simulation of an ultrathin body field-effect transistor with channel imperfections// Solid-State Electronics. 2012. V. 70. P. 106–113.
3. Semenikhin I. The spectral element method for the solution of Maxwell's equations// J. Phys.: Conf. Ser. 2020. V. 1461. 012151.
4. Cattapan G., Lotti P. Fano resonances in stubbed quantum waveguides with impurities// Eur. Phys. J. B. 2007. V. 60, P. 51–60.

Метод обнаружения микробиологических объектов путём регистрации наночастиц металлов, формирующихся *in situ* в исследуемых образцах

¹ Голованов Е.В., ² Каленов С.В., ¹ Кашин В.В., ¹ Колесов В.В., ³ Складнев Д.А., ¹ Фионов А.С.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, ул. Моховая, 11, стр.7, 125009, Российская Федерация

² «Российский химико-технологический университет имени Д.И. Менделеева»
г. Москва, ул. Героев Панфиловцев, д.20, 125480, Российская Федерация

³ Институт Микробиологии им. С.Н. Виноградского РАН
г. Москва, пр-т 60-летия Октября, д.7, корп.2, 117312, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается простой, быстрый и универсальный подход регистрации формирования наноразмерных биогенных частиц металлов *in situ* непосредственно в исследуемых образцах жидкостей. Формирование наночастиц (НЧ) происходит в результате взаимодействия катионов, внесённых в образец в виде растворов солей, с биогенными восстановителями, локализованными на клеточных мембранах микробиологических объектов. Для обнаружения формирования наночастиц требуется 10-60 минут в зависимости от применяемого метода регистрации и свойств биообъектов, присутствующих в образцах.

1. Введение

Существует фундаментальная и прикладная проблема определения наличия микроорганизмов или вирусных частиц в тех или иных образцах или пробах. Важной задачей в медицинских исследованиях является детекция возбудителей заболеваний в биологических жидкостях. Для ответа на такие вопросы обычно проводят стандартные микробиологические тесты (высевы из проб на индикаторные микробиологические ростовые среды), или молекулярные тесты (проверку наличия в пробах биогенных маркерных молекул, например, ДНК). Однако проведение таких тестов занимает много времени, а их результаты не всегда дают однозначный ответ, особенно когда клетки микроорганизмов присутствуют в низких концентрациях (порядка 10^2 — 10^3 мл⁻¹).

Разрабатываемый подход позволяет использовать различные аналитические методы регистрации и исследования свойств и параметров наночастиц, что даёт возможность достаточно быстро и точно детектировать присутствие в пробах биогенных восстановителей, характерных для клеток микроорганизмов и вирусных частиц. Использование данной биотехнологии позволяет получать различные биогенные металлические наночастицы (Ag, Au, Pd), в том числе магнитные (Fe, Ni, Co).

2. Теория

Описаны внеклеточный и внутриклеточный механизмы формирования НЧ бактериями и грибными культурами [1]. Для бактерий внеклеточный синтез представляет собой адсорбцию ионов металлов на поверхности клетки и их восстановление до НЧ. Независимо от метаболизма клетки в синтезе могут принимать участие такие элементы клеточной мембраны как ферменты, белки, аминокислоты, полисахариды, липиды и пигменты. Внутриклеточный синтез предполагает транспортировку ионов металла в цитоплазму микробной клетки и ферментативное восстановление до НЧ [2]. Ключевую роль в биовосстановления ионов металлов играет такой фермент, как нитратредуктаза, которая индуцируется нитрат-ионами, присутствующими в AgNO₂. Получая электрон от НАДН (*никотинамидадениндинуклеотид*), нитратредуктаза окисляет его, в результате чего ионы серебра восстанавливаются до Ag НЧ [3]. При этом нитрат-ионы восстанавливаются через ряд промежуточных соединений ($\text{NO}_3^- \rightarrow \text{NO}_2^- \rightarrow \text{NO} \rightarrow \text{N}_2\text{O}$) до молекулярного азота. Известно об НАДН-независимом внутриклеточном биосинтезе Ag НЧ у цианобактерий.

Грибы более перспективны в качестве восстановителей серебра благодаря высокой секреции внеклеточных грибковых ферментов, а также высокому содержанию биомолекул, способных активно участвовать в процессе биоредукции. В грибах были обнаружены такие окислительно-восстановительные ферменты, как НАД(Ф)Н-зависимые нитратредуктазы и пероксидазы, способные участвовать в процессе биовосстановления ионов металла до НЧ [4]. Предполагается, что внеклеточный биосинтез Ag НЧ грибными культурами связан с присутствующими в их клеточной стенке полимерами или электрон-челночными хинонами. Ag⁺ улавливаются поверхностью клетки за счет электростатического взаимодействия между ионами металла и отрицательно-заряженными группами,

присутствующими на клеточной стенке, в результате чего образуются нанокластеры частиц. Процесс восстановления Ag^+ до Ag НЧ катализируется α -НАДФН-зависимой нитратредуктазой, что приводит к образованию Ag НЧ. Полученные НЧ стабилизируются грибковыми белками, пептидами или азот-содержащими биомолекулами [5].

3. Эксперимент

В работе в качестве активных продуцентов Ag НЧ использовались чистая грибная культура *Balch* и культуры микромицетов *Fusariumoxysporum* (F.O.) и *Penicilliumglabrum* (P.G.) из РХТУ им. Д.И. Менделеева и *Rhodococcus erythropolis* из Института Микробиологии им. С.Н. Виноградского РАН.

Для получения серебряных наночастиц в среду трехдневных культур добавлялся раствор нитрата серебра $AgNO_3$ с конечной концентрацией 50 мг Ag^+ /л. Смеси клеток и солей серебра инкубировали на вращательной качалке при комнатной температуре и рассеянном фоновом освещении. Образование Ag НЧ фиксировали визуально по окрашиванию растворов и биомассы микроорганизмов в желтый, оранжевый и бурый цвета, характерные для коллоидного серебра, а также по выпадению осадка крупных серебряных частиц.

Спектроскопический анализ растворов проводился с помощью UV/VIS спектрометра T70 PG Instruments в диапазоне длин волн 190-1100 нм. Спектры пропускания на длинах волн 400-420 нм демонстрируют эффективное поглощение за счет плазмонного резонанса на Ag НЧ и характеризуют процесс биосинтеза при формировании микроорганизмами серебряных НЧ (Рис. 1 слева).

Динамику роста Ag НЧ в культуре *Rhodococcus erythropolis* исследовали с помощью метода динамического рассеяния света на приборе Photocor Compact-Z.

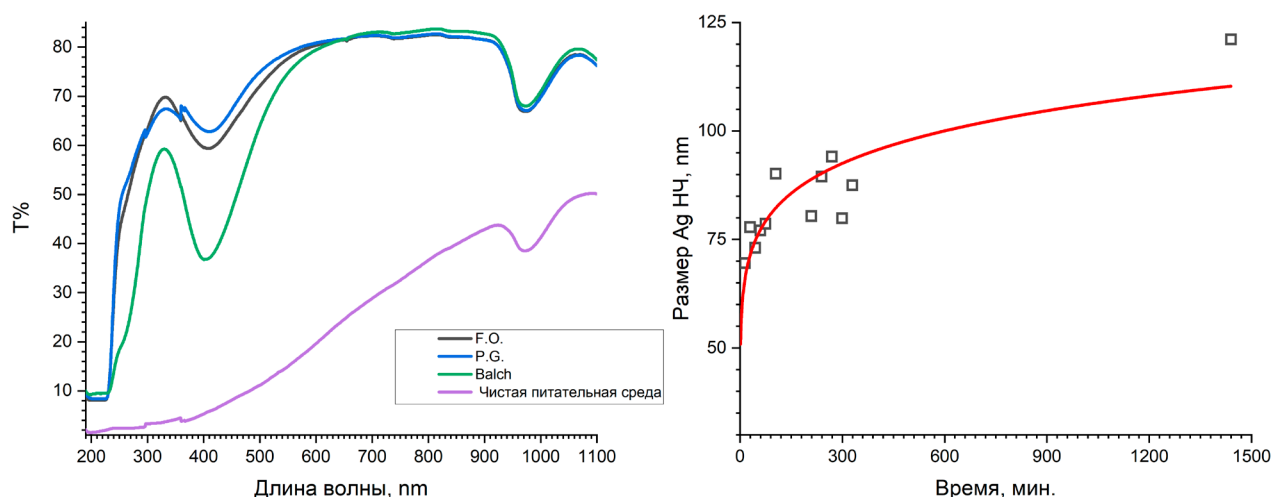


Рис. 1. Слева: спектр пропускания растворов Ag НЧ грибных культур. Видно, что в стерильном образце формирования НЧ не происходит. Справа: динамика роста Ag НЧ в культуре *Rhodococcus erythropolis*

4. Заключение

В результате процесса биогенного восстановления микроорганизмами формируются наночастицы серебра размером до 100 нм. Показано, что разные культуры имеют разную эффективность синтеза наночастиц серебра. Самой эффективной оказалась культура *Balch*.

Исследована динамика роста наночастиц серебра в процессе биогенного восстановления в чистой культуре *Rhodococcus erythropolis*.

Список литературы

1. Mandhata C. P., Sahoo C. R., Padhy R. N. Biomedical Applications of Biosynthesized Gold Nanoparticles from Cyanobacteria: an Overview //Biological Trace Element Research. – 2022. – С. 1-21.
2. Ghosh S. et al. Mechanistic aspects of microbe-mediated nanoparticle synthesis //Frontiers in Microbiology. – 2021. – Т. 12. – С. 867.
3. Anandaradje, Annuja, et al. "Microbial synthesis of silver nanoparticles and their biological potential." Nanoparticles in medicine. Springer, Singapore, 2020. 99-133.
4. Qamar S. U. R., Ahmad J. N. Nanoparticles: Mechanism of biosynthesis using plant extracts, bacteria, fungi, and their applications //Journal of Molecular Liquids. – 2021. – Т. 334. – С. 116040.
5. Zhao X. et al. Fungal silver nanoparticles: synthesis, application and challenges //Critical reviews in biotechnology. – 2018. – Т. 38. – №. 6. – С. 817-835.

Моделирование поверхностного потенциала при деформации легированной азотом углеродной нанотрубки

Соболева О.И.¹, Селиванова Д.И.¹, Ильина М.В.²

¹ Южный федеральный университет, Научно-исследовательская лаборатория технологии функциональных материалов, г. Таганрог, 347922, ул. Шевченко 2, Российская Федерация
osotova@sfnu.ru

² Южный федеральный университет, Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения, г. Таганрог, 347922, ул. Шевченко 2, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе представлены результаты моделирования поверхностного потенциала, генерируемого индивидуальной легированной азотом углеродной нанотрубки в процессе ее сжатия. Показано, что с увеличением длины нанотрубки от 100 до 2000 нм величина генерируемого потенциала увеличивается от $-0,03$ до $-2,32$ В, а с увеличением диаметра нанотрубки, напротив, уменьшаются. Показана корреляция результатов моделирования с результатами экспериментальных исследований. Полученные результаты будут использованы при разработке энергоэффективных пьезоэлектрических наногенераторов.

1. Введение

В настоящее время наблюдается активное развитие носимой электроники. В связи с этим большое внимание уделяется созданию автономных источников питания, способных обеспечить работу таких устройств без необходимости постоянной подзарядки. Перспективным направлением в этой области является использование в качестве источников питания пьезоэлектрических наногенераторов (ПЭНГ), способных преобразовывать механические вибрации окружающей среды в электрическую энергию [1]. Наши последние исследования показывают, что легированные азотом углеродные нанотрубки (N-УНТ) проявляют аномальные пьезоэлектрические свойства и способны выступать в качестве источника тока [2,3]. Этот факт в совокупности с отличными механическими свойствами делает их перспективным материалом для создания ПЭНГ на их основе. Установлено, что величина пьезоэлектрического отклика N-УНТ существенно зависит от их геометрических параметров [4]. При этом контролируемый рост массивов N-УНТ с минимальным разбросом геометрических параметров является достаточно сложной и трудоемкой задачей. В связи с этим, актуальной задачей является моделирование величины потенциала, генерируемого в процессе деформации N-УНТ, в зависимости от ее геометрических параметров, на что и направлена данная работа.

2. Используемые методы

Моделирование процесса деформации и величины поверхностного потенциала N-УНТ проводилось в программном пакете COMSOL Multiphysics с использованием модуля “MEMS” в интерфейсах Solid Mechanics и Electrostatics. Деформация нанотрубки формировалась путем ее сжатия силой 10 мкН. В первом эксперименте диаметр N-УНТ составлял 60 нм, а длина изменялась от 100 до 2000 нм. Во втором эксперименте длина N-УНТ составляла 200 нм, а диаметр изменялся от 20 до 100 нм. Модуль Юнга N-УНТ принимался равным 0.8 ГПа, пьезоэлектрический модуль N-УНТ 0.2 Кл/м^2 . При этом при построении геометрии нанотрубки учитывалось наличие в полости бамбукообразных перемычек, связанных с внедрением атомов азота пиррольного типа. Полученные результаты представлены на рисунке 1. На вставке приведено изображение модели N-УНТ диаметром 60 нм и длиной 200 нм с бамбукообразными перемычками.

Экспериментальные исследования величины генерируемого тока выполнялись методами атомно-силовой микроскопии при прижиге зонда к вершинам N-УНТ с силой 2,5 мкН.

3. Результаты исследования

Анализ результатов моделирования показал, что при увеличении длины N-УНТ от 100 до 2000 нм величина генерируемого потенциала относительно основания увеличивается от $-0,03$ до $-2,32$ В. При сопротивлении 10 МОм данный потенциал приводит к генерации тока величиной от -3 до -232 нА. Полученные данные хорошо коррелируют с экспериментально полученными результатами. Так для массива, средняя высота которого составила 0,9 мкм и диаметр 82,5 нм, величина генерируемого тока составила $-61,6$ нА при силе прижима 2,5 мкН. Данная зависимость связана с тем, что при увеличении длины N-УНТ увеличивается количество бамбукообразных перемычек, являющихся источником пьезоэлектрических свойств легированных азотом углеродных нанотрубок [4]. Также

установлено, что с увеличением диаметра N-УНТ от 20 до 100 нм величина потенциала уменьшалась от -0,36 до -0,01 В, что соответствует изменению генерируемого тока от -36 до -1 нА. Такая зависимость связана с тем, что при увеличении диаметра уменьшается кривизна бамбукообразных перемычек, что ведет к уменьшению поляризации, формируемой изгибом перемычки [5]. Отрицательный знак величин тока и потенциала указывает на то, что в деформации преобладает деформация сжатия.

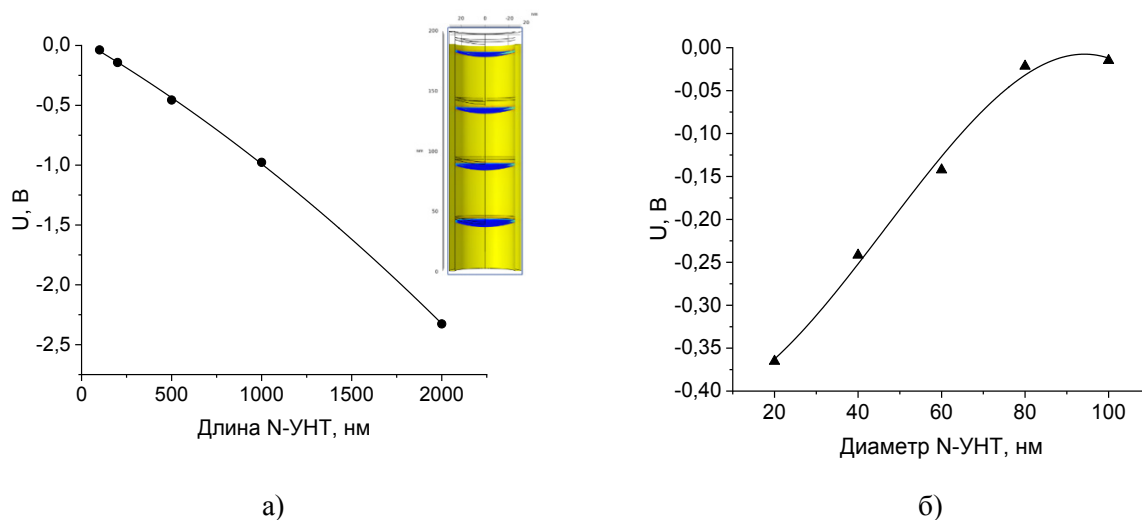


Рис. 1. Зависимость величины потенциала, возникающего при сжатии N-УНТ, от а) длины и б) диаметра нанотрубки. (На вставке изображение модели N-УНТ с диаметром 60 нм и 200 нм)

4. Заключение

Таким образом, в данной работе показано, что увеличение длины N-УНТ приводит к увеличению генерируемого потенциала, а увеличение диаметра, напротив, вызывает его уменьшение. Полученные результаты моделирования хорошо коррелирует с экспериментальными исследованиями. Это позволяет говорить о высокой адекватности представленной модели и возможности ее использования для оценки выходных параметров наногенератора на основе углеродных нанотрубок с разными геометрическими параметрами. Полученные данные могут быть использованы при разработке пьезоэлектрических наногенераторов на основе N-УНТ.

Исследование выполнено за счет гранта РФФ № 22-79-10163, в Южном федеральном университете.

Список литературы

1. Briscoe J., Dunn S. Piezoelectric nanogenerators - a review of nanostructured piezoelectric energy harvesters // *Nano Energy*. Elsevier, 2014. Vol. 14. P. 15–29.
2. Il'ina M. V. et al. Study of Nitrogen-Doped Carbon Nanotubes for Creation of Piezoelectric Nanogenerator // *J. Low Power Electron. Appl. Multidisciplinary Digital Publishing Institute*, 2023. Vol. 13, № 1. P. 11.
3. Il'ina M. V. et al. Anomalous piezoelectricity and conductivity in aligned carbon nanotubes // *J. Mater. Chem. C*. 2021. Vol. 9, № 18. P. 6014–6021.
4. Il'ina M. V. et al. Influence of the aspect ratio of nitrogen-doped carbon nanotubes on their piezoelectric properties // *J. Adv. Dielectr. World Scientific*, 2022. Vol. 12. P. 2241001.
5. Kundalwal S.I., Meguid S.A., Weng G.J. Strain gradient polarization in graphene // *Carbon N. Y. Elsevier Ltd*, 2017. Vol. 117. P. 462–472.

Самосборка наноструктур в жидкокристаллических матрицах

^{1,2}Курилов А.Д., ^{1,2}Чаусов Д.Н., ²Губарева А.В., ²Бонюшкин Ю.Е.

¹Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН
г. Москва, ул. Вавилова 38, 119991, Российская Федерация

²Государственный университет просвещения
г. Москва, ул. Радио, д. 10а, 105005, Российская Федерация
ad.kurilov@gmail.com

Аннотация: Представлен обзор проявлений эффекта самосборки наноструктур в жидкокристаллических средах. Рассмотрены возможности контроля и настройки свойств жидкокристаллических композитов путём задания необходимой надструктуры из наночастиц. Экспериментально подтверждено значительное увеличение электрооптических свойств жидкокристаллических материалов благодаря самосборке квантовых точек в нематическом жидком кристалле.

1. Введение

Неорганические наночастицы обладают уникальными оптическими, электронными, каталитическими и магнитными свойствами. Их свойства и функции зависят от их формы, размера и химического состава. Стремление к случайному агрегированию существенно ограничивает их технологическое применение, поскольку во многих устройствах на их основе требуется структурное упорядочение наночастиц, а также возможность настройки этой структуры.

Жидкие кристаллы в свою очередь являются примером самособирающихся материалов, поскольку в них реализуются практически все виды супрамолекулярных взаимодействий, таких как силы Ван-дер-Ваальса, дипольные и квадрупольные взаимодействия, ионные связи и π - π взаимодействия, водородные связи и металлическая координация. Сочетание порядка и подвижности, проявляемые жидкими кристаллами, является необходимым требованием для самоорганизации и формирования структур в живых системах. Так, многие классы биологических соединений существуют в различных жидкокристаллических фазах.

Известно, что сочетание жидких кристаллов с наноразмерными частицами открывает возможности для ориентационного упорядочения и самосборки последних [1, 2]. Ввиду анизотропных свойств жидкие кристаллы являются гибкой платформой для самосборки наноматериалов в более крупные организованные структуры. Кроме того, поскольку жидкокристаллическая матрица чувствительна даже к небольшим внешним воздействиям, надструктурой наночастиц можно управлять путём ориентирования несущей среды, реализуя управляемую динамическую самосборку и настройку дисперсных наноматериалов [3, 4].

Таким образом, самоорганизация наноматериалов в двух- или трехмерном пространстве жидкокристаллической матрицей обеспечивает мощную платформу для разработки функциональных материалов и устройств с уникальными свойствами. Настоящее исследование посвящено обобщению экспериментальных данных по самосборке неорганических наночастиц в жидкокристаллических средах используя как собственные экспериментальные результаты, так и литературные данные международных групп. Рассматривается влияние надструктур из наночастиц на эксплуатационные характеристики перестраиваемых электрооптических устройств на основе жидких кристаллов.

2. Эксперимент

Влияние самосборки неорганических наночастиц на электрооптические свойства жидких кристаллов было рассмотрено на примере квантовых точек CdS, допированных марганцем и нематического жидкого кристалла ЖК-1289. С помощью дифференциальной сканирующей калориметрии были выявлены коррелирующие немонотонные изменения фазовых диаграмм композитов и гашение основного пика люминесценции квантовых точек. Наиболее сильные изменения наблюдаются в диапазоне концентраций квантовых точек 0,2-0,5% массовой доли. В этом диапазоне точка просветления слегка смещается в сторону более высоких температур (до 1 К), а пик люминесценции квантовых точек претерпевает значительное затухание (до 83%).

Диэлектрическая спектроскопия и вольт-контрастные характеристики композитов показали увеличение анизотропии их диэлектрической проницаемости (до 20%) и показателя преломления (до 11%) в диапазоне 0,2-0,4% массовой доли. В то же время не было обнаружено никаких изменений в характере кривых диэлектрической релаксации, а также во временах релаксации и энергии активации во всем исследуемом диапазоне температур.

Такое поведение объясняется существованием разнонаправленных процессов, которые изменяют свой вклад с увеличением концентрации квантовых точек. Полупроводниковые квантовые точки обладают высоким дипольным моментом и изменяют поляризацию пространственного заряда. Явление самосборки квантовых точек (схематично представлено на Рис. 1) приводит к росту $\Delta\epsilon$ и Δn . С другой стороны, увеличение массового содержания квантовых точек приводит к разупорядочению жидкокристаллической матрицы. Косвенным признаком этого эффекта является уменьшение модуля упругости Франка с увеличением концентрации квантовых точек. Это, в свою очередь, уменьшает анизотропию $\Delta\epsilon$ и Δn и объясняет сильное тушение флуоресценции из-за чрезмерной передачи энергии или π - π взаимодействий между квантовыми точками.

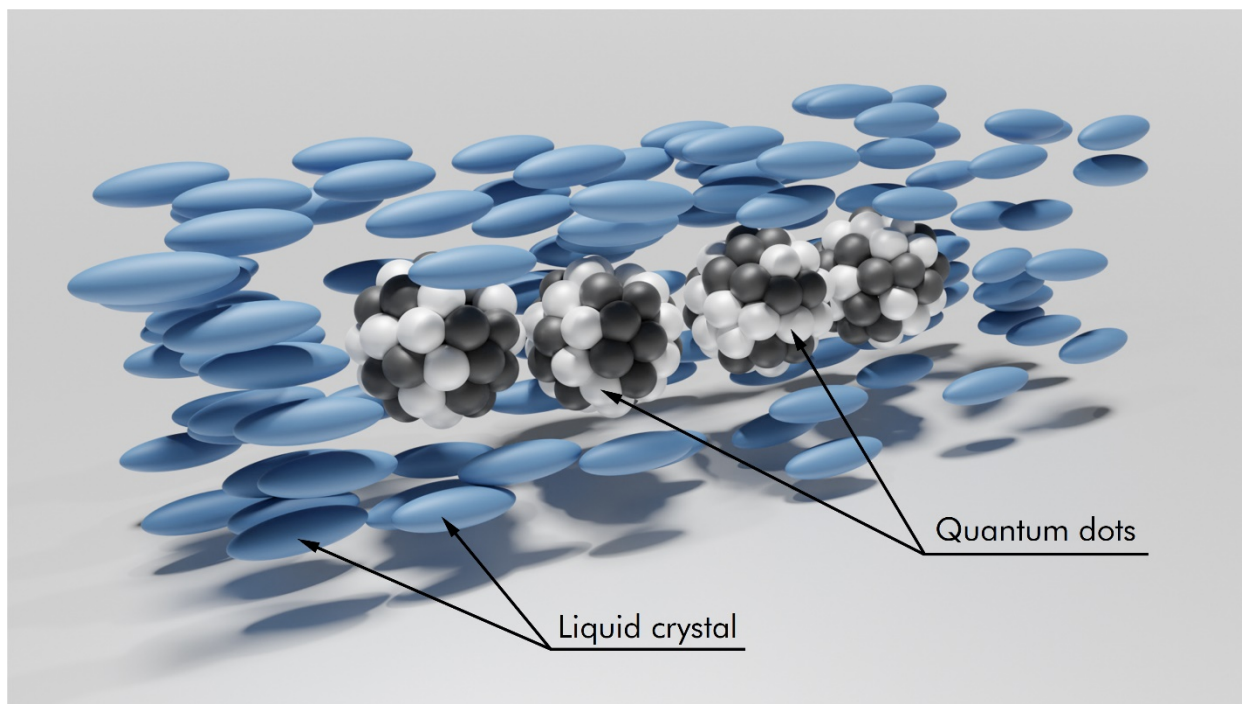


Рисунок 1. Схема самосборки квантовых точек в жидкокристаллической матрице

3. Заключение

В работе показано, что явление самосборки неорганических наночастиц открывает возможность значительного увеличения ключевых физико-химических свойств жидкокристаллических композитов на их основе. Представленные результаты свидетельствуют о том, что самосборка наночастиц в жидкокристаллической матрице является адаптируемой технологией с хорошими перспективами для будущих приложений в оптоэлектронике, в частности, для создания перестраиваемых метаматериалов.

Список литературы

1. Bagiński M., Tupikowska M., González-Rubio G., Wójcik M., Lewandowski W. Shaping Liquid Crystals with Gold Nanoparticles: Helical Assemblies with Tunable and Hierarchical Structures Via Thin-Film Cooperative Interactions // *Advanced Materials*. 2020. V. 32. No. 1. P. 1904581.
2. Wan S., Cong W., Shao B., Wu B., He Q., Chen Q., Shen J., Chen D., Hu H.G., Ye F., Fan C. A library of thermotropic liquid crystals of inorganic nanoparticles and extraordinary performances based on their collective ordering // *Nano Today*. 2021. V. 38. P. 101115.
3. Bagiński M., Szmurło A., Andruszkiewicz A., Wójcik M., Lewandowski W. Dynamic self-assembly of nanoparticles using thermotropic liquid crystals // *Liquid Crystals*. 2016. V. 43. No. 13-15. P. 2391-2409.
4. Rastogi A., Mishra A., Pandey F.P., Manohar R., Parmar A.S. Enhancing physical characteristics of thermotropic nematic liquid crystals by dispersing in various nanoparticles and their potential applications // *Emergent Materials*. 2023. V. 6. No. 1. P. 101-136.

Моделирование методом Монте-Карло паразитного туннельного тока в субмикронных МОП-транзисторах с плавающим затвором

¹ Жевняк О. Г., ¹ Борздов В. М., ¹ Борздов А. В., ¹ Буйновский Д. Н., 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: В настоящей работе путем численного моделирования электронного переноса в кремниевом МОП-транзисторе с плавающим затвором методом Монте-Карло рассчитана плотность туннельного тока утечки в канале прибора. Исследована зависимость плотности тока утечки от длины канала транзистора при температуре 300 К. Показано, что вблизи области стока наблюдается рост паразитного туннельного тока, что приводит к ухудшению рабочих характеристик прибора.

1. Введение

В современных кремниевых интегральных микросхемах короткоканальные МОП-транзисторы с плавающим затвором являются основными элементами флеш-памяти. Важнейшей тенденцией проектирования таких элементов является миниатюризация их активных областей (см., например, [1, 2]). При этом уменьшение размеров МОП-транзистора сопровождается ростом паразитных туннельных токов в режиме считывания информации. Большие плотности паразитных туннельных токов могут приводить к искажению информации, хранящейся в ячейке флеш-памяти. Паразитные туннельные токи обусловлены образованием электронов с высокими энергиями в проводящем канале транзистора у самой границы раздела Si/SiO₂. Недопустимо высокое значение величины паразитного тока возникает в результате сильного разогрева электронов тянущим полем стока МОП-транзистора с плавающим затвором, и увеличением концентрации таких электронов у поверхности раздела Si/SiO₂. Величина паразитного туннельного тока определяется особенностями конструкции МОП-транзистора и условиями, способствующему разогреву электронного газа в проводящем канале прибора [3, 4].

2. Модель элемента флеш-памяти и результаты расчетов

Построение адекватной модели процесса разогрева электронов в проводящем канале МОП-транзисторов с плавающим затвором и проникновение горячих электронов на плавающий затвор в процессе считывания информации представляет собой достаточно сложную задачу. Попадание электронов на плавающий затвор может происходить, во-первых, в результате их прямого туннелирования из проводящего канала, а во-вторых, в результате преодоления горячими электронами с высокой энергией потенциального барьера, образуемого туннельным оксидом. На оба этих процесса существенное влияние оказывает величина приложенных к затвору и стоку напряжений, а также конструктивно-технологические особенности транзистора. Со снижением рабочих напряжений МОП-транзистора с плавающим затвором второй из отмеченных выше процессов может подавляться за счет снижения доли электронов с высокой энергией в проводящем канале, в то время как процесс туннелирования может усиливаться [5].

Целью настоящего исследования явилось моделирование паразитных туннельных токов в короткоканальных МОП-транзисторах с плавающим затвором методом Монте-Карло [6]. Процедура моделирования основана на самосогласованном подходе с решением уравнения Пуассона для определения электростатического потенциала и электрических полей в моделируемой области транзистора. Основной задачей настоящей работы было изучение влияния на величину паразитного туннельного тока такого конструктивно-технологического параметра данного транзистора, как длина проводящего канала.

На рис. 1(а) приведено поперечное сечение моделируемого элемента флеш-памяти на основе кремниевого короткоканального МОП-транзистора с плавающим затвором [7]. Исследуется прибор с длинами канала $L_{ch} = 0,1$ мкм, $0,2$ мкм и $0,3$ мкм. Толщина подзатворного оксида $d_{ox} = 7$ нм, толщина туннельного оксида $d_{tun} = 2$ нм, толщина плавающего затвора $d_{float} = 2$ нм, концентрация донорной примеси в областях истока и стока $N_D = 10^{26}$ м⁻³, $d_j = 50$ нм, концентрация акцепторной примеси $N_A = 10^{24}$ м⁻³. В режиме считывания информации на сток и затвор транзистора подаются напряжения, рав-

ные $V_D = V_G = 2$ В. Рассмотрен режим работы при отсутствии заряда на плавающем затворе. В таком режиме в проводящем канале транзистора может возникнуть дрейфовый ток электронов достаточно высокой плотности, который в свою очередь может вызвать недопустимо большой паразитный ток на плавающий затвор.

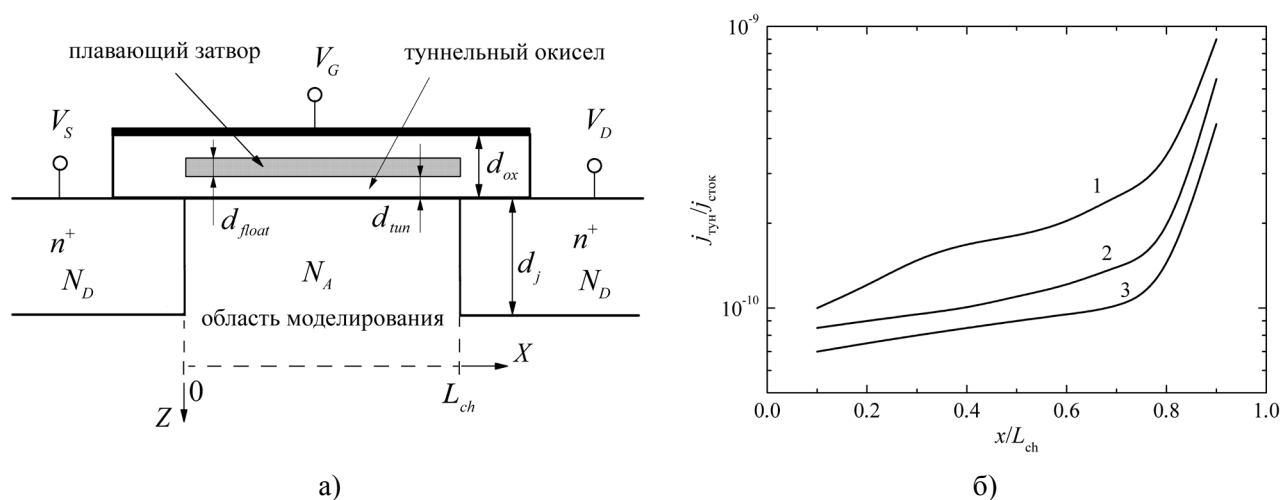


Рис. 1. Схематическое поперечное сечение области моделирования элемента флеш-памяти (а) и зависимость от координаты вдоль канала отношения туннельного тока к дрейфовому току в канале для разных длин канала (б)

На рис. 1(б) приведены полученные в результате численного моделирования зависимости от координаты вдоль проводящего канала транзистора отношения величины паразитного туннельного тока к величине дрейфового тока стока для трех различных длин канала. Кривая 1 соответствует длине канала 0,1 мкм, кривая 2 – 0,2 мкм и кривая 3 – 0,3 мкм. Результаты моделирования, представленные на рис. 1(б) позволяют заключить, что с уменьшением длины канала величина паразитного туннельного тока заметно увеличивается. Существенный рост паразитного тока наблюдается в стоковой области канала (не менее чем в 2 раза). Объяснить это можно тем, что с уменьшением длины канала заметно возрастает средняя энергия электронов в канале, что в свою очередь приводит к заметному росту интенсивности их туннелирования через туннельный окисел.

3. Заключение

Таким образом, в настоящей работе с помощью численного моделирования электронного переноса методом Монте-Карло проанализировано влияние длины канала короткоканального МОП-транзистора с плавающим затвором, являющегося базовым элементом флеш-памяти, на величину паразитного туннельного тока. Показано, что с уменьшением длины проводящего канала от 0,3 мкм до 0,1 мкм величина этого тока в области стока увеличивается не менее, чем в 2 раза, что необходимо учитывать при проектировании элементов флеш-памяти.

Список литературы

1. De Salvo B. Silicon Non-Volatile Memories: paths of innovation. London : Wiley-ISTE, 2013. 310 p.
2. Boukhobza J., Olivier P. Flash memory integration. Performance and energy considerations. London : ISTE press Ltd., 2017. 250 p.
3. Fiegna C., Iwai H., Wada T. et al. Scaling the MOS transistor below 0.1 μm : methodology, device structures, and technology requirements // IEEE Trans. Electron Devices. 1994. Vol. 41. No. 6. P. 941–951.
4. Gerardi C., Ancarani V., Portoghese R. et al. Nanocrystal memory cell integration in a stand-alone 16-Mb NOR flash device // IEEE Trans. Electron Devices. 2007. Vol. 54. No. 6. P. 1376–1383.
5. Bude J. D., Pinto M. R., and Kent Smith R. Monte Carlo simulation of the CHISEL flash memory cell // IEEE Trans. Electron Devices. 2000. Vol. 47. No 10. P. 1873–1881.
6. 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.
7. Жевняк О. Г., Борздов В. М., Борздов А.В. и др. Моделирование электрофизических параметров элементов флеш-памяти методом Монте-Карло // Приборы и методы измерений. 2022. Т. 13. № 4. С. 276–280.

Электрофизические процессы в структурах с проводящими нанопленками в волноводе¹

Таран Е. П., Старостенко В. В., Зуев С. А., Максютя С. А.

ФГАОУ ВО «КФУ им. В. И. Вернадского»

г. Симферополь, пр. Вернадского, 4, 295007, Российская Федерация
taran_evgeniy@mail.ru

Аннотация: В работе с использованием электродинамической и тепловой численных моделей проведены исследования зависимости коэффициента поглощения от толщины нанометровых пленок с учетом их электропроводности. Определен диапазон нанометровых пленок, в пределах которого для пленок из различных проводящих материалов наблюдается максимальное поглощение.

1. Введение

Свойства различных объектов, помещенных в волновод, широко используются в научных исследованиях, в датчиках, в измерительной аппаратуре и различных устройствах [1]. Существующие пакеты программ позволяют исследовать электротепловые процессы в многослойных металлодиэлектрических объектах [2]. Существенными ограничениями использования таких пакетов являются условия стационарности воздействия на объект электромагнитных полей (ЭМП) и толщина проводящих пленок [3]. Использование таких программных пакетов (ПП) позволяет найти распределение токов в проводящих структурах и при заданной мощности определить температуру распределения в проводящих и прилегающих к ним слоях. В ПП [2, 3] предполагается, что толщина проводящих слоев более 1 мкм. Тенденции развития различных областей электроники и других научных направлений требуют использования моделей, позволяющих исследовать электрические и тепловые процессы в многослойных структурах от начала воздействия ЭМП и вплоть до их теплового разрушения. Наиболее сложными для создания электротепловой модели с нанометровыми проводящими пленками являются: а) разброс по порядку размерности сетки в структуре и в дальней зоне, что однозначно определяет время расчетов; б) задание зависимости удельной проводимости при толщинах проводящих пленок от 0 до 10 нм.

Целью работы является исследование электрофизических процессов в структурах с проводящими нанопленками при воздействии электромагнитных полей СВЧ-диапазона в волноводном тракте с использованием разработанных пакетов программ для решения электродинамической и тепловой задач.

2. Описание модели

Для решения электродинамической задачи воздействия электромагнитного излучения СВЧ-диапазона на структуры с проводящими нанопленками в волноводе использовался пакет программ, основанный на методе конечных разностей во временной области (КРВО, [4]). Данный пакет программ позволяет в динамике рассчитывать распределение ЭМП на структурах с проводящими нанопленками в зависимости от изменения проводимости пленки с учетом ее разогрева.

Для решения тепловой задачи использовался пакет программ, основанный на методе тепловых потоков для трехмерного нестационарного уравнения теплопроводности [5]. Разработанный программный пакет позволяет рассчитывать температурные поля в пленочных слоистых структурах с учетом омической и пространственной неоднородности, а также определять усредненную поглощенную мощность в подобного рода структурах. Использование адаптивной пространственной сетки в электродинамической и тепловой задачах позволяет исследовать многослойные структуры с большим разбросом геометрических размеров (порядка 10^3 - 10^4).

Одним из актуальных вопросов при моделировании электродинамических и тепловых процессов в структурах с проводящими нанопленками является время решения задачи. Для этого предлагается использование метода распараллеливания как для электродинамической задачи, так и для тепловой задачи. На данный момент разрабатывается программный пакет, основанный на распараллеливании процессов, как электродинамических, так и тепловых.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 22-22-20126.

3. Результаты и их анализ использования модели

Анализ поведения дифракционных характеристик на упрощенных моделях и экспериментальные данные показал, что при толщинах от 0 до 10 нм удельную проводимость можно аппроксимировать линейной зависимостью на участке $0 \dots 10^6$ См/м, с максимумом поглощения при толщине 5 нм для пенек из металлов с табличной проводимостью более 10^7 См/м (Au, Cu, Ag, Al) и с максимумом поглощения по толщине пленок более 10 нм для материалов с удельной проводимостью порядка 10^6 См/м (NiCr, Ti и др.). При эксплуатации модели представляют интерес дифракционные явления для структур с нанометровыми проводящими пленками в волноводе и динамика развития тепловых процессов. Экспериментальные исследования показывают, что прожог проводящих пленок начинается при толщинах чуть более 3 нм на подложках из стекла и более 2,5 нм с подложками из лавсана при средней мощности генератора более 10 Вт. Модельные расчеты показывают количественное совпадение с экспериментальными данными. В ПП предполагается, что прожог металлизации происходит при достижении температуры плавления материала пленки на любом его участке. Время прожога проводящей пленки определяется мощностью генератора. Расчеты и экспериментальные исследования проводились на структурах с нанометровыми проводящими пленками из алюминия.

В качестве исходных данных предполагалось: частота $f=3$ ГГц, сечение волновода 34×72 мм, структура с проводящей пленкой (проводящая пленка на подложке из ситалла) размером 15×15 мм, расположенная перпендикулярно оси волновода. На рис.1 представлены расчетные зависимости коэффициента поглощения от толщины для пленок из Al и NiCr при соответствующем задании удельной проводимости от толщины на участке $0 \dots 30$ нм. Как следует из рис.1, характер поглощения сильно зависит от удельной проводимости.

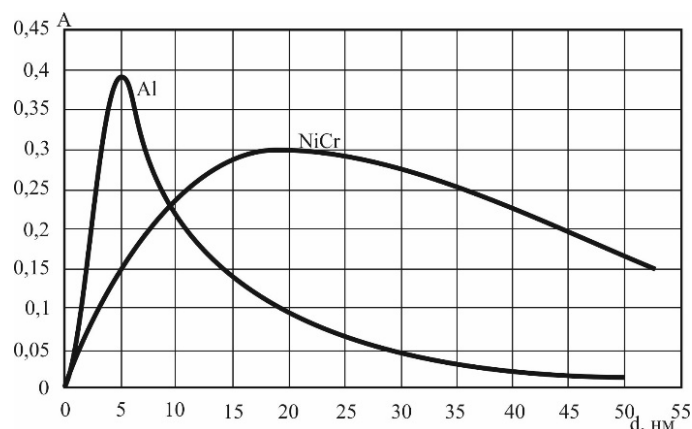


Рис. 1. Зависимость коэффициента поглощения ($A = P_{\text{пол}} / P_{\text{пад}}$) от толщины для пленок из Al и NiCr

4. Заключение

В работе представлены основные положения разработанных пакетов программ, позволяющих моделировать электродинамические и тепловые процессы в структурах с нанометровыми проводящими пленками при воздействии электромагнитных полей СВЧ-диапазона. Особый интерес представляют зависимости поглощения от удельной проводимости пленок с проводимостью более 10^7 См/м и 10^6 См/м, которые достаточно сильно отличаются между собой. Дальнейшая работа над пакетом программ предполагает использование методов ускорения процесса расчетов.

Список литературы

1. Пастернак Ю.Г., Ищенко Е.А., Пендюрин В.А., Фёдоров С.М. Использование активного метаматериала в качестве интегрированного в волновод фазовращателя // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С.54-61.
2. Банков С.Е., Грибанов А.Н., Курушин А.А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ-структур с использованием FEKO. М.: OneBook, 2013. 426 с.
3. Electromagnetic simulation and EM modeling software: WIPL-D [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.wipl-d.com, свободный (дата обращения: 04.08.18)
4. Таран Е.П. Программа для ЭВМ RU 2017616574 (РФ) Компьютерная программа расчета электромагнитных полей СВЧ диапазона в прямоугольном волноводе с неоднородными включениями. Оpubл. 2017, № 6.
5. Зуев С.А., Таран Е.П. Программа для ЭВМ RU 2018615692 (РФ) Динамическая модель тепловых процессов в слоистых неоднородных пленочных структурах. Оpubл. 2018, № 5.

2-модовый 600-гигагерцевый гиротрон на второй гармонике гирочастоты

Колосов С. В., Шатилова О. О.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Минск, 220013, Беларусь
kolosov@bsuir.by

Аннотация: Рассматривается вариант расчета 2-модового гиротрона на частоту 600 гигагерц с рабочими модами $TE_{17,5}$ и $TE_{17,6}$. Волновод гиротрона разделяется на два резонатора с разными типами рабочих волн. Это дает возможность производить предварительную азимутальную группировку спирализованного электронного потока в относительно слабом электромагнитном поле и последующим отбором энергии от электронного потока в сильном электромагнитном поле второго резонатора гиротрона, что позволяет достичь КПД 25 % при работе на второй гармонике гирочастоты.

1. Введение

Создание мощных гиротронов для работы в терагерцовом частотном диапазоне требует использование волноводов большого диаметра с рабочими типами ТЕ-волн с большим азимутальным индексом и возможностью работы на гармониках гирочастоты, что позволяет понизить значение магнитостатического поля. Перспективы создания терагерцовых гиротронов описаны в [1].

2. Результаты расчетов

Для расчетов использовалась программа Gyro-K [2]. Математическая модель процессов, происходящих в gyro приборах описана в [3]. Расчеты проводились для рабочей частоты 600 ГГц и волн $TE_{17,5}$ и $TE_{17,6}$.

В результате оптимизационных расчетов был получен следующий результат. Величина тока электронного потока составляла 27 А $\left(\sigma = \frac{\eta_0 \mu_0}{c} I_0 = 0.73723 \cdot 10^{-3} I_0 [A] = 0.02 \right)$, ускоряющее напряжение

составило 56,4 КВ $\left(\beta_0 = \frac{v_0}{c} = \sqrt{1 - \frac{1}{(1.957 \cdot 10^{-6} V_0 [v] + 1)^2}} = 0.4346 \right)$, питч фактор $q = V_{\perp} / V_{\parallel} = 1.6$, средний

нормированный радиус волновода $g \sim \frac{2\pi R_w}{\lambda_0} = 56$, нормированное значение радиуса ведущего центра

ларморовских орбит $r_{vc} = \frac{R_{vc} 2\pi}{\lambda_0} = 24.59$, нормированное значение магнитостатического поля

$F(z) = \frac{\mu_0 e H_z^0(z)}{\omega_0} = \frac{1.748 \cdot 10^{11} \cdot B_0 [T]}{2\pi \cdot f_0 [Hz]} = 0.54416$, нормированная длина прибора $l = \frac{2\pi L_w}{\lambda_0} = 66.3$.

Интегральные характеристики для рассчитанного варианта gyro-ЛБВ показаны на рисунке 1.

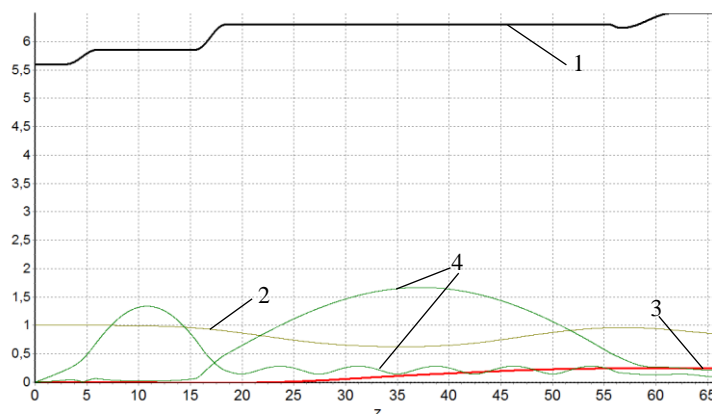


Рис. 1. 1 – профиль волновода ($g/(2\pi)$), 2 – функция поперечной группировки электронов по второй гармонике гирочастоты, 3 – электронной КПД, 4 – нормированные амплитуды волн $TE_{17,5}$ и $TE_{17,6}$

Из этого рисунка следует, что электронный КПД этой gyro-ЛБВ составляет 25%. На следующем рисунке показано распределение модуля напряженности ВЧ электрического поля вдоль оси прибора.

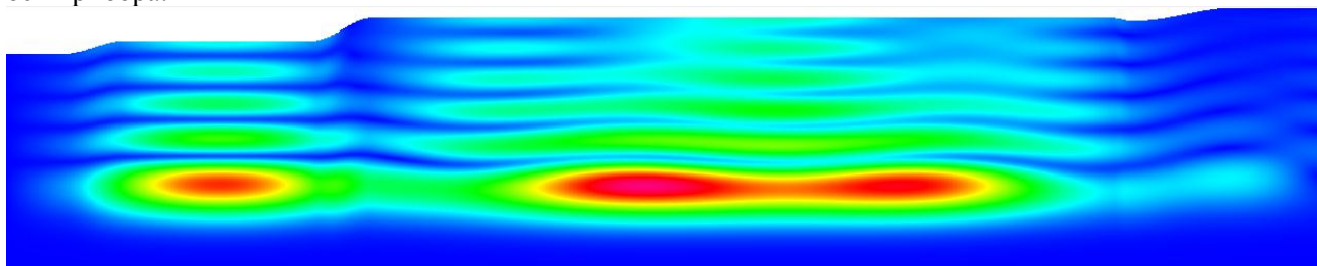


Рис. 2. Нормированная амплитуда ВЧ электрического поля вдоль оси гиротрона.

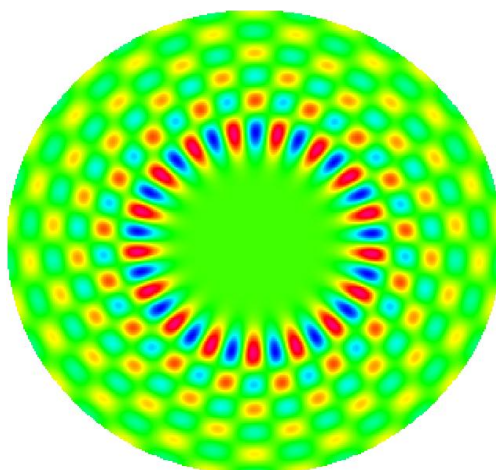


Рис. 3. Поперечный разрез нормированного распределения радиальной составляющей ВЧ электрического поля на продольной длине 40 радиан

Аналогично был просчитан вариант гиротрона, работающего на модах $TE_{25,7}$ и $TE_{25,8}$. Такой гиротрон обладает похожими характеристиками, но несколько повышенной выходной мощностью.

3. Заключение

Гиротрон на модах $TE_{17,5}$ и $TE_{17,6}$ обеспечивает хорошие характеристики прибора по КПД на второй гармонике гирочастоты и позволяет продвинуться в более высокочастотный диапазон частот при вполне приемлемых параметрах электронного потока, волновода и магнитостатического поля.

Список литературы

1. Глявин М. Ю., Денисов Г. Г., Запечалов В. Е. и др. Терагерцевые гиротроны : состояние и перспективы // Радиотехника и электроника. 2014. Том 59, № 8. С. 745—751.
2. Колосов С. В., Зайцева И. Е. Компьютерная программа GYRO-K для разработки и проектирования гирорезонансных приборов СВЧ // СВЧ электроника. 2017. № 2. С. 42—44.
3. Kolosov S. V. Optimization of microwave devices with irregular waveguide. LAP LAMPERT Academic Publishing RU, 2019. 192 p.

Проект многоствольного гиротрона терагерцового диапазона для ДПЯ/ЯМР спектроскопии¹

Запевалов В.Е., Зуев А.С., Планкин О.П., Семенов Е.С.

Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46, 603950, Российская Федерация
zapev@ipfran.ru

Аннотация: Представлен проект многоствольного гиротрона (МСГ) с возможностью одновременной или последовательной генерации на частотах 263 ГГц, 395 ГГц, 526 ГГц и 593 ГГц, востребованных в ДПЯ/ЯМР-спектрометрах с основными частотами (по протонам ^1H) 400 МГц, 600 МГц, 800 МГц и 900 МГц, соответственно. Рассмотрены особенности проектирования электронно-оптической системы для МСГ терагерцового диапазона. Наряду с обычной схемой вывода излучения в сторону коллектора рассматривается перспективность схемы МСГ с выводом излучения в сторону электронной пушки (гирос-ЛОВ).

1. Введение

Источники терагерцового излучения требуются, например, в спектроскопии высокого разрешения, для диагностики различных сред, в медицинских и биологических приложениях. Для некоторых приложений важным фактором является контроль частоты выходящего излучения с возможностью ее плавной перестройки. Например, источники терагерцового излучения активно используются для динамической поляризации ядер (ДПЯ) в ЯМР-спектроскопии, что позволяет значительно повысить точность и чувствительность, уменьшить время измерений, требуемое для получения необходимой информации. В соответствии с общей тенденцией, одним из основных направлений развития гиротронов является продвижение частоты генерации все далее в терагерцовый диапазон [1–4]. Для максимально достижимых полей магнитных систем, используемых в гиротронах, имеются объективные ограничения. В связи с этим фактом практически безальтернативным способом генерации излучения на высоких частотах (более 0,5 ТГц) в длинно-импульсном и непрерывном режимах является работа гиротрона на высоких циклотронных гармониках. В таких гиротронах обостряется конкуренция со стороны паразитных мод, синхронных с более низкими циклотронными гармониками, что приводит к снижению эффективности или даже полному подавлению генерации на гармониках. При наличии эффективной селекции мод даже сравнительно маломощные гиротроны на гармониках гирочастоты имеют выходную мощность терагерцового излучения достаточную для большинства спектроскопических приложений.

С целью освоения терагерцового диапазона рассматриваются различные схемы неканонических гиротронов [5, 6]. Перспективным прибором с повышенными возможностями по перестройке частоты с дополнительной селекцией мод являются многоствольные гиротроны [7, 8]. В работе представлен проект многоствольного гиротрона (МСГ) с возможностью генерации на частотах 263 ГГц, 395 ГГц, 526 ГГц и 593 ГГц, востребованных в ДПЯ/ЯМР-установках с основными частотами (по протонам ^1H) 400 МГц, 600 МГц, 800 МГц и 900 МГц, соответственно.

2. Многоствольный гиротрон с одновременной генерацией излучения на кратных частотах

Простейший вариант многоствольного гиротрона включает адиабатическую систему формирования нескольких винтовых электронных пучков; резонаторную систему, состоящую из нескольких стволов (резонаторов), каждый из которых расположен соосно электронному пучку; и систему вывода энергии с передачей ВЧ-мощности к выходному окну из каждого ствола электродинамической системы (см. рис. 1). Эта схема МСГ объединяет преимущества и канонического гиротрона (для формирования винтовых электронных пучков может быть использована адиабатическая магнетронно-инжекторная пушка с секционированной эмиссией), и гиротрона с приосевым пучком [6] (эффективная селекция мод, синхронных с высокими гармониками гирочастоты). Схема МСГ может быть использована для реализации одновременной генерации на нескольких частотах 263 ГГц, 395 ГГц, 526 ГГц при работе на второй, третьей и четвертой циклотронных гармониках. Для проектируемого прибора выбрано ускоряющее напряжение $U_0 = 80$ кВ, в этом случае рабочее магнитное поле близко к 5,4 Тл. Дополнительно рассматривается возможность генерации излучения на частоте 594 ГГц с

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке проекта FFUF-2021-0001.

рабочим полем 8,1 Тл в случае работы на третьей циклотронной гармонике. Конфигурация электроно-оптической системы показана на рис. 1.

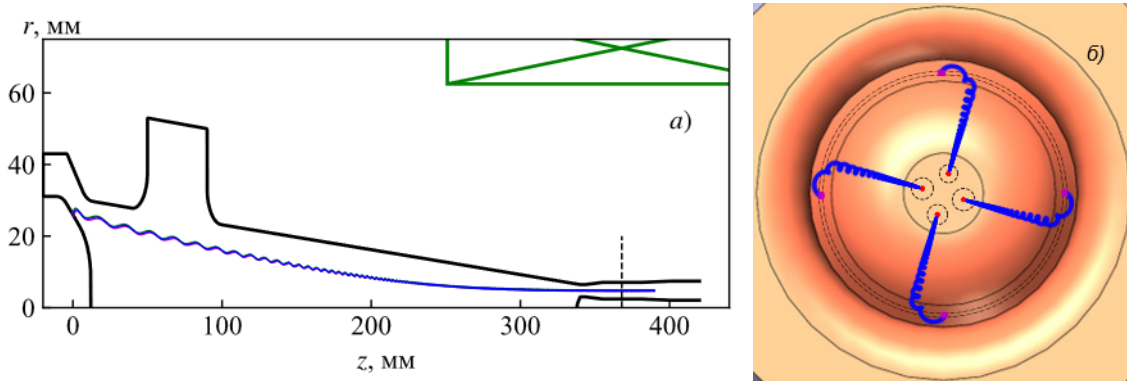


Рис. 1. (а) Геометрия многолучевой пушки для многоствольного гиротрона на плоскости (r, z) ; (б) вид электронной пушки в координатах r, φ в цилиндрической системе координат.

При одновременной генерации излучения на частотах 263, 395 и 526 ГГц расчётная выходная мощность составила 88, 64 и 42 Вт соответственно. При отдельной оптимизации режимов мощность достигает более 1 кВт на частоте 263 ГГц и около 260 Вт на частоте 395 ГГц. Для одночастотной генерации на 594 ГГц максимальная мощность составила около 200 Вт. Помимо вывода излучения в сторону коллектора, в качестве альтернативы, рассмотрен вариант с выводом излучения в сторону электронной пушки (режим giro-ЛЮВ), который можно реализовать, используя электродинамическую систему с выходным расширением со стороны электронной пушки и закритическим сужением со стороны коллектора. Использование этого режима позволяет заметно расширить диапазон частотной перестройки прибора.

В многоствольных гиротронах терагерцового диапазона существенно ограничен ток каждого электронного пучка, что снижает достижимый уровень мощности выходного излучения. Заметим, что для большинства спектроскопических и диагностических приложений терагерцового диапазона требуются частотно-перестраиваемые источники излучения с мощностью порядка 10 Вт и даже менее. Как показали проведенные исследования такой уровень мощности заведомо достижим в рассматриваемых приборах.

3. Заключение

В работе рассмотрен перспективный проект многоствольного гиротрона. Предложенная схема достаточно проста в реализации и включает в себя преимущества как канонического гиротрона (система формирования винтового электронного пучка), так и гиротрона с приосевым пучком (эффективная селекцией рабочей моды). Главным преимуществом многоствольных гиротронов по сравнению с набором отдельных гиротронов с аналогичными выходными характеристиками является использование одной магнитной системы, что не только уменьшает стоимость гиротронной установки, но и кардинально упрощает её. Подобная схема МГС может быть использована для одновременной или последовательной генерации на кратных друг к другу частотах применительно к разным задачам спектроскопии, диагностики и воздействия на разнообразные объекты.

Список литературы

1. Запевалов В. Е., Глявин М. Ю. Терагерцовые гиротроны // Статья в коллективной монографии. Генерация и усиление сигналов терагерцового диапазона. Под редакцией А. Е. Храмова, А. Г. Баланова, В. Д. Еремки, В. Е. Запевалова, А. А. Короновского. Саратов : Сарат. гос. техн. ун-т., 2016. С. 68–107.
2. Kumar N., et al. A review on the sub-THz/THz gyrotrons // *Infrared Physics & Technology*. 2016. Vol. 76. P. 38–51.
3. Blank M., Felch K. L. Millimeter-wave sources for DNP-NMR // *eMagRes*. 2018. Vol. 7, no. 4. P. 152–166.
4. Sabchevski S., Glyavin M. Development and application of THz gyrotrons for advanced spectroscopic methods // *Photonics*. 2023. Vol. 10. P. 189–219.
5. Запевалов В. Е. Неканонические гиротроны // *Известия вузов. Радиофизика*. 2018. Т. 61. № 4. С. 305–314.
6. Братман В. Л., Калынов Ю. К. и Мануилов В. Н. Субтерагерцовые и терагерцовые гиротроны с большой орбитой // *Известия вузов. Радиофизика*. 2009. Т. 52, № 7. С. 525–535.
7. Запевалов В. Е., Зуев А. С. и Куфтин А. Н. Многоствольные гиротроны // *Известия вузов. Радиофизика*. 2020. Т. 63, № 2. С. 105–114.
8. Запевалов Владимир Евгеньевич, Зуев Андрей Сергеевич. Многоствольный гиротрон. Россия. Патент 2755826. 22.09.2021. Федеральное государственное бюджетное научное учреждение "Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук" (ИПФ РАН) (RU).

Теоретическое и экспериментальное исследование генерации на третьей гармонике в режиме умножения частоты в сильноточном релятивистском гиротроне Ka-диапазона¹

^{1,2}Э. Б. Абубакиров, ^{1,2}А. Н. Денисенко, ^{1,2}А. Н. Леонтьев, ^{1,2}К. В. Минеев, ^{1,2}Р. М. Розенталь

¹ Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

² Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,

Лаборатория источников интенсивного излучения миллиметрового диапазона

г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23, 603022, Российская Федерация

leontiev@ipfran.ru

Аннотация: Проведены теоретические и экспериментальные исследования генерации излучения в режиме умножения частоты на третьей гармонике в сильноточном гиротроне Ka-диапазона. В рамках трехмерного моделирования методом крупных частиц показано, что коэффициент нелинейной трансформации в W-диапазоне может достигать значений 0.5%. Представлены экспериментальные данные по регистрации излучения в данном диапазоне.

1. Введение

Исследование генерации излучения на высоких циклотронных гармониках в гиротронах представляет значительный интерес как для увеличения частоты генерации при заданном магнитном поле, так и для уменьшения магнитного поля при заданной частоте. Одной из привлекательных возможностей здесь является использование эффекта умножения частоты [1,2]. При этом, поскольку электронный пучок является нелинейной средой, в нем под действием внешней или низкочастотной (НЧ) волны, генерируемой самим пучком, возникают гармоники тока, которые обеспечивают последующее высокочастотное (ВЧ) излучение гармониках исходной волны.

Для слаборелятивистских спиральных электронных потоков существенным недостатком описанного механизма является низкий коэффициент нелинейной трансформации (КНТ), который определяется как отношение мощности ВЧ-излучения к мощности НЧ-генерации на основном циклотронном резонансе. Это связано с быстрым уменьшением коэффициентов связи с увеличением номера гармоники. В то же время хорошо известно, что степень затухания коэффициентов связи на гармониках уменьшается с ростом энергии электронов [3]. Таким образом, гиротроны с сильноточными релятивистскими электронными пучками представляются весьма привлекательными для реализации режима умножения частоты.

2. Расчет и экспериментальные наблюдения

Для анализа генерации на высоких циклотронных гармониках были проведены расчеты на основе трехмерного моделирования методом крупных частиц с использованием программы CST Particle Studio. При моделировании винтовой электронный пучок 500 кэВ 2 кА возбуждал моду TE_{-4,2} резонатора гиротрона на частоте 35 ГГц. Было использовано около 300 тысяч макрочастиц, количество узлов сетки составило около 30 миллионов. После окончания взаимодействия пучок попадал на стенку выходного волновода в спадающем магнитном поле (рис. 1(а)). В данной работе мы ограничимся анализом генерации на третьей циклотронной гармонике, так как с учетом параметров рассматриваемого гиротрона этот режим относительно легко наблюдать в эксперименте с использованием доступных средств микроволновых измерений W-диапазона.

На рис. 1(б) представлена зависимость мощности излучения от магнитного поля для моды TE_{-4,2}, взаимодействующей с пучком на основной гармонике. Максимальная мощность моды TE_{-4,2} достигается при магнитном поле 1,925 Тл и составляет около 170 МВт. С увеличением магнитного поля мощность постепенно уменьшается до тех пор, пока при значении магнитного поля выше 2,1 Тл не будет возбуждаться паразитная мода TE_{-5,2}. Максимальная мощность излучения на третьей гармонике, соответствующая моде TM_{12,4}, также достигается при ведущем магнитном поле 1,925 Тл и составляет около 950 кВт, что соответствует КНТ=0,56%.

¹ Исследование выполнено при поддержке Российского Научного Фонда, грант № 23-12-00161.

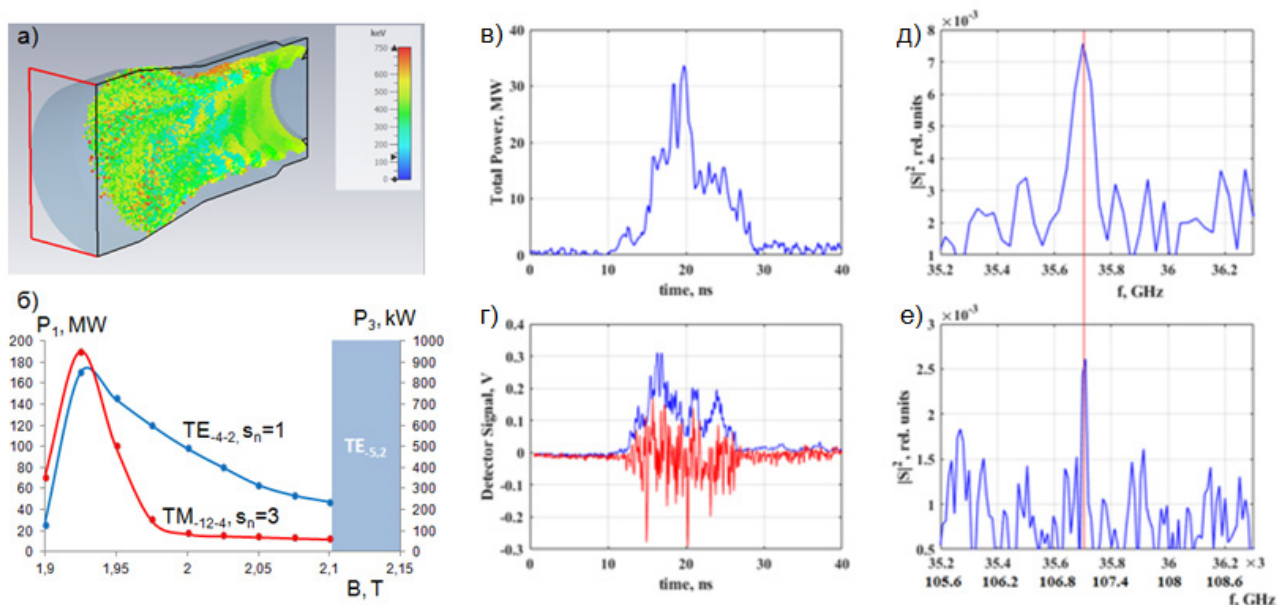


Рис.1. (а) Геометрия пространства взаимодействия в трехмерном моделировании методом крупных частиц, мгновенное положение макрочастиц и их распределение по энергиям. (б) Расчетная зависимость мощности на основной гармонике (мода $TE_{4,2}$) и на третьей гармонике гирочастоты (мода $TM_{12,4}$) от величины магнитного поля. (в, г) Экспериментально измеренные формы импульсов на основной и третьей гармониках гирочастоты соответственно. (д,е) частотные спектры сигналов на основной и третьей гармонике соответственно.

В экспериментах с имеющимся сильноточным гиротроном Ка-диапазона [4] использовались две измерительные системы, состоящие из СВЧ-детекторов, фиксирующих огибающую СВЧ-импульса, а также смесителей и гетеродинов для анализа частотного спектра излучения в Ка-диапазоне для первой циклотронной гармоники и в W-диапазон для третьей гармоники. Полная энергия выходного излучения измерялась с помощью термпарного калориметра. В ходе экспериментов при ведущем магнитном поле в резонаторе 1,9 Тл был зарегистрирован сигнал в низкочастотной измерительной линии на частоте 35,7 ГГц (рис.1 (в)), соответствующий расчетной частоте моды $TE_{4,2}$ (рис.1 (д)). При этом в ВЧ линии обнаружен сигнал на частоте 107,1 ГГц (рис.1 (е)), что точно соответствует тройной частоте низкочастотного сигнала и предположительно соответствует излучению на моде $TE_{12,4}$ взаимодействующей с пучком на третьей циклотронной гармонике. Максимальная мощность выходного сигнала в этом режиме достигала 35 МВт, что значительно меньше максимальных расчетных значений, а огибающая СВЧ-импульса была существенно неравномерной. Предположительно, причиной такого существенного снижения мощности является отличие величины тока пучка от оптимального значения, что планируется устранить в последующих экспериментах.

3. Заключение

Несмотря на значительные расхождения экспериментально зарегистрированной мощности с результатами расчетов для фундаментальной гармоники, регистрация излучения в W-диапазоне подтверждает возможность реализации режима умножения частоты в сильноточном релятивистском гиротроне с потенциально высоким КНТ. Предполагается, что оптимизация режима генерации на фундаментальной гармонике приведет также к стабилизации и увеличению мощности на высоких гармониках в соответствии с расчетными значениями.

Список литературы

1. Завольский Н.А., Нусинович Г.С., Павельев А.Б. К теории паразитного излучения в гиротронах // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 1988. Т. 31. № 3. С. 361.
2. T. Idehara, Y. Yamagishi and T. Tatsukawa, Frequency measurement of a submillimeter wave gyrotron output // Int. J. Infrared Millim.Waves, **18** (1), 259 (1997), doi: 10.1007/BF02677910
3. В.Л. Братман, Н.С. Гинзбург, Г.С. Нусинович, М.И. Петелин, В.К. Юлпатов. Циклотронные и синхротронные мазеры / В кн. "Релятивистская высокочастотная электроника". – Горький: ИПФАН СССР, 1979. – С.157-216.
4. Абубакиров Э.Б., Денисенко А.Н., Коношков А.П., Ошарин И.В., Розенталь Р.М., Тараканов В.П., Федотов А.Э. Разработка сильноточного релятивистского гиротрона миллиметрового диапазона // Изв. РАН. Сер. физическая, т.82, №1, с.56-60 (2018).

Генерация в релятивистском гиротроне со связанными резонаторами на третьей гармонике циклотронной частоты¹

¹Иляков Е.В., ¹Калынов Ю.К., ¹Кулагин И.С., ¹Гром Ю.Д., ^{1,2}Мануилов В.Н., ¹Шевченко А.С.

¹Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

ilyakov@ipfran.ru

²Нижегородский государственный университет

г. Нижний Новгород, 603950, пр. Гагарина, 23, Российская Федерация

Аннотация: Сущение спектра возможных мод в гиротроне, неизбежное при переходе к работе на гармониках циклотронной частоты, затрудняет селективную генерацию рабочей моды. Рассматривается работа гиротрона, пространство взаимодействия которого состоит из двух электродинамически связанных резонаторов различного диаметра, достаточно коротких для отсутствия независимого возбуждения СВЧ колебаний, но имеющих на одной из высших циклотронных гармоник общую для обоих резонаторов моду колебаний. Выделенная, таким образом, рабочая мода возбуждается на частоте 80 ГГц при мощности 0.8 МВт.

1. Введение

В работе исследуется возможность увеличения выходной мощности и частоты излучения в релятивистских гиротронах на гармониках циклотронной частоты. Использование высоких гармоник для повышения частоты сопряжено с ухудшением селективности из-за добавления паразитных мод, синхронных с пучком на низших гармониках. Недавно была получена селективная генерация в релятивистском гиротроне на второй гармонике на моде TE_{11.2} мощностью 2.0 МВт, при КПД 28% [1]. Для обеспечения селективной работы гиротрона на третьей гармонике предлагается применение электродинамической системы в виде двух связанных резонаторов (см. [2, 3]). Система представляет собой две электродинамически связанные секции различного диаметра, рассчитанные на возбуждение на одной частоте рабочих мод с одинаковым азимутальным индексом и разными радиальными индексами. Секция меньшего диаметра предназначена для возбуждения рабочей моды TE_{9.1}, а большего – для моды TE_{9.3} [4].

2. Схема установки и экспериментальные исследования гиротрона

С целью предотвращения развития СВЧ пробоя резонатор гиротрона (рис. 1) изготавливался из бескислородной меди и поддерживался во время работы СВЧ прибора при температуре 500°C для устранения адсорбированных молекул [5]. При такой температуре проводимость бескислородной меди уменьшается примерно в три раза до 19.7 См/мкм, что существенно уменьшает искажения импульсного магнитного поля, стабилизирующего электронный пучок, и несколько увеличивает омические потери СВЧ излучения в связанных резонаторах. При такой температуре линейные размеры резонаторов увеличиваются на 0.86% по сравнению с проектными.

Согласно предыдущим экспериментам (см. напр. [1]), на фронтах высоковольтного импульса могут возбуждаться паразитные моды, имеющие преимущество по стартовым условиям над рабочей модой, которые могут продолжить свое существование и при номинальных параметрах пучка. Чтобы этого избежать, следует воспользоваться ламинарностью формируемого пучка и установить (в точке минимального отклонения пучка от оси) диафрагму [6], которая будет пропускать пучок только при напряжении, близком к номинальному.

Профиль магнитного поля также может существенно повлиять на эффективность генерации и согласованность работы секций резонатора. Расчеты диктуют весьма строгую однородность магнитного поля, но при использовании импульсного питания соленоидов и при нагревании резонатора с его неоднородной структурой, распределение токов Фуко может нарушить условия работы прибора [7].

Эксперименты проводились на сильноточном микросекундном электронном ускорителе «Сатурн-Д» с термоэмиссионным инжектором на базе неадиабатической магнетронно-инжекционной пушки, формирующей квазиламинарный винтовой электронный пучок с высоким пичч-фактором и малым разбросом по поперечным скоростям, с энергией электронов до 280 кэВ, током до 100 А, длительностью импульса около 1 мкс [6, 8]. Для предотвращения паразитной генерации во входной части канала транспортировки, которая может нарушать нормальную работу электронной пушки, во

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 20-02-00274.

входном конусе размещались СВЧ поглотители [9]. Выходной тракт гиротрона заканчивался плавным рупором большого диаметра и вакуумным СВЧ окном из фторопласта.

Ток электронного пучка измерялся с помощью шунта, соединенного с коллектором электронов, гальванически изолированным от анода электронной пушки. Мощность излучения в эксперименте измерялась с помощью твердотельного калориметра. Частота излучения определялась набором запредельных волноводов и гетеродинным методом.

В эксперименте были учтены упомянутые выше факторы. Перед резонатором гиротрона была установлена диафрагма, пропускающая пучок на уровне $265 \div 280$ кВ. Был измерен профиль импульсного магнитного поля в момент подачи электронного пучка. Чтобы это измерение можно было связать с возникающими токами Фуко при температуре материала резонатора – меди при 500°C , для измерений была изготовлена копия резонатора из дюралюминия марки Д16Т, которая при комнатной температуре имеет ту же проводимость, что и разогретая медь. Импульсы рабочей моды показаны на осциллограммах рис. 2: на фоне высоковольтного импульса U и тока I , прошедшего через диафрагму, показаны импульсы рабочей моды (прошедшие через закритическое сужение 75 ГГц) и общей генерации, чувствительность которой настроена так, что возможная паразитная мода в диапазоне выше 25 ГГц уверенно регистрируется. Импульсы с мощностью выше $0.6 \div 0.8$ МВт обычно прерываются СВЧ пробоем в узкой секции резонатора, где СВЧ поля при мощности 0.8 МВт превышают 80 кВ/см.

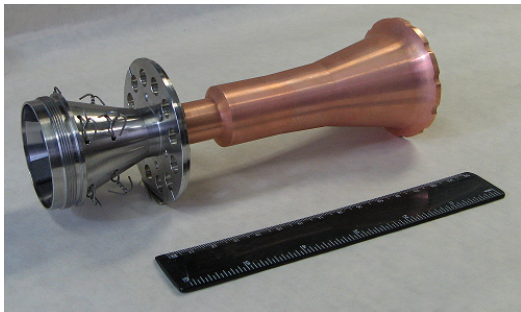


Рис. 1

Рис. 1. Двухсекционный резонатор гиротрона с электродинамической связью между секциями.

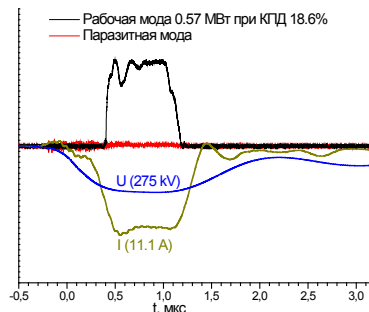


Рис. 2

Рис. 2. Осциллограммы селективной генерации гиротрона при температуре 350°C .

Зависимость мощности прибора от температуры, при которой гиротрон поддерживался во время своей работы, свидетельствует о лучшем согласовании режимов работы секций резонатора при температуре 350°C , что, видимо, объясняется влиянием изменяющихся токов Фуко на профиль магнитного поля.

Таким образом, в эксперименте показано селективное возбуждение на частоте около 80 ГГц рабочей комбинации мод ТЕ9.1 и ТЕ9.3 в связанных резонаторах релятивистского гиротрона. Достигнутое излучение мощностью 0.8 МВт ограничивается возникающим СВЧ пробоем, над устранением которого следует поработать.

Список литературы

1. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Мощный релятивистский гиротрон миллиметрового диапазона длин волн на второй циклотронной гармонике // Изв. вузов. Радиофизика. 2018. Т.61, №1. С.44-52.
2. Павельев В.Г., Цимринг Ш.Е. А. с. 661664 (СССР). Открытый резонатор. Оpubл. в Б.И., 1979. № 17.
3. Малыгин С.А. Мощный гиротрон на 3-й гармонике циклотронной частоты // Радиотехника и электроника. 1986. № 2. С.334—336.
4. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Калынов Ю.К. и др. Разработка релятивистского гиротрона на третьей гармонике гиро-частоты со связанными резонаторами. В сб.: XXVII Научно-технич. конф. «Вакуумная наука и техника». Материалы конференции. 14 – 19 сентября 2020 г. Судак, Крым. С.27-31.
5. Ilyakov E.V., Korablyov G.S., Kulagin I.S., Zaitsev N.I. Relativistic carcinotron with a thermionic injector of electrons // IEEE Trans. on Plasma Science. 1998. V.26, No.3. P.332-335.
6. Зайцев Н.И., Иляков Е. В., Кулагин И.С. и др. Формирование и диагностика интенсивных релятивистских винтовых электронных пучков для гиротронов // Изв. вузов. Радиофизика. 2004. Т. 47, №5–6. С. 453-462.
7. Мануилов В. Н., Лихтерова П.Д., Иляков Е. В. и др. Влияние токов Фуко на возмущение магнитного поля и динамику формирования винтовых электронных пучков импульсных гиротронов // Изв. вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, №5–6. С. 465-474.
8. Зайцев Н.И., Иляков Е.В., Кораблев Г.С. и др. Сильноточный микросекундный электронный ускоритель с термокатодом для мощных с.-в.-ч.-приборов // ПТЭ. 1995. Вып.3. С.138-145.
9. Завольский Н.А., Иляков Е.В., Кулагин И.С. Экспериментальное исследование физических процессов, ограничивающих мощность и длительность излучения в мощном гиротроне на релятивистском пучке. В сб.: XV Научно-технич. конф. «Вакуумная наука и техника». Материалы конф., 5-12 окт. 2008, Дагомыс, Краснодарский край. С.96-99.

Исследование соотношения между длительностью и пиковой мощностью волн-убийц в гиротронах¹

Розенталь Р.М., Слюняев А.В., Гинзбург Н.С., Зотова И.В., Леонтьев А.Н., Сергеев А.С.

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

Аннотация: На основе численного моделирования нестационарных усредненных уравнений исследована динамика гиротронов в условиях большой надкритичности в режимах генерации импульсов аномально большой амплитуды ("волн-убийц"). Показано, что связь между мощностью и длительностью волн-убийц имеет автомодельный характер.

1. Введение

В настоящее время гиротроны являются одними из наиболее мощных источников излучения миллиметрового и терагерцового диапазонов, имеющими широкий спектр применений. В работе [1] было показано, что в условиях большой надкритичности (превышения рабочего тока над стартовым значением) при определенном сочетании параметров выходное излучение гиротрона представляет собой случайную последовательность ультракоротких импульсов с пиковой мощностью, существенно превосходящей фоновый уровень излучения, т.н. «волн-убийц». – редких событий с экстремально большой амплитудой. В представленной работе, на основе анализа расчетных реализаций, показано, что для большей части волн-убийц в гиротроне наблюдается определенная связь между мощностью и длительностью импульсов, что может говорить об их автомодельном характере.

2. Исследование соотношения длительности и амплитуды волн-убийц

Исследование проводилось на основе самосогласованной системы усредненных уравнений, описывающих процессы электронно-волнового взаимодействия в гиротронах [1]. Выбирались следующие параметры моделирования: значение нормированной длины системы $L = 15$, питч-фактор $g_0 = 1.3$, начальной поперечной скорости $\beta_{\perp 0} = 0.2$, значение циклотронной расстройки $\Delta = -0.7$ и значение нормированного параметра тока $I_0 = 3.0$. При указанных параметрах выходной сигнал гиротрона представляет собой случайную последовательность коротких импульсов, пиковая мощность которых может в сотни раз превосходить среднее значение $\langle P \rangle$, вычисленное по всей реализации, и в несколько раз превосходить начальную мощность электронного потока (Рис.1).

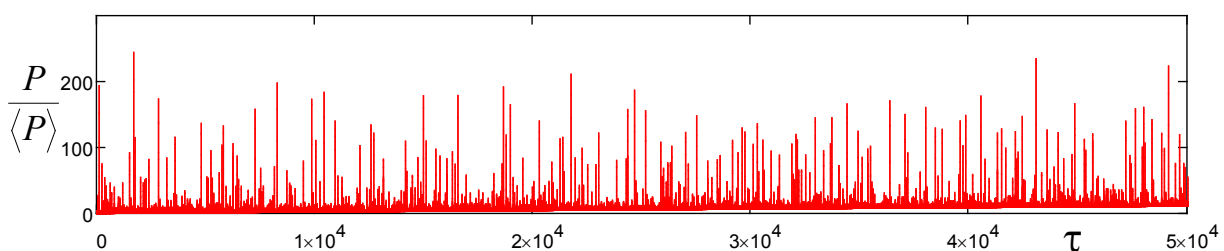


Рис.1. Пример зависимости выходной мощности гиротрона P , нормированной на среднее значение $\langle P \rangle$, в режиме генерации "волн-убийц".

Для полученной реализации вычислялось нормированная зависимость выходной мощности от времени $p_i(t) = P_i(t)/\langle P_i(t) \rangle$, где $\langle \dots \rangle$ – означает операцию усреднения по времени реализации. Далее в полученной последовательности выделялись импульсы с пиковым значением $p_{\max} > 1$, ширина которых Δt определялась по уровню $p_{\max}/2$. На рис.2 показано полученное "облако" значений $(\Delta t, p_{\max})$. Линии уровней для плотности значений на плоскости $(\Delta t, p_{\max})$ построены на рис. 2б для логарифмической горизонтальной оси. На рис. 3в поверх «облака» значений мощности и длительности импульсов построены математическое ожидание и диапазон статистической дисперсии значений Δt , вычисленные по горизонтальным нарезкам данных на графике, содержащим не менее 1000 событий в каждой.

¹ Исследование выполнено при поддержке НОМЦ ННГУ им.Н.И.Лобачевского в рамках соглашения № 075-02-2022-875.

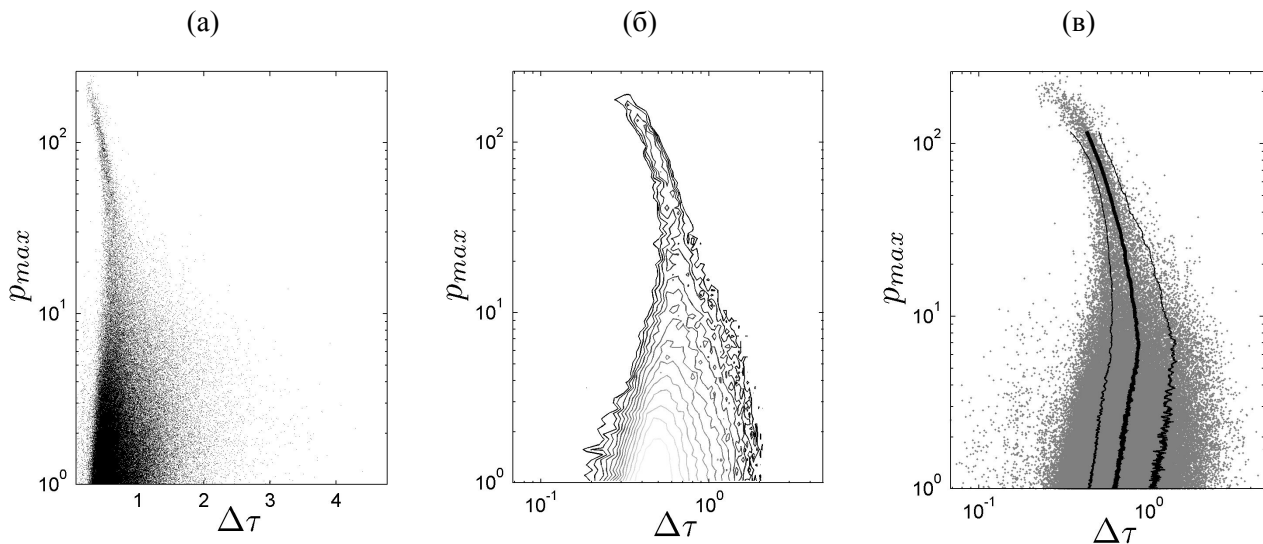


Рис.3. "Облако" значений $(\Delta\tau, p_{\max})$ (а), распределение плотности значений на плоскости параметров (б) и разброс длительностей импульсов для данной пиковой мощности (жирная линия в центре – математическое ожидание, тонкие линии ограничивают область внутри стандартных отклонений; посчитано по выборкам в 1000 событий) (в).

По данным, приведенным на рис. 2, прослеживается связь между мощностью и длительностью импульсов; она наиболее четкая для импульсов большой мощности. Из рис. 2б очевидно, что такая связь $p_{\max}(\Delta\tau)$ соответствует росту мощности при увеличении длительности импульсов для $p_{\max} < 10$ и при уменьшении длительности для $p_{\max} > 10$. В наиболее интересном случае аномально высоких волн «облако» пар параметров $(p_{\max}, \Delta\tau)$ в большом диапазоне амплитуд хорошо ложится на логарифмическую зависимость

$$p_{\max} = -a \ln(\Delta\tau) - b. \quad (1)$$

Значения коэффициентов a и b выбирались минимизирующими среднее квадратическое отклонение между данными для $p_{\max} > 10$ и линейной аппроксимацией в полулогарифмических осях. Важно отметить, что полученные значения параметров $a \approx 200$, $b \approx 50$ слабо менялись при изменении основных параметров гиротрона.

3. Заключение

В режимах, когда в гиротроне возникает генерация "волн-убийц", для них наблюдается авто-модельность формы, записываемая в виде связи между пиковой мощностью импульса и его длительностью. При этом генерируемые импульсы следуют найденной зависимости в большом диапазоне превышения среднего значения от ~ 20 до 250.

Список литературы

1. Ginzburg N.S. et al Generation of Rogue Waves in Gyrotrons Operating in the Regime of Developed Turbulence // Phys. Rev. Lett. – 2017. – V. 119. – Art. no. 034801.

Генерация непрерывного хаотического излучения К-диапазона в giro-ЛБВ с внешними отражениями¹

^{1,2} Розенталь Р.М., ^{1,2} Клиньшов В.В., ² Самсонов С.В., ² Богдашов А.А., ² Гачев И.Г.,
^{1,2} Леонтьев А.Н.

¹ Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,
Лаборатория источников интенсивного излучения миллиметрового диапазона
г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23, 603022, Российская Федерация

² Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
rrz@ipfran.ru

Аннотация: Выполнены исследования динамики гирорезонансной лампы бегущей волны К-диапазона с сильными внешними отражениями. При варьировании параметров системы получены переходы от режимов периодической автомодуляции с линейчатым спектром, к более сложным режимам генерации. Выполнен анализ экспериментальных данных, подтверждающих получение в эксперименте хаотических режимов генерации.

1. Введение

Гирорезонансные приборы на основе винтовых электронных потоков в настоящее время являются одними из наиболее мощных источников излучения в миллиметровом и терагерцовом диапазонах. При это данное утверждение относится не только к одночастотным режимам генерации, но и к режимам генерации со сложным спектром, включая хаотическую генерацию. В недавних экспериментальных исследованиях в непрерывной giro-ЛБВ К-диапазона впервые были экспериментально реализованы многочастотные режимы генерации при введении отражений выходного сигнала [1,2]. Однако были зарегистрированы только режимы периодической автомодуляции. На новой стадии исследований впервые удалось зарегистрировать широкополосные хаотические колебания.

2. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования проводились на основе непрерывной giro-ЛБВ К-диапазона, исследованной ранее в работах [1,2]. Для отражений выходного сигнала использовался рефлектор на основе двух диэлектрических пластин, изменение расстояния между которыми позволяло менять величину отражений. На рис.1 представлена схема рефлектора и расчетное значение коэффициента отражений.

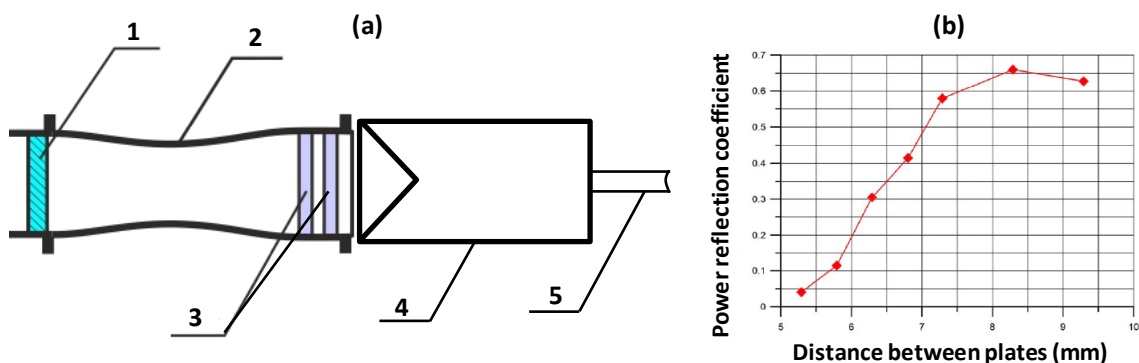


Рис.1. Схема двухдискового отражателя, использованного в эксперименте (а): 1 – выходное вакуумное окно, 2 – преобразователь моды TE_{11} в гауссов пучок, 3 – диэлектрические пластины, 4 – калориметр, 5 – диагностический волновод. Расчетная зависимости отражений на частоте 24.1 ГГц от расстояния между дисками (б).

В ходе экспериментальных исследований при величине отражений $R^2 \approx 0.4$ была выявлена область, в которой по мере увеличения магнитного поля происходило усложнение формы выходного сигнала и спектра излучения, а затем снова их упрощение. При увеличении отражений до уровня $R^2 \approx 0.5$ данная область сохранилась, при этом форма сигнала и спектра еще более усложнилась (Рис.2). Наконец, при увеличении отражений до уровня $R^2 \approx 0.6$ происходило упрощение формы сигнала и спектра.

¹ Исследование выполнено при поддержке Программы стратегического академического лидерства «Приоритет 2030» ННГУ им. Н.И.Лобачевского.

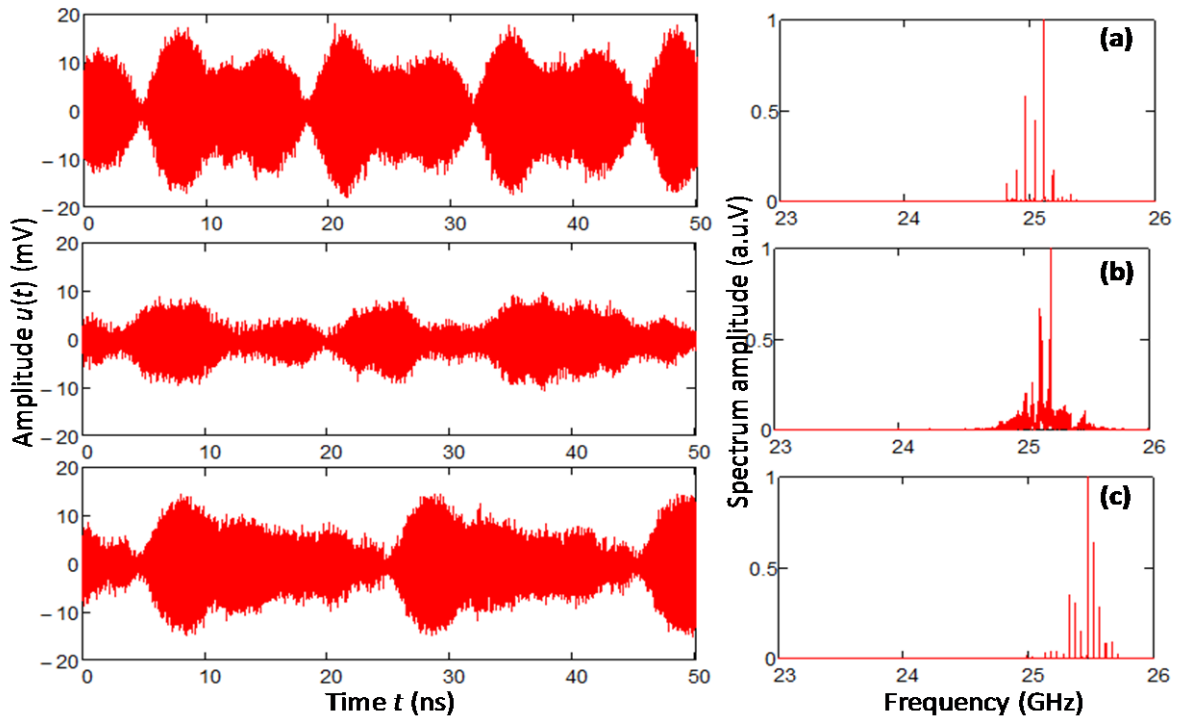


Рис.2. Фрагменты выходного сигнала и спектры излучения для случая $R^2 \approx 0.5$: (a) – $B = 0.474$ Т, (b) – $B = 0.476$ Т, (c) – $B = 0.480$ Т.

Для подтверждения хаотического характера динамики системы была выполнена реконструкция высокоразмерного фазового пространства динамической системы по экспериментально наблюдаемому скалярному ряду. Для этого использовался стандартный метод запаздывающих координат [3]. В силу высокой зашумленности скалярных временных рядов анализ был ограничен оценкой корреляционной размерности. Анализ временного ряда для случая наиболее сложного поведения системы показал, что корреляционная размерность имеет достаточно большие значения, что позволяет сделать вывод о хаотическом характере колебаний.

3. Заключение

Подтверждение существования хаотических режимов генерации в gyro-ЛБВ с внешними отражениями, безусловно, будет стимулировать дальнейшие исследования в данном направлении. В первую очередь следует получить менее зашумленные экспериментальные данные, на основе которых можно будет сделать более достоверный расчет корреляционной размерности аттракторов. Одновременно можно будет выполнить расчет показателей Ляпунова, что позволит получить дополнительное подтверждение хаотического характера динамики системы. Не исключена возможность, что в gyro-ЛБВ с внешними отражениями возможно получение еще более сложных гиперхаотических режимов генерации.

Список литературы

1. R. M. Rozental et al. CW Multifrequency K-Band Source Based on a Helical-Waveguide Gyro-TWT With Delayed Feedback // IEEE Trans. Electron Dev. – 2021. – V. 68. – No. 1. – P. 330-335.
2. R.M. Rozental et al. Lengthy testing of a K-band multi-frequency gyro-TWT with double-disk external reflector // IEEE Trans. Electron Dev. – 2023. – V. 70. – No. 4. – P. 2179-2182.
3. E. Bradley, H. Kantz. Nonlinear time-series analysis revisited // CHAOS. – 2015. – V. 25. – No. 9. – Art.no. 097610.

Исследование возможностей создания релятивистского гиротрона диапазона 0.3 ТГц¹

^{1,2}А.Н. Леонтьев, ¹О.П. Планкин, ^{1,2}Р.М. Розенталь, ¹Е.С. Семенов

¹Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

²Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского,

Лаборатория источников интенсивного излучения миллиметрового диапазона

г. Нижний Новгород, пр.Гагарина, 23, 603022, Российская Федерация

leontiev@ipfran.ru

Аннотация: Выполнены расчеты релятивистского гиротрона диапазона 300 ГГц с термоэмиссионной магнетронно-инжекторной пушкой. Для существующего анодно-катодного узла показана возможность формирования винтового электронного потока с энергией 250 кэВ, током 100-300 А и питч-фактором 1.1, в условиях сохранения предельных значений напряженности электрического поля на поверхности на уровне 10 кВ/мм. Данный пучок обеспечивает эффективное взаимодействие с модой селективного продольно-щелевого резонатора и обеспечивает мощность выходного излучения до 8 МВт на частоте 300 ГГц.

1. Введение

Гиротроны представляют наиболее перспективными приборами с точки зрения освоения терагерцового диапазона. Так, в работе [1] было показано, что на основе сильноточных релятивистских электронных потоков может быть достигнута мощность порядка 80 МВт в диапазоне 0.3 ТГц. Однако сильноточные электронные потоки, как правило, формируемые взрывоэмиссионными катодами, обладают существенным недостатком, связанным с малой длительностью импульсов. В этой связи представляет интерес использование термоэмиссионных катодов, способных формировать электронные потоки со стабильными параметрами. При этом длительность таких потоков в релятивистских областях энергий может составлять десятки микросекунд.

Ранее в ИПФ РАН были успешно реализованы релятивистские гиротроны с электронно-оптическими системами на основе термоэмиссионных катодов с выходной мощностью 5-10 МВт в X-, Ka- и W-диапазонах [2-4]. На новом этапе исследований выполнено моделирование электронно-оптической системы (ЭОС) гиротрона диапазона 300 ГГц. Также показано, что с помощью полученного винтового пучка можно обеспечить режим одномодовой генерации с мощностью более 8 МВт в гиротроне с резонатором продольно-щелевого типа, основанного на связи мод с кратными азимутальными индексами.

2. Результаты расчетов

В качестве исходного варианта при расчете электронно-оптической системы была использована магнетронно-инжекторная пушка (МИП) релятивистского гиротрона диапазона 95 ГГц [4]. Данная МИП построена по трехэлектродной схеме, в которой напряжение на первом аноде формируется из полного ускоряющего напряжения с помощью активного делителя. Пушка была рассчитана на формирование винтового электронного потока с энергией 250-300 кэВ, током 80-100 А и питч-фактором (отношение поперечной скорости электронов к продольной) порядка 1.3. На основе этой МИП был реализован гиротрон с выходной мощностью около 5 МВт, что соответствовало КПД около 20%.

Оценки показывают, что при переходе в диапазон 300 ГГц эффективность релятивистского гиротрона будет снижаться до уровня 5% за счет значительного возрастания омических потерь и снижения коэффициента связи с рабочей модой в силу увеличения сверхразмерности системы. В этой связи представляет интерес возможность увеличения рабочего тока пучка до уровня 300-400 А.

Расчеты на основе программного комплекса ANGEL [5,6] показали, что основным препятствием на пути повышения тока пучка является высокое значение напряженности электрического поля на участке плавного перехода между цилиндрической и торцевой частью катода. В существующей конфигурации данный переход сделан в виде дуги окружности с радиусом 10 мм. В результате уже при токе пучка 100 А напряженность поля достигает значений 11.4 кВ/мм, а при токе 300 А – 12.4 кВ/мм. Вместе с тем, в предшествующих экспериментальных исследованиях было установлено, что предельная значение напряженности поля, выше которого начинается развитие пробойных явлений, составляет величину 9-10 кВ/мм.

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке проектов ИПФ РАН FFUF-2021-0001, FFUF-2022-0007.

Снижение величины электрического поля на участке перехода может быть достигнуто путем увеличения радиуса скругления. Так, выбирая соответствующий радиус равным 22 мм, можно снизить значения электрического поля при токе 100 А и 300 А до уровня 9.3 кВ/мм и 10.3 кВ/мм, соответственно. Значение пич-фактор пучка при этом составляет около 1.1, значение относительного разброса электронов по начальным скоростям - порядка 40%.

Для релятивистских гиротронов существенной проблемой является селективное возбуждение рабочей моды. Одним из возможных решений является использование продольно-щелевых резонаторов, основанных на одновременном возбуждении мод с кратными азимутальными индексами [1]. Полученные при расчете ЭОС параметры пучка были использованы в трехмерном моделировании релятивистского гиротрона с использованием PIC-кода KARAT [7]. Для снижения поперечных дифракционных потерь использовалась двухслойная конфигурация щелевого резонатора, в которой внешняя щелевая оболочка смещена относительно внутренней на величину углового размера щелей [8].

Результаты моделирования показывают, что на временах от 0 до 100 нс, соответствующих переднему фронту импульса ускоряющего напряжения происходит возбуждение более высокочастотной паразитной моды и последующее ее подавление рабочей модой на частоте около 300 ГГц. На временах более 100 нс в спектре излучения присутствует единственная частота, при этом выходная мощность плавно нарастает до значений, превышающих 8 МВт

3. Заключение

Расчеты показывают, что при определенной модификации, заключающейся в увеличении плавности сочленения цилиндрической и конической части катодного узла, существующая магнетронно-инжекторная пушка релятивистского гиротрона W-диапазона может быть использована для формирования винтового электронного потока для гиротрона диапазона 300 ГГц. Трехмерное моделирование методом крупных частиц процессов конкуренции мод на фронте импульса ускоряющего напряжения подтвердило возможность получения одномодовой генерации в указанном диапазоне с выходной мощностью более 8 МВт.

Список литературы

1. R. M. Rozental, Y. Y. Danilov, A. N. Leontyev, A. M. Malkin, D. Y. Shchegolkov and V. P. Tarakanov, "Spatial Synchronization of TE-Modes in a Slit-Type Gyrotron Cavity," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 69, no. 3, pp. 1451-1456, March 2022, doi: 10.1109/TED.2022.3146218..
2. Zaitsev N.I., Ginzburg N.S., Пыakov E.V., Kulagin I.S., Lygin V.K., Manuilov V.N., Moiseev M.A., Rozental R.M., Zapevalov V.E., Zavolsky N.A. X-band high-efficiency relativistic gyrotron // IEEE Trans. Plasma Sci., v.30, no.3, p.840-845 (2002)..
3. Зайцев Н.И., Завольский Н.А., Запечалов В.Е., Иляков Е.В., Кулагин И.С., Лыгин В.К., Моисеев М.А., Нечаев В.Е., Петелин М.И., Розенталь Р.М. Десятимегаваттный импульсный гиротрон с длиной волны 1 см и КПД 50% // Изв. ВУЗов. Радиофизика, т.46, №10, с.914-918 (2003).
4. Abubakirov E.B., Chirkov A.V., Denisov G.G., Guznov Yu.M., Kornishin S.Yu., Leontyev A.N., Plankin O.P., Rozental R.M., Sedov A.S., Semenov E.S., Tarakanov V.P., Zavolsky N.A., Zapevalov S.A., Zapevalov V.E. W-band 5 MW pulse relativistic gyrotron // IEEE Trans. Electron Dev., v.64, no.4, p.1865-1867 (2017).
5. Планкин О.П., Семенов Е.С. Траекторный анализ электронно-оптической системы технологического гиротрона // Вестник НГУ. Серия: Физика. – 2013. – Т. 8. – Вып. 2. – С. 44-54..
6. Е. С. Семенов, О. П. Планкин, Р. М. Розенталь Развитие методов анализа электронно-оптических систем гиротронов с нарушениями азимутальной симметрии // Изв. вузов «ПНД», 2015, N. 23, № 3, С. 94–105.
7. Tarakanov V. P. Code KARAT in simulations of power microwave sources including Cherenkov plasma devices, vircators, orotron, E-field sensor, calorimeter etc. // Proc. EPJ Web Conf. 2017. V. 149. Art.no. 04024. DOI: 10.1051/epjconf/20171490.
8. R. M. Rozental, Yu. Yu. Danilov, A. N. Leontyev, A. M. Malkin, D. Yu. Shchegolkov, V. P. Tarakanov, Double-Layer Slit Cavities for Wideband Frequency Tuning in Terahertz Gyrotrons // Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves volume 43, pages654–669 (2022)

Мощный гиротрон со ступенчатой перестройкой частоты в диапазоне 133–250 ГГц¹

Запевалов В.Е., Зуев А.С., Фокин А.П., Ананичев А.А., Семенов Е.С.,
Планкин О.П., Куфтин А.Н., Глявин М.Ю.

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

Аннотация: В работе представлены результаты численных и экспериментальных исследований широкополосной, практически октавной, дискретной перестройки частоты в прототипе мощного субтерагерцового гиротрона, предназначенного для нагрева и диагностики плазмы в перспективных установках управляемого термоядерного синтеза. В экспериментах с дополнительной коррекцией магнитного поля продемонстрировано возбуждение 10 мод в диапазоне 133–250 ГГц с мощностью от 35 до 200 кВт.

1. Введение

Для многих приложений необходимы источники с высоким уровнем мощности выходного излучения, перестраиваемые в широком интервале частот. По совокупности параметров одним из перспективных, или даже единственным источником излучения с требуемыми характеристиками является гиротрон [1, 2]. Гиротрон является узкополосным источником излучения. Как правило, полоса непрерывной перестройки частоты в гиротроне редко превышает 5% от средней рабочей частоты, что сужает круг возможных приложений.

Существенно больший частотный диапазон может быть получен при реализации ступенчатой (дискретной) перестройки частоты излучения. В гиротронах такая перестройка частоты достигается возбуждением последовательности поперечных мод при изменении основного магнитного поля или ускоряющего напряжения [3]. Такой подход особенно перспективен в мощных гиротронах, которые, как правило, имеют сверхразмерный резонатор и работают на модах с высокими поперечными индексами. Высокая плотность спектра мод позволяет лучше освоить рабочий диапазон частот путём возбуждения большего числа мод.

2. Эксперимент

Для исследования возможности реализации широкополосной дискретной перестройки выполнен эксперимент на базе имеющегося в ИПФ РАН гиротронного комплекса с частотой 250 ГГц и мощностью до 330 кВт [4], предназначенного для нагрева плазмы и ее диагностики с помощью томсоновского рассеяния в установках управляемого термоядерного синтеза. Рассматриваемый гиротрон работает на моде $TE_{19,8}$ с ускоряющим напряжением 55 кВ и рабочим током электронного пучка до 12,5 А. В ходе исследования рассматривались моды как с попутным вращением (направление азимутального вращения моды круглого волновода совпадает с направлением вращения электронов в магнитном поле), так и с обратным вращением. Численное моделирование процессов в указанном гиротроне проведено в комплексе программ ANGEL [5].

Система вывода излучения гиротрона состоит из профилированного квазиоптического преобразователя и однодискового выходного окна из нитрида бора с толщиной 3,13 мм. Профиль и положение зеркал квазиоптического преобразователя были оптимизированы для рабочей моды $TE_{19,8}$, и в процессе эксперимента не менялись. Для экспериментальной проверки были выбраны 10 мод с коэффициентами отражения по мощности менее 10%. Такой подход позволяет избежать неустойчивых режимов генерации и исключить возможность повреждения прибора.

Управление положением электронного пучка в пространстве взаимодействия с целью эффективного возбуждения соседних мод осуществлялось при помощи дополнительной коррекции распределения магнитного поля вблизи катода. Для указанной коррекции разработана и изготовлена дополнительная катушка, с максимальным полем в её центре 0,03 Тл при токе $I_{cc} = 10$ А и потребляемой мощности 170 Вт. Для обеспечения вывода излучения мод с различным направлением вращения относительно вращения электронного пучка менялись полярности полей криомагнита и катодной катушки.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке проектов FFUF-2021-0001, FFUF-2022-0007.

Для достижения максимальной мощности для каждой моды измерения выполнялись при разных напряжениях U_0 и токе катушки подмагничивания I_{cc} . Ток катушки менялся в интервале от -10 А до $+10$ А с шагом в 1 А. Измерение мощности выходного излучения выполнялось водяным калориметром, частоты излучения — анализатором спектра Agilent N9010A и гармоническим смесителем производства НИИПП, г. Томск. Анализатор спектра работал в режиме «zero span», при этом его центральная частота менялась с целью обнаружения высокочастотного импульса.

В ходе эксперимента продемонстрированы возбуждение и устойчивая генерация всех выбранных мод. После оптимизации достигнутая максимальная мощность выходного излучения для выбранных мод составила от 38 до 190 кВт в широком (почти на октаву) диапазоне частот 133–250 ГГц. Продвижение на более высокие частоты было ограничено возможностями криомагнита. На рисунке 1 показаны измеренные зависимости мощности выходного излучения от основного магнитного поля и результаты численного моделирования (пунктирные линии). Как показали исследования, используемые расчётные модели с хорошей точностью позволяют предсказать уровень мощности и частоту выходного излучения в эксперименте.

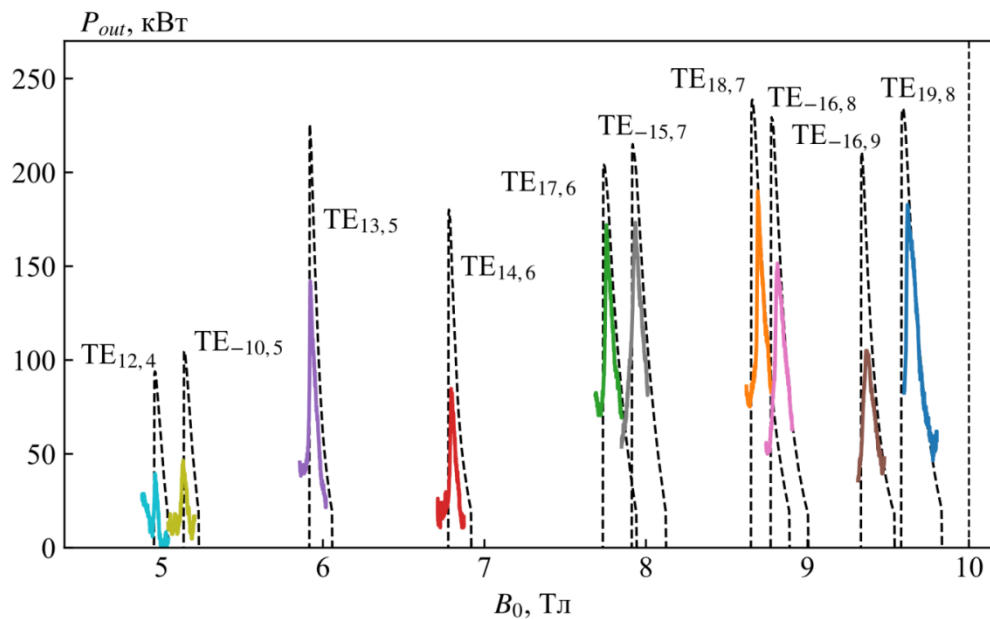


Рис. 1. Измеренная мощность выходного излучения в зависимости от магнитного поля при работе на выбранных модах (сплошные линии) и результаты численного моделирования выходной мощности (пунктирные линии)

3. Заключение

Экспериментально доказана возможность широкополосной ступенчатой перестройки частоты в мощном субтерагерцовом гиротроне. Продемонстрирован уровень мощности выходного излучения от 38 кВт до 190 кВт в широкой полосе частот 133–250 ГГц. Необходимо отметить, что уже и в существующем состоянии исследуемый гиротрон работает с длительностью импульса до сотен миллисекунд, что является вполне достаточным для многих приложений. При этом конструктивные особенности гиротрона позволяют ему работать и в непрерывном режиме после замены выходного окна из нитрида бора на окно из синтетического алмаза.

Список литературы

1. Глявин М. Ю., Денисов Г. Г., Запечалов В. Е. и др. Источники мощного терагерцового излучения для спектроскопии и диагностики различных сред // УФН. 2016. Т. 186, № 6. С. 667—677.
2. Nusinovich G. S. Introduction to the Physics of Gyrotron. Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 2004. 336 p.
3. Запечалов В. Е., Богдашов А. А., Денисов Г. Г. и др. Разработка прототипа многочастотного мегаваттного гиротрона в диапазоне 105–156 ГГц // Изв. вузов. Радиоп физика. 2004. Т. 47, № 5–6. С. 443—452.
4. Denisov G. G., Glyavin M. Yu., Fokin A. P., et al. First experimental tests of powerful 250 GHz gyrotron for future fusion research and collective Thomson scattering diagnostics // Rev. Sci. Instrum. 2018. Vol. 89. No. 8. P. 084702.
5. Semenov E., Zapevalov V., and Zuev A. Methods for simulation the nonlinear dynamics of gyrotrons // Communications in Computer and Information Science. 2021. Т. 1413. С. 49–62.

Оптимизация режимов операций технологических процессов изготовления и геометрических параметров кремниевого микрострипового детектора¹

Рощенко П. С., Волчѣк В. С., Ловшенко И. Ю.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6, 603950, Республика Беларусь
lovshenko@bsuir.by

Аннотация: В работе представлены результаты отсеивающего эксперимента по плану Плакетта-Бермана с использованием матрицы Адамара и оптимизационных расчетов с использованием модифицированного алгоритма Маркара-Левенберга конструктивно-технологических параметров приборной структуры кремниевого микрострипового детектора, полученные посредством компьютерного моделирования в современных системах автоматизированного проектирования в микроэлектронике. Критерием оптимизации является величина временного разрешения – один из основных параметров полупроводниковых детекторов ядерного излучения.

1. Введение

Из всех доступных методов регистрации частиц при исследовании в физике высоких энергий применение кремниевых микростриповых детекторов (КМД) обеспечивает наилучшую точность определения координаты частицы (повышается пространственное и временное разрешение измерительных систем) и позволяет работать в сильных магнитных полях и в достаточно жѣстких радиационных условиях [1]. КМД представляют собой пластины кремния, на одну или обе поверхности которых наносятся тонкие электроды (стрипы). Современные задачи исследований в физике высоких энергий и физике космических лучей заставляют проектировщиков улучшать эксплуатационные характеристики детектирующих систем: повышать временное разрешение, чувствительность и разрешения по энергии, предусматривать частичное или полное прекращение взаимодействия между соседними ячейками детектора, применять новые материалы для снижения уровня шума при температурах, близких к нормальным условиям [2-6].

2. Результат

Условия моделирования: напряжение на СК №1–3 равно 0 В, напряжение на подложке – 500 В; значение температуры окружающей среды 273 К, угол падения ТЗЧ $\lambda = 5^\circ$ (точка входа расположена между СК №2 и №3). В качестве ТЗЧ выбрана частица с ЛПЭ равной $1,81 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$, соответствующей ионам азота $^{15}\text{N}^{+4}$ с энергией $E = 1,87 \text{ МэВ}$.

Для определения, оказывающих наибольшее влияние на эксплуатационные характеристики проведѣн отсеивающий эксперимент по плану Плакетта-Бермана с использованием матрицы Адамара [7, 8], в соответствии с которым все факторы варьируются на двух уровнях (максимальное и минимальное значение параметра) с одинаковым разбросом значений относительно номинального. Уровни факторов в отсеивающем эксперименте выбираются так, чтобы матрица планирования обладала следующими свойствами: сумма чисел в каждом столбце равна нулю и сумма произведений элементов, относящихся к одному наблюдению, для двух любых столбцов тоже равна нулю.

Критерием отсеивающего эксперимента является временное разрешение (Y). Входными факторами, влияющими на данный параметр, выбраны: концентрация доноров c_1 (фактор X1); концентрация акцепторов c_2 (фактор X2); концентрация примеси в подложке c_3 (фактор X3); толщина подложки u_3 (фактор X4); толщина СК u_4 (фактор X5); толщина окисла u_5 (фактор X6); глубина залегания p - n -перехода u_1 (фактор X7); глубина залегания имплантированной примеси мышьяка u_2 (фактор X8); ширина СК l_1 (фактор X9); расстояние между СК l_2 (фактор X10). На рисунке 1,а представлено объяснение выбранных факторов.

Использована матрица для 12-тифакторного эксперимента. В результате проведѣнного отсеивающего эксперимента для приборной структуры КМД установлено, что входными конструктивно-технологическими параметрами, оказывающими наибольшее влияние на временное разрешение, являются: толщина подложки u_3 (фактор X4); ширина СК l_1 (фактор X9); расстояние между СК l_2 (фактор X10). На основе полученных данных можно сделать вывод о линейной зависимости временного разрешения от ширины СК l_1 и расстояния между СК l_2 . Влияние параметра толщины подложки u_3

¹ Работа выполнена при поддержке БРФФИ, грант № T21M-121.

на величину временного разрешения носит более сложный характер. Уменьшение величины всех трех параметров приводит к снижению временного разрешения.

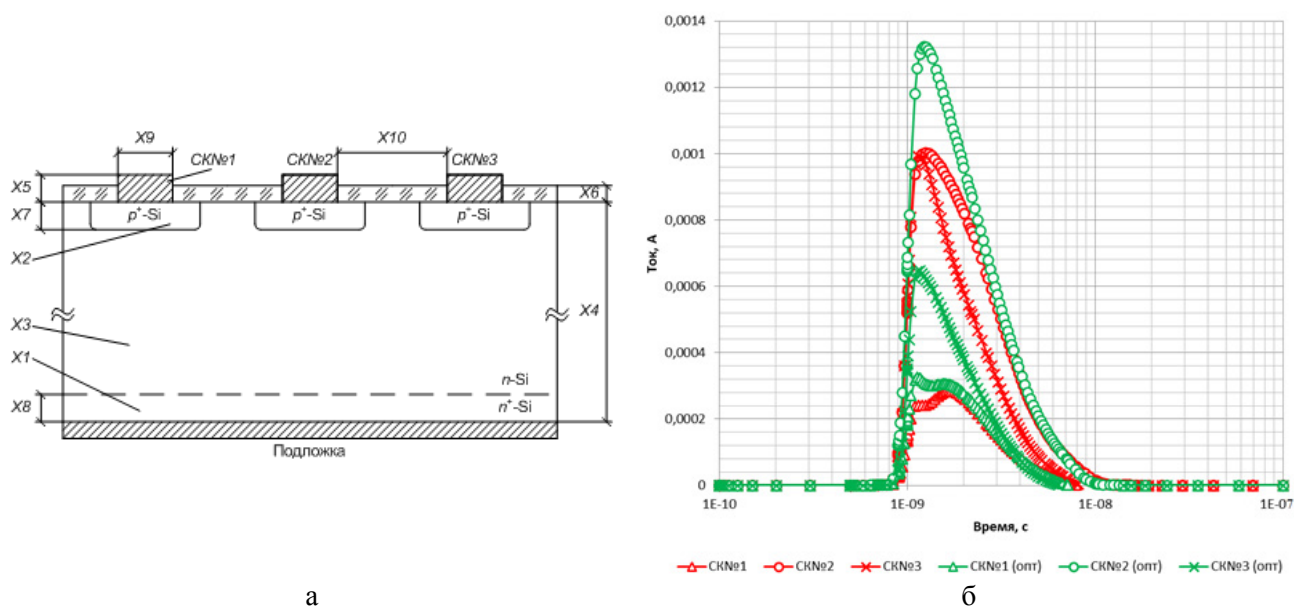


Рисунок 1 – Пояснение к выбранным факторам (а) и результат оптимизационных расчетов (б)

Процедура оптимизации конструктивно-технологических параметров приборной структуры КМД сводилась к математической задаче определения величин значимых входных факторов (γ_3 , I_1 , I_2) в диапазоне значений от 0,9 до 1,1 по отношению к номинальному значению, обеспечивающих уменьшение временного разрешения на 10 % по отношению к номинальному. В результате оптимизационных расчетов с использованием модифицированного алгоритма Маркара-Левенберга (Modified Levenberg-Marquart), реализованного в программном пакете Optimizer, для построения поверхности отклика, описывающей зависимость между входными параметрами и выходной характеристикой в итерационном процессе. Полученные в результате оптимизации значения параметров позволили снизить величину временного разрешения на 1,53 нс, что составляет 11,77 % от номинального значения.

На рисунке 1,б представлены зависимости тока через СК №1–3 от времени для структуры с номинальными (красная кривая) и оптимизированными (зелёная кривая) значениями параметров.

3. Заключение

Установлено, что входными конструктивно-технологическими параметрами, оказывающими наибольшее влияние на временное разрешение, являются: толщина подложки; ширина стрипового контакта и расстояние между ними. Полученные в результате оптимизации конструктивно-технологических параметров приборной структуры кремниевого микрострипового детектора значения параметров (максимальное отклонение не более 10 %) позволили снизить величину временного разрешения на 1,53 нс, что составляет 11,77 % от номинального значения.

Список литературы

1. Bagatin M., Gerardin S. Ionizing radiation effects in electronics. CRC Press. 378 p.
2. Bortoletto D. How and Why Silicon Sensors Are Becoming More and More Intelligent? // Journal of Instrumentation. – 2015. – Vol. 10, № 8. – P. 16.
3. Liu M., Zhou T., Li Z. Electrical Properties of Ultra-Fast 3D-Trench Electrode Silicon Detector // Micromachines. 2020. Vol. 11, № 7. P. 13.
4. Krambergera G. [et al.] Timing performance of small cell 3D silicon detectors // Nuclear Inst. and Methods in Physics Research. A. 2019. Vol. 934. P. 26-32.
5. Liu Y. [et al.] Simulation of Radiation Damage for Silicon Drift Detector // Sensors. 2019. Vol. 19, № 8. P. 18.
6. Nie Q. [et al.] Study of induced current of 3D-open-shell-electrode detector // AIP Advances. 2020. Vol. 10. P. 9.
7. Короткова, Н. А. Оптимизация параметров кремниевых микростриповых детекторов : автореферат. М. : МГУ, 2006. 141 с.
8. Hartman K., Lezki E., Schafer W. Statistische Versuchsplanung und -auswertung in der Stoffwirtschaft. Leipzig : VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, 1974. 439 p.

Инструментальный усилитель L-диапазона для тестирования приемопередающей ЭКБ¹

^{1,2} Ермаков А.В., ^{1,2} Сотсков Д.И., ^{1,2} Амбуркин Д.М., ^{1,2} Усачёв Н.А.

¹ Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
г. Москва, 115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
disotskov@mephi.ru

² АО «ЭНПО СПЭЛС»
г. Москва, 115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация

Аннотация: В работе представлены результаты проектирования инструментального усилителя на основе кремниевого МОП-транзистора, изготовленного по технологии VDMOS, с рабочим диапазоном частот 800-1100 МГц и выходной мощностью до 4 Вт.

1. Введение

Усилители мощности (УМ) СВЧ-диапазона широко используются в составе телекоммуникационных передатчиков в т.ч. космического назначения [1-2]. Для изделий, функционирующих в составе космической аппаратуры, важным является экспериментальное подтверждение требований к радиационному воздействию (дозовое воздействие, воздействие отдельных заряженных частиц). При проведении исследований важным является обеспечение СВЧ сигнала на входе тестируемого устройства с требуемым уровнем мощности, зачастую превышающем возможности лабораторных СВЧ генераторов. Для обеспечения требуемого уровня мощности на входе тестируемого изделия применяются УМ в качестве инструментальных усилителей. Целью данной работы являлась разработка инструментального УМ с рабочим диапазоном частот 800-1100 МГц и выходной мощностью 4 Вт.

2. Результаты проектирования

Проектирование УМ выполнено с использованием САПР схемно-топологического моделирования. В качестве активного элемента УМ применяется кремниевый МОП-транзистор, изготовленный по технологии VDMOS (VDMOS-транзистор), включенный по схеме «общий исток». Преимуществом VDMOS-транзисторов является высокое значение выходной мощности [3-4]. Электрическая схема УМ показана на рисунке 1. Согласование на входе и выходе УМ обеспечивается согласующими цепями (СЦ) на основе микрополосковых линий передачи (МПЛ) и конденсаторов С1, С4, С6 и С9. С целью подстройки СЦ после изготовления образца УМ предусмотрена возможность коррекции длины разомкнутых отрезков МПЛ. Абсолютная устойчивость УМ на низких частотах обеспечивается за счет применения резистора сопротивлением 15 Ом во входной цепи [5]. Фильтрация ВЧ составляющих в цепях смещения и питания обеспечивается конденсаторами С2, С3 и С7, С8 соответственно.

Внешний вид УМ представлен на рисунке 2. Конструкция УМ состоит из VDMOS-транзистора и двух печатных плат с габаритными размерами 26 мм × 36 мм (часть «IN») и 35 мм × 20 мм (часть «OUT»), размещенных посредством винтового крепления на едином радиаторе, необходимом для отвода тепла. Печатные платы изготовлены на основе материала RO4003С с толщиной 0,51 мм и диэлектрической проницаемостью 3,55.

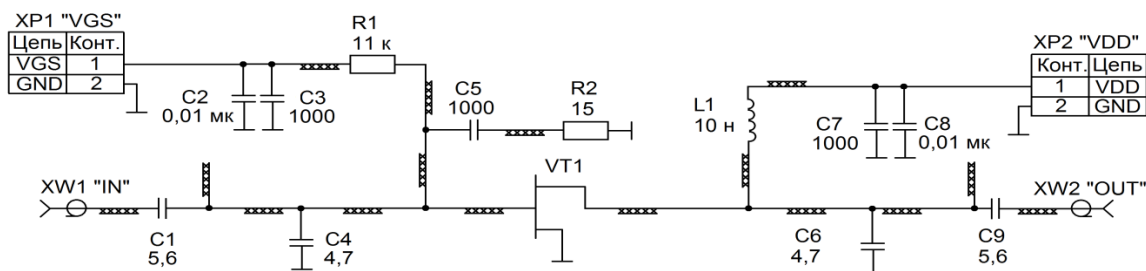
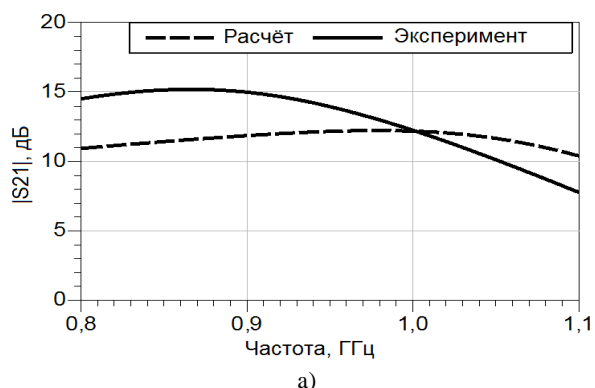


Рисунок 1 – Электрическая схема инструментального усилителя мощности L-диапазона

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России, рег. № НИОКТР 122121600004-3

На рисунке 3 показаны расчётная и экспериментальная зависимости коэффициента усиления УМ в режиме малого сигнала, а также расчётная зависимость коэффициента усиления по мощности УМ от входной мощности на частоте 950 МГц. В таблице 1 представлены полученные в результате моделирования и экспериментальных исследований значения параметров разработанного УМ.



а)

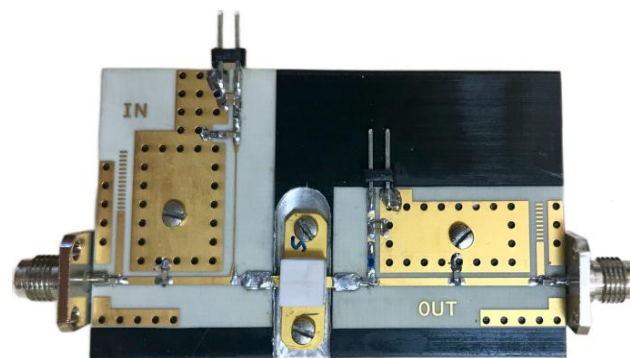
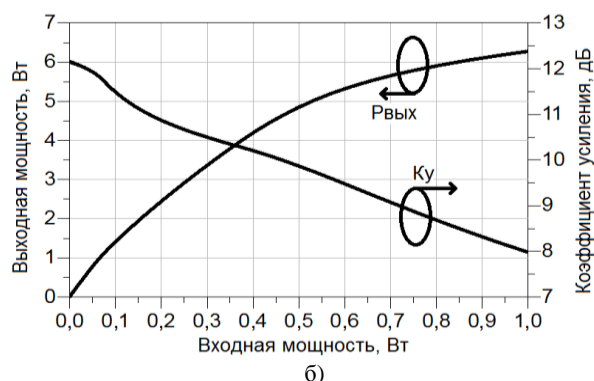


Рисунок 2 – Внешний вид усилителя мощности L-диапазона



б)

Рисунок 3 – Расчётная и экспериментальная зависимости малосигнального коэффициента усиления УМ при напряжении питания 28 В и токе покоя 200 мА (а); расчётные зависимости выходной мощности и коэффициента усиления по мощности УМ от входной мощности на частоте 950 МГц (б)

Таблица 1 – Значения основных параметров усилителя L-диапазона

Наименование параметра, единица измерения	Расчёт	Эксперимент
Коэффициент усиления по мощности ¹ , дБ	10	10
Коэффициент полезного действия ¹ , %	40	36
КСВН по входу ² , ед., не более	2,3	2,6
КСВН по выходу ² , ед., не более	2,6	3
Коэффициент усиления ² , дБ, не менее	10	8

Примечания:

1. При частоте 950 МГц, выходной мощности 4 Вт, напряжении питания 28 В, токе покоя 200 мА.
2. Значение приведено для режима малого сигнала в диапазоне частот 800 – 1100 МГц.

3. Заключение

Разработан инструментальный усилитель с диапазоном рабочих частот 800 – 1100 МГц, выполненный на основе VDMOS-транзистора. Экспериментальные значения коэффициента усиления и коэффициента полезного действия (КПД) достигают 10 дБ и 36 % соответственно при выходной мощности 4 Вт, частоте 1 ГГц, напряжении питания 28 В и токе покоя 200 мА.

Список литературы

1. Williams, Richard & Darwish, Mohamed & Blanchard, Richard & Siemieniec, Ralf & Rutter, Phil & Kawaguchi, Yusuke. (2017). The trench power MOSFET - Part II: Application specific VDMOS, LDMOS, packaging, and reliability. IEEE Transactions on Electron Devices. 64. 692-712.
2. P. H. Wilson, "A novel RF vertical MOSFET for pulsed applications [UHF amplifier]," *Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC 2003*. (Cat. No.03TH8678), Foz do Iguacu, Brazil, 2003, pp. 93-97
3. Surbhi Sharma Vani, G., Shivani, S. A review on VDMOS as a power MOSFET. *Journal of Electronics and Communication Engineering*, 2016; pp. 119-124.
4. Дьяконов В.П. Мощные радиочастотные VDMOS-транзисторы фирмы Microsemi и модули на их основе // Компоненты и технологии. – 2012. – № 10. – С.18-27.
5. Проектирование ГИС малошумящего усилителя X-диапазона / Сотсков Д.И., Усачев Н.А. // XV Международная телекоммуникационная конференция «Молодёжь и наука». Ч.1. М.:НИЯУ МИФИ, 2012. – с.49-50.

LTCC-трансформаторы импеданса для приемопередающей ЭКБ доверенного назначения

М.А. Новиков, Н.М. Жидков, Н.А. Усачев

¹ *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*

г. Москва, 115409, Каширское ш., 31, Российская Федерация

² *АО «ЭНПО СПЭЛС»*

г. Москва, 115409, Каширское ш., 31, Российская Федерация

mapov@spels.ru

Аннотация: Предложена методика автоматизированного проектирования симметрирующих трансформаторов Маршана на основе технологии низкотемпературной керамики совместного обжига. В ходе апробации методики выполнено проектирование трансформатора со следующими основными параметрами: диапазон частот: 2,3 – 2,6 ГГц, потери преобразования не более 4 дБ, амплитудная ошибка не более 0.2 дБ, фазовая ошибка до 3.5 градусов.

1. Введение

Симметрирующий трансформатор (СТ) представляет собой трехпортовое устройство с согласованным входом и дифференциальными выходами, которое необходимо для преобразования импеданса между несбалансированными и сбалансированными нагрузками. СТ Маршана обеспечивает полосу пропускания до трех октав при оптимальных фазовых и амплитудных ошибках [1]. Также СТ являются важной частью современной ЭКБ и РЭА доверенного назначения, в т.ч. функционирующей при радиационном воздействии. В этой связи к СТ также предъявляются требования по стойкости к радиационному воздействию.

LTCC (англ. «low-temperature co-fired ceramic», «низкотемпературная керамика совместного обжига») технология широко применяется в производстве СВЧ изделий, таких как конденсаторы, индуктивности, направленные ответвители и СТ. Все это благодаря большому количеству слоев керамики, обеспечивающих возможность интеграции пассивных компонентов в многослойную структуру, а также низкой стоимости изготовления и приемлемым электрическим характеристикам [2].

Использование LTCC-технологии позволяет уменьшить габаритные размеры СТ до 15 раз [3] и обеспечить высокую степени интеграции компонентов. В связи с вышесказанным актуальной является задача по созданию инженерной методики проектирования LTCC-трансформаторов Маршана.

2. Методика проектирования LTCC-трансформаторов Маршана

В данной работе представлена методика проектирования СТ Маршана, которая основана на [4-5] и состоит из 4 основных этапов.

В ходе первого этапа на основе требований к коэффициенту трансформации вычисляется коэффициент связи между линиями первичного и вторичного плеч СТ, исходя из этого определяются характеристические импедансы для четной Z_{oe} и нечетной моды Z_{oo} .

На втором этапе разрабатывается упрощенная модель СТ Маршана с использованием идеальных связанных линий и шунтирующих конденсаторов (рисунок 1), определяются емкости конденсаторов, вследствие чего корректируются значения электрической длины θ и характеристических импедансов для четной Z_{oe} и нечетной моды Z_{oo} .

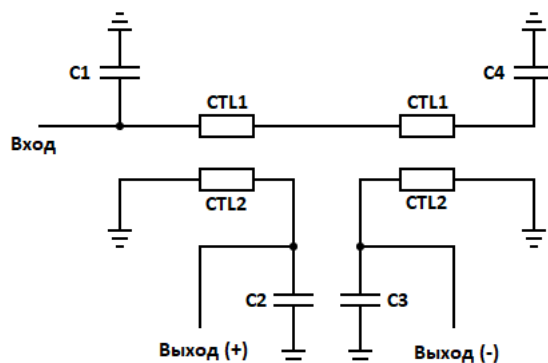


Рисунок 1 – Электрическая схема симметрирующего трансформатора Маршана

На третьем этапе на основе характеристических импедансов рассчитывается геометрия связанных линий для определенного материала и проводится схемно-топологическое моделирование LTCC-трансформатора, также определяется геометрия конденсаторов (с последующей оценкой возможности реализации представленной структуры в рамках выбранного технологического процесса).

На четвертом этапе выполняется проектирование топологии, производится ее полное ЭМ-моделирование и выполняется коррекция структуры (при необходимости). В процессе проектирования LTCC-трансформатора Маршана использовался САПР Keysight Advanced Design System.

Анализ показателей стойкости к радиационному воздействию для структур, выполненных по LTCC-технологии, показал, что подобные изделия являются малочувствительными к дозовому воздействию до 10^6 ед., не чувствительны к воздействию отдельных ядерных частиц до $60 \text{ МэВ} \times \text{см}^2/\text{мг}$.

На рисунке 2 представлены результаты моделирования СТ Маршана, спроектированного по представленной методике проектирования.

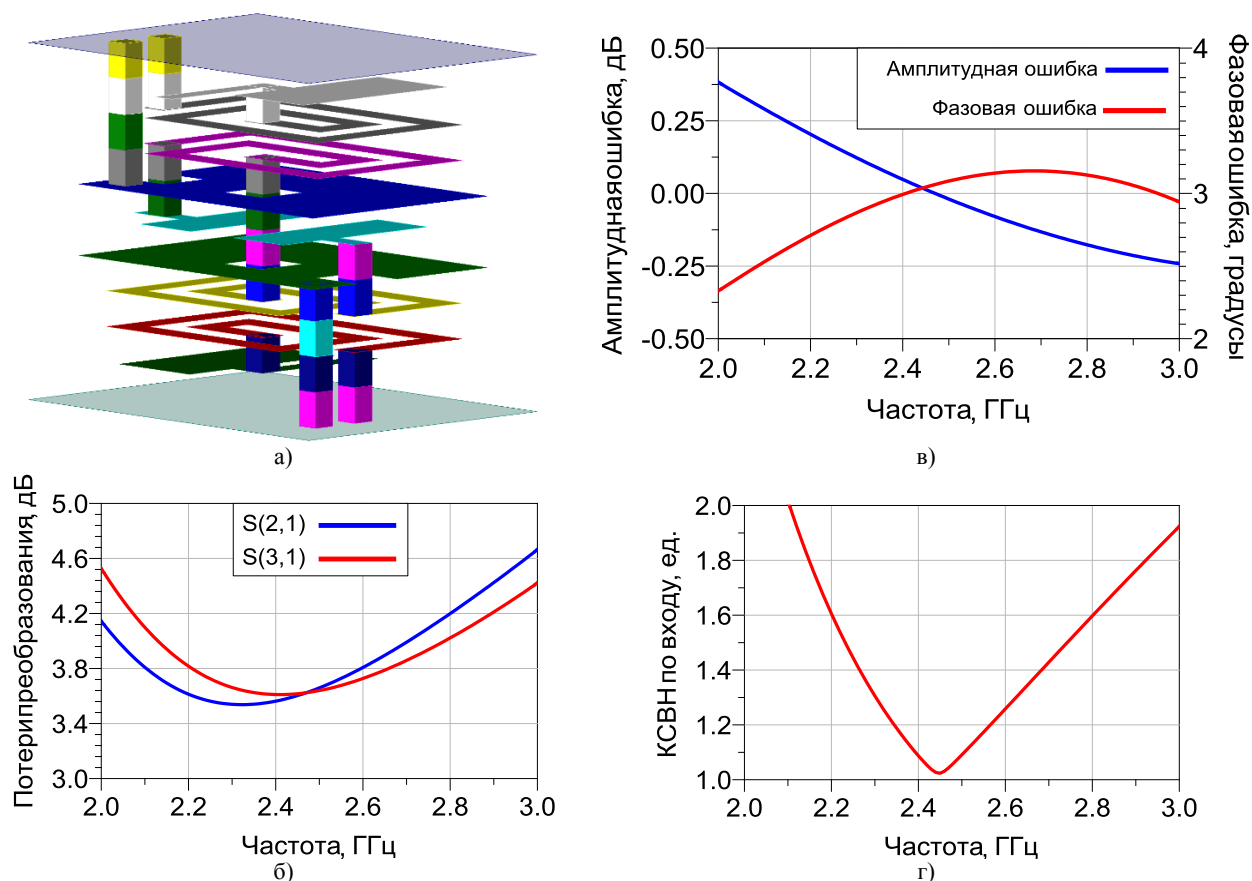


Рисунок 2 – ЭМ-модель СТ Маршана (а); зависимости потерь преобразования от частоты (б); зависимость фазовой и амплитудной ошибки от частоты (в); зависимость КСВН по входу от частоты (г).

3. Заключение

В рамках настоящей работы представлена инженерная методика проектирования трансформатора Маршана на основе LTCC-технологии. Проведена апробация представленной методики в ходе проектирования симметрирующего трансформатора диапазоном частот 2,3–2,6 ГГц, потерями преобразования не более 4 дБ и амплитудной и фазовой ошибками не более 0,2 дБ и 3,5 градусов соответственно. В ходе дальнейших работ планируется изготовление симметрирующего трансформатора с последующим проведением экспериментальных исследований (верификация методики) и испытаний на радиационную стойкость.

Список литературы

1. Дроздов А.В. “Интегральные широкополосные умножители и смесители СВЧ на основе GaAs диодов Шоттки”, ФГБОУ ВО “ТУСУР”. – 137 с. – 2018.
2. Перцель Я., Яковлев А. “Преимущества использования технологии низкотемпературной керамики для реализации радиоэлектронных устройств” // Современная электроника. № 8. С. 16–17. – 2012.
3. Hu S. et al. “Miniaturized VHF-band LTCC balun using LC surrounded resonator” // Microw. Opt. Technol. Lett. pp. 2165–2171. – 2022.
4. Kravchenko R. “Development of Passive LTCC Components with Improved Characteristics for Microwave Front-End Applications” / Graz University of Technology. – 134 p. – 2011.
5. Guo Y.X. et al. “Design of Miniaturized LTCC Baluns” // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. pp.1567–1570. – 2006.

РАЗРАБОТКА НОВОЙ МЕТОДИКИ КОНТРОЛЯ ВАКУУМНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦЕЗИЕВЫХ АЛТ С ЛАЗЕРНОЙ СЕЛЕКЦИЕЙ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ МЭН

Мирющенко Н.И., Перфильева Я.Н., Плешанов С.А., Ревенко К.В., Солдатов В.Ю.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

ул. Вокзальная, д.2а, корпус 1, комната 65 этаж 2, Фрязино, Московская область 141190, Россия

Info@istokmw.ru

Аннотация: Разработан стенд исследования вакуумных параметров цезиевых АЛТ с лазерной селекцией с компьютерной обработкой результатов. Разработана новая методика измерения тока МЭН, которая позволила детально исследовать режимы работы насоса, такие как: время задержки включения насоса, величину броска тока при включении насоса и скорость откачки насосом. Также детально исследован уровень изменения вакуума при выходе АЛТ с лазерной селекцией на режим и уровень вакуума в пролетном пространстве АЛТ в рабочем режиме. Новые данные позволят, в будущем, модернизировать систему газопоглотителей применяемой в АЛТ с лазерной селекцией.

1. Введение

Для решения многих важных задач в областях науки и техники необходимы источники сверхстабильных частот [1], обладающие относительной долговременной стабильностью на уровне $10^{-14} \dots 10^{-15}$.

Наиболее высокую долговременную стабильность частоты, при высокой точности номинального значения частоты генерируемых колебаний, обеспечивают квантовые стандарты частоты на основе цезиевых атомно-лучевых трубок (АЛТ), которые выполняют роль высокочастотных дискриминаторов в схеме квантовых стандартов частоты.

Решение проблемы поглощения паров отработанного цезия имеет важное значение для обеспечения нормальной и долговременной работоспособности АЛТ на протяжении десятков тысяч часов. АЛТ представляет собой сложную вакуумную систему, в которой давление остаточных газов изменяется во времени. Если не принимать специальных мер, то при типичном для АЛТ расходе цезия $10^{13} \dots 10^{14}$ ат/с через некоторое время после начала работы (100...200 ч) в приборе при температуре окружающей среды $T_{окр} = 20$ °С установится давление насыщенного пара цезия порядка $2 \cdot 10^{-4}$ Па, при котором фоновый ток превышает величину выходного сигнала. Кроме того, повышение давления паров уменьшает длину свободного пробега атомов цезия, увеличивает рассеяние пучка и снижает его интенсивность.

Во время откачки вакуумной полости АЛТ в приборе создается низкое давление, которое необходимо поддерживать как в рабочем режиме, так и в течение всего срока хранения. Давление газа, полученное в отпаянном приборе после процесса откачки, является величиной переменной и зависит как от материалов самого прибора, так и от качества проведенных ранее технологических операций, в том числе откачки. Газы, содержащиеся в приборе, находятся в постоянно изменяющемся динамическом равновесии между газами вакуумного объема и газами поверхностей прибора.

Для нормальной работы АЛТ необходимо обеспечить давление остаточных газов (вакуум) в объеме прибора на уровне $10^{-5} - 10^{-6}$ Па. Для поглощения паров цезия и поддержания высокого вакуума внутри АЛТ используют систему газопоглотителей на основе графита, который способен образовывать с цезием соединения с низкой упругостью паров, и размещается на всем протяжении пролетного пространства атомного пучка. А для поддержания и измерения вакуума каждая АЛТ имеет встроенный миниатюрный магнитный электроразрядный насос (МЭН) со скоростью откачки $50 \text{ см}^3/\text{сек}$. Чем меньше давление, которое может обеспечить МЭН в АЛТ, тем менее негативное влияние материалов будет оказываться на параметры АЛТ.

Контроль давления газа в АЛТ ведется по величине броска тока МЭН. Такой метод измерения давления вполне закономерен, так как величина тока МЭН прямо пропорциональна давлению, а для применяемого насоса давление газов АЛТ в момент включения применяемого МЭН определяется формулой:

$$P = 1,33 \cdot 10^{-4} I_{max} \text{ [Па]}, \quad (1)$$

где I_{max} – максимальное значение тока МЭН при его включении в мкА.

На сегодняшний день существующие методы контроля вакуума в АЛТ включают в себя электрические микроамперметры, где величину I_{max} определяет оператор визуально. Такой способ

измерения являются малоинформативным для проведения анализа режима работы МЭН и не позволяют отследить скорость откачки и точную величину давления внутри АЛТ.

Также известно о медленном и длительном нарастании (в течение месяца) давления в АЛТ до уровня насыщения, что делает крайне затруднительным определение течей в отпаянном АЛТ. Для целей контроля вакуумных параметров АЛТ необходима разработка новых методов измерения тока насоса МЭН. Также, в новых методиках измерения, следует кроме обычных явлений в течеискании необходимо еще учесть явление дрейфа тока МЭН и динамику этого дрейфа от прибора к прибору, если МЭН используется в качестве датчика давления.

Поэтому была поставлена задача разработки новых методов контроля уровня вакуума в АЛТ с компьютерной обработкой результатов для проведения анализа всех режимов работы МЭН.

2. Результаты

В рамках данной работы был разработан стенд для исследования вакуумных параметров цезиевых АЛТ с лазерной селекцией на основе мегаомметра Megger MIT 520/2, написана программа для обработки результатов на ПК и разработана новая методика измерения тока МЭН.

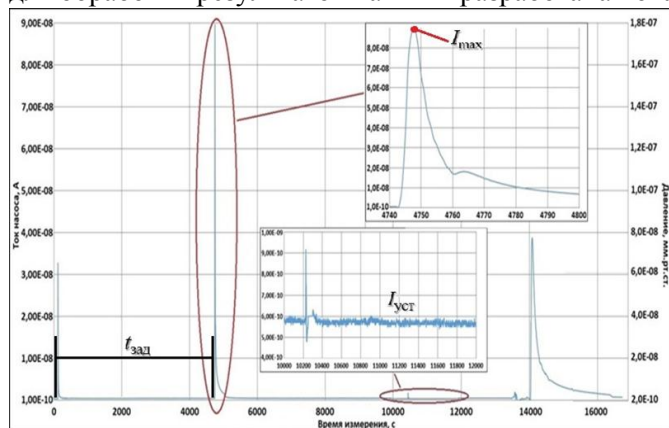


Рисунок 1 - Величина тока МЭН в зависимости от времени

газопоглотителей применяемой в АЛТ с лазерной селекцией с целью дальнейшего улучшения параметров исследуемого прибора.

3. Заключение

В рамках проведенной работы была разработана новая методика измерения тока МЭН и собран стенд для исследования вакуумных параметров АЛТ с лазерной селекцией. Подробно исследованы данные о вакууме в исследуемом приборе, изучены режимы работы МЭН, что позволит в будущем модернизировать систему газопоглотителей применяемой в АЛТ с лазерной селекцией с целью ее дальнейшего улучшения параметров.

Список литературы

1. Одуан К., Гино Б. Измерение времени. Основы GPS / пер. с англ. / под. ред. Татаренкова. – М.: Техносфера, 2002.

Погрешность измерения радиальной скорости и дальности в ближней частотной радиолокации

¹Давыдочкин В.М., ²Давыдочкина С.В., ¹Езерский В.В.

¹ООО предприятие «КОНТАКТ-1»
г. Рязань, 390010 проезд Шабулина, 18, РФ

skb@kontakt-1.ru
² Академия ФСИИ России
Рязань, 390000, ул. Сенная, 1, РФ
dav-sv@yandex.ru

Аннотация: Оценивается погрешность измерения радиальной скорости и дальности, обусловленная изменением мгновенной частоты несущего сигнала и дальности до контролируемого отражателя.

1. Введение

Известно [1], что в частотной радиолокации (ЧР) измерение дальности и радиальной скорости выполняется с использованием симметричного пилообразного закона частотной модуляции (ЧМ) $f(t)$ (с минимальной частотой f_0 , диапазоном перестройки частоты ΔF и периодом $T_{\text{мод}}$) и раздельной обработки сигнала разностной частоты в двух половинах периода модуляции (на двух склонах ЧМ)). В этом случае частоты, пропорциональные дальности F_R и радиальной скорости F_D определяются формулами:

$$F_R = 0,5(F_2 + F_1); F_D = 0,5(F_2 - F_1), \quad (1)$$

где F_1 и F_2 - частоты сигнала разностной частоты (СРЧ), измеренные на восходящем и нисходящем склонах ЧМ.

По полученным частотам с помощью известных формул вычисляются дальность до объекта R и его радиальную скорость V_R .

В ближней частотной радиолокации [2] имеются две особенности, затрудняющие такие измерения. Первая связана с тем, что для достижения высокой точности измерения расстояния и высокой разрешающей способности приходится существенно увеличивать диапазон перестройки частоты. Вторая особенность вызвана движением отражателя за время каждого периода модуляции, т.е. плавным изменением расстояния.

Подобные эффекты имеются всегда, однако на больших расстояниях и не высоких требованиях к точности измерения ими можно пренебречь.

Целью данной работы является оценка погрешности измерения расстояния и радиальной скорости, вызванной такой ПЧМ в системах ближней ЧР и разработка методов снижения этой погрешности.

2. Оценка погрешности

Аналитическую модель СРЧ с учетом отмеченных особенностей можно записать в виде:

$$u_{\text{СРЧ}}(t) = U_m \cos \left\{ \frac{4\pi}{c} (R + V_R t) [f(t) - F_D(t)] \right\}, \quad (2)$$

где U_m - амплитуда СРЧ; c - скорость распространения электромагнитной волны.

Ясно, что доплеровская частота F_D и частота F_R не остаются постоянными в течение периода модуляции, а линейно изменяются. Модуль доплеровской частоты в начале восходящего склона частотной модуляции минимален $|F_{D \min}|$, а в конце - максимален $|F_{D \max}|$:

$$|F_{D \min}| = 2f_0 V_R / c; |F_{D \max}| = 2(f_0 + \Delta F) V_R / c. \quad (3)$$

На нисходящем склоне наблюдается обратная зависимость. Знак доплеровского изменения частоты определяется направлением вектора радиальной скорости.

Расстояние до отражателя увеличивается или уменьшается в зависимости от направления движения. В итоге частота F_R также линейно изменяется внутри каждого периода модуляции. В начале периода F_{R1} , его середине F_{R2} и в конце F_{R3} :

$$F_{R1} = R/(\delta_R T_{\text{мод}}); F_{R2} = (R + 0.5V_R T_{\text{мод}})/(\delta_R T_{\text{мод}}), F_{R3} = (R + V_R T_{\text{мод}})/(\delta_R T_{\text{мод}}), \quad (4)$$

Где $\delta_R = c/(4\Delta F)$ - величина ошибки дискретности, присущей ЧД [1].

Таким образом, у СРЧ появляется паразитная частотная модуляция (ПЧМ), затрудняющая точное измерение частоты F_1 на восходящем и F_2 на нисходящем склонах ЧМ.

3. Методы снижения погрешности

Полагая, что при использовании трёхэтапного алгоритма оценки частоты, описанного в [2], происходит измерение средней частоты $\widehat{F}_{1\text{ср}}$ на восходящем и $\widehat{F}_{2\text{ср}}$ нисходящем склонах, и, учитывая линейный закон ПЧМ, можем получить формулы для оценки радиальной скорости и измеряемого расстояния:

$$\widehat{V}_R = \frac{\widehat{F}_{2\text{ср}} - \widehat{F}_{1\text{ср}}}{2} \cdot \frac{c}{2f_0}; \widehat{R} = \left(\frac{\widehat{F}_{2\text{ср}} + \widehat{F}_{1\text{ср}}}{2} + 2\Delta F \frac{\widehat{V}_R}{c} \right) \cdot \delta_R T_{\text{мод}}. \quad (5)$$

Отметим, что формула для оценки дальности \widehat{R} отличается от классической [1]. Такой учёт влияния радиальной скорости возможен лишь при небольших диапазонах изменения F_R и F_D . В противном случае из-за сильной ПЧМ спектр СРЧ сильно искажается и появится большая ошибка оценки средних частот $\widehat{F}_{1\text{ср}}$ и $\widehat{F}_{2\text{ср}}$.

Возможен более сложный вариант снижения погрешности. Необходимо внести в закон ЧМ предискажения, устраняющие ПЧМ СРЧ. Зондирующий сигнал необходимо генерировать с законом ЧМ на восходящей ветви в соответствии с выражением

$$f_{\text{восх}}(t) = \frac{f_0 + [\Delta F + (f_0 + \Delta F)T_{\text{мод}} \widehat{V}_R / 2\widehat{R}_{\text{восх}}] \cdot 2t/T_{\text{мод}}}{1 + t\widehat{V}_R/\widehat{R}_{\text{восх}}}, \quad (6)$$

а на спадающей ветви в соответствии с выражением

$$f_{\text{спад}}(t) = \frac{f_0 + \Delta F + (f_0 T_{\text{мод}} \widehat{V}_R / 2\widehat{R}_{\text{спад}} - \Delta F) 2t/T_{\text{мод}}}{1 + t\widehat{V}_R/\widehat{R}_{\text{спад}}}, \quad (7)$$

где $\widehat{R}_{\text{восх}} = \widehat{R}$; $\widehat{R}_{\text{спад}} = \widehat{R} + \widehat{V}_R T_{\text{мод}}/2$; \widehat{R} и \widehat{V}_R - оценки дальности и скорости, полученные на предыдущем цикле измерения.

С такой ЧМ выполняется измерений частот F_1 на восходящем и F_2 на нисходящем склоне ЧМ и последовательный расчёт оценок радиальной скорости \widehat{V}_{R1} и дальности \widehat{R}_1

$$\widehat{V}_{R1} = \frac{c}{4} \left(1 - \sqrt{1 - 2 \frac{F_{\text{восх}1} - F_{\text{спад}1}}{f_0}} \right), \quad (8)$$

$$\widehat{R}_1 = \frac{cT_{\text{мод}}}{4\Delta f} \frac{F_{\text{восх}1} + F_{\text{спад}1}}{1 + \sqrt{1 - 2(F_{\text{восх}1} - F_{\text{спад}1})/f_0}} + \widehat{V}_{R1} T_{\text{мод}}/2, \quad (9)$$

Проведено численное моделирование, позволившее подтвердить указанные особенности и оценить количественно величину погрешности.

4. Заключение

Учёт зависимости доплеровского смещения частоты от времени и перемещения отражателя за время измерения позволяет уточнить оценку радиальной скорости и дальности до отражателя.

Список литературы

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. – М.: Радиотехника. 2004. 230 с.
2. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с.

Вариант схемы сканера для определения радиозаметности радиолокационных объектов

¹ Кирпанев А. В., ² Кирпанев Н. А., ¹ Лукичев Ю.Л.

¹ Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радар ммс"
(АО "НПП"Радар ммс")

г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д.37 литера А, Российская Федерация
kirpanev_av@radar-mms.com

² ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»
г. Санкт-Петербург, 195251, ул. Политехническая, д. 29, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается вариант схемы сканера, предназначенного для определения бистатических и моностатических характеристик рассеяния радиолокационных объектов и их элементов в области передней полусферы. Приемный зонд перемещается по сферической поверхности, в полюсе которой размещается передающий зонд, идентичный приемному. Приемный и передающий зонды являются сверхширокополосными и обладают линейной поляризацией. Для выделения рассеянного объектом поля на фоне поля облучения предполагается использовать импульсный метод или частотный синтез излучаемого сигнала.

1. Введение

Определение радиозаметности радиолокационных объектов (РО) и их элементов на стадии разработки основано на компьютерном моделировании и расчётах [1,2,3,4]. При этом, моделируемый РО может иметь большие волновые размеры (ВР), что побуждает выполнять расчеты с помощью приближенных методов, жертвуя точностью. Если рассматриваемый РО с небольшими ВР имеет сложную геометрию и состоит из существенно отличающихся по своим характеристикам материалов, то и точные методы не всегда приводят к достоверному результату. Принятые разработчиками меры по уменьшению радиозаметности РО необходимо подтверждать практическими исследованиями [5,6,7,8].

2. Схема сканера

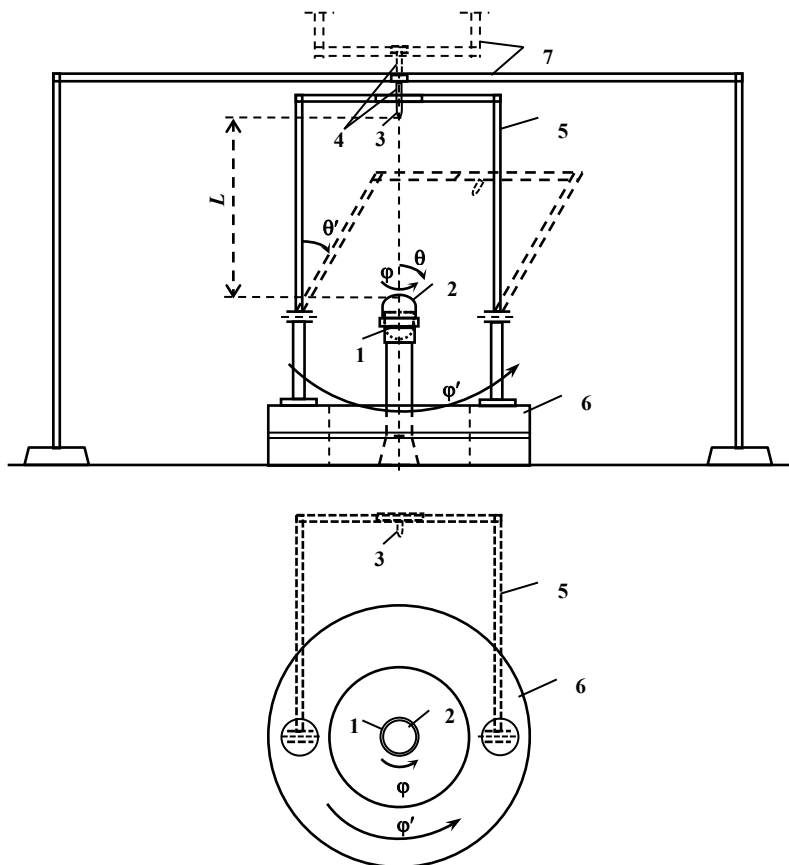


Рис. 1. Приближенная схема сканера

На рис. 1 приведена приближенная схема сканера для определения как моно-, так и бистатических радиолокационных характеристик рассеяния (РЛХ) исследуемых объектов (ИО), где обозначены: 1 – двухкоординатное опорно-поворотное устройство (ОПУ), на котором размещается ИО (2); 3 – приемный зонд, перемещаемый вокруг ИО с помощью подвижной стойки 5 (угол места) и вращающегося основания 6 (азимут); 7 – варианты исполнения неподвижных стоек для размещения передающего зонда; 4 – СВЧ-тракты передающего зонда (в зависимости от варианта исполнения стойки); θ и φ – угловые координаты направления прихода волнового фронта (ВФ) на ИО; θ' и φ' – координаты 3D диаграммы обратного рассеяния (ДОР) для случая прихода волнового фронта на ИО с направления $\theta - \varphi$; L – расстояние от излучающего зонда до ИО. Должна быть обеспечена общая точка пересечения осей вращения ОПУ и осей вращения составной части сканера, перемещающей зонд 3 по сферической поверхности, заключающей в себе ИО.

Сканер предназначен для измерения РЛХ рассеяния ИО, наибольший линейный размер D которых удовлетворяет условию дальней зоны

$$L \geq 2D^2/\lambda, \quad (1)$$

где λ – длина волны. 3D область определения ДОР в предлагаемой схеме имеет ограничения по углам места: $0 \leq \theta \leq 45^\circ$ (угловой сектор $\pm 45^\circ$) и $0 \leq \theta' \leq 110^\circ$ (угловой сектор $\pm 110^\circ$). Такая область определения удовлетворяет большинству задач, в особенности для РО, радиозаметность которых определяется, в основном, антенной РЛС переднего обзора или системой “антенна-обтекатель”. Последовательность сканирования зависит от конструктивной реализации ОПУ. Передающий и приемный зонды являются сверхширокополосными и идентичными по исполнению. В зависимости от располагаемых средств измерений, выделение рассеянного ИО поля на фоне поля облучения выполняется времязимпульсным методом или методом частотного синтеза сигнала. Все металлические элементы сканера закрываются радиопоглощающим материалом.

3. Заключение

Предложена схема сканера, позволяющая определять бистатические и моностатические РЛХ. Моностатические РЛХ на поляризации облучения можно определить с помощью работающего на передачу и прием зонда 3 (рис.1) и ОПУ 2 времязимпульсным методом. Если пренебречь влиянием бистатической погрешности, то измерение рассеянного ИО поля можно выполнять зондом 3, размещенным вплотную к зонду 2. В этом случае применим метод частотного синтеза излучаемого сигнала. При этом можно измерить ДОР как для основной, так и для кроссовой поляризационной составляющей поля. Сканер может использоваться и для определения СВЧ-характеристик излучающих ИО (включая ИО больших ВР) по измерениям ближнего поля на сфере. Последнее может быть существенным, так как полная радиозаметность ИО зависит не только от вторичного поля, рассеянного ИО, но и его поля излучения.

Список литературы

1. Штагер Е. А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. — М.: Радио и связь, 1986. – 184с.
2. Вожаев В.В. Расчет характеристик радиолокационной заметности элементов компоновки летательного аппарата // Ученые записки ЦАГИ. Т. XLI. №3. 2010. С. 93-98.
3. Львова Л.А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов – Снежинск: Изд-во РФЯЦ-ВНИИТФ, 2003.-232с.
4. B. Borden, “Mathematical Problems in Radar Inverse Scattering” Inverse Problems, IOP Publishing Ltd, 2002.
5. E. F. Knott, Radar cross section measurements. New York: Van Nostrand Reinhold, 1993.
6. Roding M., Sommerkorn G., Hafner S., Ihlow A., Jovanoska S., Thoma R. S. A Double-Arch Positioner for Bistatic RCS Measurements with Four Degrees of Freedom // Proceedings of the 47th European Microwave Conference. 10–12 Oct 2017, Nuremberg, Germany. P.1273-1275.
7. Eyraud, C., J.-M. Geffrin, P. Sabouroux, P. C. Chaumet, H. Tortel, H. Giovannini, and A. Litman (2008), Validation of a 3D bistatic microwave scattering measurement setup, Radio Sci., 43, RS4018, doi:10.1029/2008RS003836. P.1-12.
8. Кирпанев А.В. Применение плоскостного сканирования в ближней зоне для определения характеристик рассеяния объектов. /Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот. Т.10. N 1 (33). 2002. С.61-68.

О расширении рабочего диапазона частот измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением^{1,2}

¹ Бобрешов А. М., ¹ Усков Г. К., ¹ Смурева К. В., ¹ Кононов А. А.

¹ ФГБОУ ВО «ВГУ», г. Воронеж, Российская Федерация
uskov@phys.vsu.ru, kononov@phys.vsu.ru

Аннотация: Рассмотрена проблема ограниченности области частот, на которых применима методика определения электрофизических параметров диэлектрика с помощью измерительной волноводной линии. Выявлено выгодное свойство транзитивности для неоднородностей в виде близко расположенных скачков волнового сопротивления на границах сред, на основе чего предложена методика расширения рабочего частотного диапазона волновода посредством введения в него диэлектрика с уже известными характеристиками.

1. Введение

Один из способов экспериментального определения электрофизических параметров диэлектрических материалов, применимых в качестве рабочего вещества для 3D-печати, основан на использовании волноводного тракта, содержащего участок, заполненный исследуемым диэлектриком [1–6]; при этом доступный для измерений диапазон частот в основном ограничен геометрией волновода. В то же время, несправедливо априори предполагать, что полученные на некоторой конкретной установке результирующие значения допускают непосредственную экстраполяцию за пределы указанного диапазона (что особенно важно в высокоточных разработках, например, при изготовлении компонентов сверхширокополосных приемо-передающих систем [7]).

В связи с этим актуален вопрос о методах выхода за границы области частот, на которую накладывает ограничения имеющееся в наличии оборудование. Один из способов решения этой проблемы предложен в настоящей работе.

2. Транзитивность T -матриц для неоднородностей

Рассмотрим два участка линии передачи, разделённых неоднородностью в виде скачка волнового сопротивления (пусть слева от неоднородности оно равно R_1 , а справа — R_2). Тогда, как известно [8–9], падающий и отражённый сигналы (обозначим комплексные амплитуды их нормированных напряжений буквами a и b с индексами, соответствующими номеру однородного участка) по обе стороны от неоднородности могут быть связаны [2] следующей волновой матрицей передачи $T_{1 \rightarrow 2}$:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = T_{1 \rightarrow 2} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}, \quad T_{1 \rightarrow 2} = \frac{1}{2\sqrt{R_1 R_2}} \begin{pmatrix} R_2 + R_1 & R_2 - R_1 \\ R_2 - R_1 & R_2 + R_1 \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Пусть теперь неоднородностей две, а заключённый между ними (то есть 3-й) однородный участок характеризуется волновым сопротивлением R_3 . Тогда общая матрица передачи примет вид

$$T = T_{1 \rightarrow 3} \cdot T_3 \cdot T_{3 \rightarrow 2}, \quad T_3 = \begin{pmatrix} e^{-jQ_3 - A_3} & 0 \\ 0 & e^{jQ_3 + A_3} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где T_3 — матрица, описывающая распространение между двумя скачками по однородному участку (сдвиг фазы и затухание амплитуды в котором равны Q_3 и A_3), а $T_{1 \rightarrow 3}$ и $T_{3 \rightarrow 1}$ составляются по аналогии с $T_{1 \rightarrow 2}$ и соответствуют границам сред. Выполняя умножение в (2), придём сначала к выражению

$$T = \frac{1}{4\sqrt{R_1 R_2 R_3}} \begin{pmatrix} R_3 + R_1 & R_3 - R_1 \\ R_3 - R_1 & R_3 + R_1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e^{-jQ_3 - A_3} (R_2 + R_3) & e^{-jQ_3 - A_3} (R_2 - R_3) \\ e^{jQ_3 + A_3} (R_2 - R_3) & e^{jQ_3 + A_3} (R_2 + R_3) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

которое после должных упрощений может дать общую рабочую формулу. Когда длина 3-го участка стремится к нулю, в ноль обратятся также величины Q_3 и A_3 (то есть матрица T_3 станет единичной). Несложно проверить, что тогда формула (2) даст следующий результат:

$$T = T_{1 \rightarrow 3} \cdot T_{3 \rightarrow 2} = T_{1 \rightarrow 2}; \quad (4)$$

таким образом, матрицы передачи нескольких неоднородностей, расположенных вплотную, обладают свойством транзитивности. Поэтому нулевой длине «промежуточных участков» можно считать, что сигнал сразу переходит из начальной среды в конечную, претерпевая единственное отражение. Это свойство имеет решающее значение в обосновании предлагаемой далее методики.

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323/>

² При выполнении работы использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

3. Измерительная волноводная линия с расширенным частотным диапазоном

Прямоугольный металлический волноводный тракт с продольно-частичным заполнением из исследуемого диэлектрика, подробно рассмотрен в работах [2–4]; на это основе разработан алгоритм определения электрофизических параметров [10]. Наличие в волноводе участка, заполненного воздухом, приводит к тому что нижняя граница рабочего частотного диапазона определяется областью перехода в режим отсечки. Переход этот, как показал анализ, происходит весьма быстро (но плавно и непрерывно) при уменьшении частоты ниже некоторого значения, которое в первом приближении можно оценить по классической модели (где пренебрегают тангенсом угла потерь и считают переход резким) — речь идёт о формуле для так называемой критической частоты [11]:

$$f_{\text{кр}} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon\mu}} \cdot \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}, \quad (5)$$

где ε и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости заполняющий волновод среды, m и n — индексы волновой моды, a и b — длины большей и меньшей стенок волновода.

Видно, что с увеличением ε критическая частота снижается, то есть рабочий диапазон расширяется в нижнюю сторону (так, для поперечного сечения 23×10 мм при $\varepsilon = 2,5$ критическая частота (5) снизится примерно с 6,5 до 4,1 ГГц). Следовательно, чтобы определить электрофизические параметры диэлектрика в диапазоне, который для пустого волновода уже заходит в область отсечки, достаточно изготовить из материала с известными параметрами фрагмент, заменяющий воздушное заполнение, и обеспечить плотную стыковку двух диэлектриков на их границе (тогда, как показано в разделе 2, можно пренебречь воздушной прослойкой и задействовать методику из [2–4], заменив во всех формулах параметры воздуха на соответствующие величины, характеризующие известный диэлектрик).

Заметим: верхняя граница рабочего диапазона (определяемая отсечкой ближайшей из высших мод) также уменьшится; это, впрочем, не представляет затруднений, поскольку та частотная область как раз может быть исследована на классической установке (с участком, заполненным воздухом).

4. Заключение

Изложено доказательство свойства транзитивности для неоднородностей в виде скачков волнового сопротивления, расположенных вплотную. С учётом данного физического явления предложена модификация экспериментальной установки на основе измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением, позволяющая расширить диапазон доступных для исследования частот в нижнюю сторону.

Список литературы

1. Бобрешов А. М., Жевнеров К. С., Коровченко И. С., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К., Корчагин Ю. Э. Оценка электрофизических параметров диэлектриков для трехмерной печати. В сб. : 26-я Междунар. научно-техническая конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2020. Т. 5. С. 137—143.
2. Бобрешов А. М., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К., Корчагин Ю. Э. Аналитическая модель измерительной волноводной линии для оценки электрофизических параметров диэлектрических материалов. В сб. : 27-я Междунар. научно-техническая конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2021. Т. 3. С. 125—131.
3. Бобрешов А. М., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К. Общий алгоритм определения электрофизических параметров в сверхвысокочастотном диапазоне методом минимизации нормы невязки. В сб. : 28-я Междунар. научно-техническая конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2022. Т. 5. С. 193—199.
4. Бобрешов А. М., Кононов А. А., Смусева К. В., Усков Г. К. Теоретическое описание измерительной волноводной линии с продольно-частичным заполнением в комплексных параметрах рассеяния. В сб. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2022 (Севастополь, 11—17 сент. 2015 г.). 2022. С. 225—226.
5. Kononov A., Velichkina A., Uskov G., Smuseva K. A Model of Electromagnetic Field Propagation Processes in a Rectangular Waveguide Filled with a Lossy Dielectric Medium // Proc. of 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). 2022. P. 318—321.
6. Бобрешов А. М., Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. Влияние скин-эффекта на распространение электромагнитных сигналов в прямоугольном волноводе с произвольным диэлектрическим заполнением. В сб. : 29-я Междунар. научно-техническая конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2023. Т. 3. С. 295—301.
7. Bobreshov A. M., Zhabin A. S., Seregina E. A., Uskov G. K. Biconical antenna with inhomogenous dielectric lens for UWB applications // Electronics Letters. 2020. Vol. 56. No. 17. P. 857—859.
8. Choma J., Chen W. K. Feedback networks: theory and circuit applications // Singapore: WS, 2007. Ch. 3. P. 225 ff.
9. Mavaddat R. Network scattering parameters // Singapore: WS, 1996.
10. Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. Программа определения электрофизических параметров диэлектрика по коэффициенту пропускания частично заполненного им волноводного тракта. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2023611180. 2023.
11. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М. : Высшая школа, 1970. Т. 1. 440 с.

Конструирование и экспериментальное исследование СВЧ зондов¹

Полетаев Д.А., Ильницкий Д.А., Тюленинов В.В.

Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295007, пр. Академика Вернадского, 2, Российская Федерация
poletaevda@cfuv.ru

Аннотация: В работе представлены материалы теоретических и экспериментальных исследований сконструированных СВЧ зондов. Разработана численная модель. Проведена оптимизация характеристик зондов. Изготовлен экспериментальный датчик, проведен комплекс замеров. Сделан вывод о применимости разработки в качестве диагностического инструмента.

1. Введение

СВЧ сканирующая микроскопия используется для анализа диэлектрических объектов, сверхпроводящих структур, пленок разных геометрий и толщин, металлизированных и полированных поверхностей [1]. Рабочим элементом данных исследований является зонд – измерительный преобразователь, выполняющий функцию сопоставления измеряемой физической величины СВЧ характеристикам. В качестве СВЧ характеристик могут выступать коэффициент стоячей волны, импеданс, S- и другие параметры. Удобство применения того или иного зонда повышается при росте чувствительности и линеаризации характеристик.

Кроме диагностических приложений, СВЧ зонды применяются для ввода и вывода СВЧ энергии в исследуемые структуры (усилители, генераторы) [2, 3]. Требования к таким элементам: минимальные искажения сигналов и незначительное количество потерь. Требуется отметить, что с ростом частоты зондирующего колебания удовлетворение данных требований становится все более сложным [3]. Это обуславливается увеличением влияния распределенных параметров: емкости и индуктивности структурных элементов. Целесообразно провести численное моделирование зонда с оптимизацией геометрии для достижения максимальной чувствительности и минимизации искажений.

Целью работы является конструирование универсального СВЧ зонда, пригодного для анализа параметров сред, а также для ввода-вывода электромагнитной энергии.

2. Теория и эксперимент

Конструкция рассматриваемого зонда включает разъем для подключения векторного анализатора цепей, подводящий коаксиальный волновод, отрезок коаксиального волновода, устройство согласования нагрузок в виде усеченного конуса, щуп – заостренный вывод в виде центральной жилы. Для проведения практических измерений важно, чтобы электрофизические параметры образца оказывали как можно большее влияние на информационные сигналы (в данном случае таковыми являются S-параметры, а конкретнее параметр S₁₁) измерительного преобразователя. Из теории коаксиальных линий передач известно, что минимальный коэффициент затухания в коаксиальной линии достигается при отношении радиусов: $R_1 / R_2 = 0,28$ [2]. Очевидно, минимум потерь СВЧ энергии также будет достигаться при данном отношении размеров. Для численного моделирования применялся прямой численный метод конечных элементов [4]. При этом решалось волновое уравнение для каждой конкретной области пространства, разделенного на тетраэдры [4]. Данный подход позволяет получить результат за сравнительно короткое время, оптимизировать параметры и оценить размеры для изготовления экспериментального прибора.

Входные технические данные для моделирования: подходящие размеры зонда для ввода и вывода электромагнитной энергии с микроструктурных элементов: диаметр щупа не более 0,1 мм, расстояние до заземляющего вывода не более 0,1 мм. В ходе численного моделирования оптимизированы геометрические размеры устройства согласования нагрузок с целью достижения минимального отражения. Также проанализированы потери СВЧ энергии на переходах разъем – волновод, волновод – устройство согласования, устройство согласования – щуп. Выявлено, что значительная часть энергии теряется на переходе разъем – волновод. Для конкретной геометрии модели проводился расчет S-параметров. Оптимизация проводилась с целью достичь минимального отражения (минимизация параметра S₁₁ в режиме холостого хода и режиме согласованной нагрузки).

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-22-20126 и региона Крым

Экспериментальная часть работы включала практическое изготовление зонда, сборку экспериментального стенда, получение характеристик зонда, проверку чувствительности экспериментального прибора. Геометрические размеры зонда, оптимизированные в ходе численного расчета, применялись при практическом изготовлении данного элемента датчика. Экспериментальный стенд включал зонд, подводящий волновод и векторный анализатор цепей P4226 со стандартной схемой подключения анализируемого устройства на отражение. Для проверки чувствительности экспериментального прибора применялись заранее подготовленные нанесенные на стеклянные подложки нанометровые пленки алюминия с разными толщинами. В качестве согласованной нагрузки применялся поглотитель электромагнитных волн.

На рис. 1 показаны графики параметров S_{11} для модельного и изготовленного экспериментального зонда в режимах холостого хода и согласованной нагрузки.

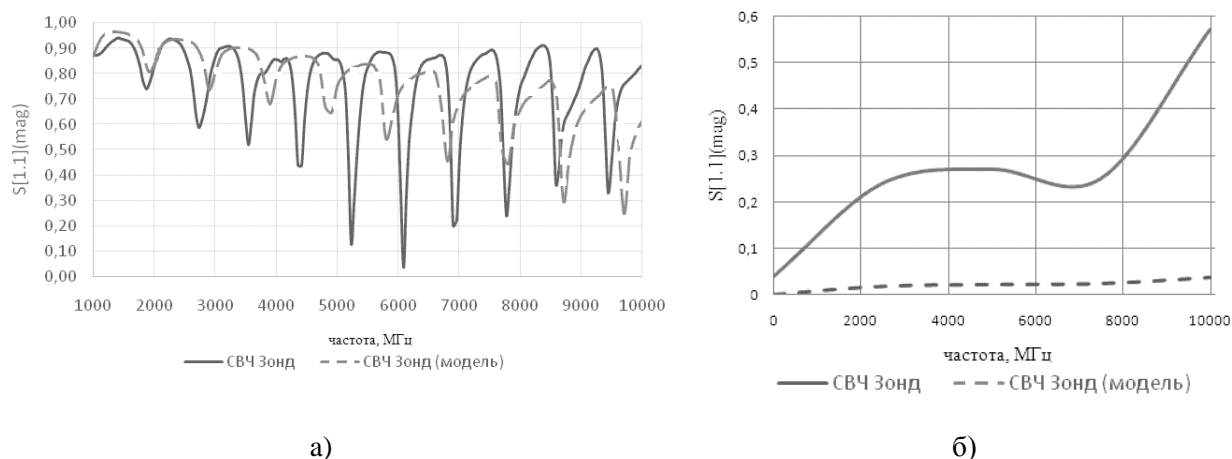


Рис. 1. Сравнение S_{11} -параметра для модельного и экспериментального зондов в режимах: а) холостого хода; б) согласованной нагрузки

Результаты, представленные на рис. 1, показывают достаточно хорошее согласование модельных и экспериментальных результатов для режима холостого хода. Графики вписываются в существующие физические представления: в линии зонд – коаксиальный волновод образуется стоячая волна. Данная калибровочная задача подтверждает адекватность численной модели и возможность ее применения для более сложных приложений. Режим согласованной нагрузки иллюстрирует качественное соответствие модельных и экспериментальных результатов. Однако данные весьма разнятся. Это обусловлено сложностью согласования нагрузки в широком диапазоне частот. Следует отметить, что вопросы согласования нагрузок требуют отдельного подробного рассмотрения. Тем не менее из рис. 1 видно, что изготовленный зонд вполне выполняет свои функции по передаче электромагнитной энергии в широком диапазоне частот.

Для оценки чувствительности зонда применялись подготовленные пленки алюминия с толщинами 2 нм и 20 нм, осажденные магнетронным методом на стеклянной подложке. В ходе измерений установлено, что зонд надежно диагностирует разные толщины пленок.

3. Заключение

В работе оптимизирована конструкция СВЧ зонда для проведения исследований параметров микроэлектронных структур. Выявлены основные факторы, препятствующие нормальному функционированию датчика в широком диапазоне частот. Изготовлен экспериментальный прототип, проведен комплекс практических измерений. Установлено соответствие модельных и экспериментальных данных.

Список литературы

1. Гордиенко Ю.Е. Вклад колебательных и излучательных потерь в характеристики СВЧ преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой / Ю.Е. Гордиенко, Ю.И. Гуд, Д.А. Полетаев // Радиотехника. 2009. № 157. с. 108-114.
2. Кураев А. А., Попкова Т. Л., Сеницын А. К. Электродинамика и распространение радиоволн. Минск : Бестпринт, 2004. 357 с.
3. Stuver M., Reimer P.J., Braziunas T.F. // Radiocarbon. 1998. V.40. P.1127-1151.
4. Григорьев А. Электродинамика и техника СВЧ / А. Григорьев. М.: высш. шк., 1990. 335 с.

Виртуальная лабораторная работа по изучению спектра модулированных радиосигналов

¹ Губский Д. С., ¹ Клещенко А. Б., ¹ Крутиев С. В., ¹ Заргано Г. Ф., ¹ Вяткина С. А.,
² Дайнеко Е. А., ² Айтмагамбетов А. З.

¹ Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 314090, ул. Зорге, 5, физический факультет, Российская Федерация
² Международный университет информационных технологий
г. Алматы, ул. Манаса 34/1, Казахстан

***Аннотация:** Предлагается новый подход к созданию моделей модуляторов радиосигнала для включения их в состав виртуальной лаборатории. Подход основан на ранее разработанной концепции виртуальной лаборатории, что позволяет использовать имеющееся виртуальное оборудование. В результате создана новая виртуальная лабораторная работа по изучению спектра модулированных сигналов.*

1. Введение

Одним из условий подготовки высококвалифицированных специалистов является изучение современных измерительных приборов и устройств. Эту задачу решают лабораторные практикумы. Поэтому учебные лаборатории, должны быть оборудованы современным высокотехнологичным измерительным оборудованием. Однако, лабораторные установки, отвечающие современным требованиям, имеют очень высокую стоимость, что ограничивает их применение в учебном процессе, а передовые научные разработки, как правило, не имеют учебных аналогов. В настоящее время многие авторы уделяют особое внимание вопросу подготовки специалистов с помощью компьютерных лабораторных работ [1]. Также необходимо отметить возросший интерес к виртуальным лабораторным работам в связи с вынужденным применением дистанционных технологий обучения, в том числе и при подготовке специалистов радиофизического профиля. Кроме этого, в настоящее время в сфере высшего образования широко распространяется дистанционное обучение, для реализации которого необходимы виртуальные лабораторные практикумы [2].

При подготовке специалистов радиофизического профиля особое внимание уделяется изучению модуляции радиосигналов и их спектрального представления. Широкое применение амплитудной, частотной и других видов модуляции делает актуальным и необходимым знакомство студентов с ними. Поэтому в данной работе решена задача создания виртуальной лабораторной работы по изучению спектра модулированных радиосигналов.

2. Создание виртуальной лабораторной работы

Рассмотрим вкратце процесс создания лабораторной работы по изучению спектра модулированных сигналов. При этом модель устройства должна позволять пользователю выбирать вид модуляции (например, АМ, ЧМ, видео-радиоимпульс), изменять характеристики сообщения и несущего сигнала и изучать спектральные характеристики результирующего колебания с помощью модели анализатора спектра, входящего в состав лаборатории.

Для решения поставленной задачи создадим модель модулятора, которую интегрируем в ранее созданную виртуальную лабораторию [3]. Создаваемая модель должна иметь возможность подключения к модели анализатора спектра, например фирмы Rohde&Schwarz [4]. Разработку модели модулятора будем проводить с учетом ранее выработанных требований [1, 3] к устройствам, включаемым в состав виртуальной лаборатории.

В нашем случае компьютерная модель анализатора спектра описывается набором входных сигналов, с помощью которых она подключается к изучаемому устройству. Входной сигнал – это массив частот и амплитуд сигналов, который после обработки в соответствии с настройками измерительного прибора отображается на его экране [4]. Поэтому модель создаваемого модулятора должна с начала обработать входные данные (параметры сообщения и несущего сигнала) и получить выходной модулированный сигнал. Далее, выполнить преобразованием Фурье и вычислить спектральное представление для полученного в результате модуляции выходного сигнала и сформировать массив данных для передачи модели анализатора спектра. Этот массив должен состоять из частотных и амплитудных значений спектральных составляющих выходного модулированного сигнала. При этом данное преобразование должно выполняться с учетом выбранного пользователем режима модуляции

(например, АМ или ЧМ) и частотами и амплитудами самих сигналов (сообщения и несущей частоты), а при рассмотрении модуляции прямоугольных импульсов и их параметрами.

При разработке программного обеспечения компьютерной модели был использован язык высокого уровня C++ (Microsoft Visual Studio) и пакет Digia Qt 5.1. При этом интерфейс компьютерной модели должен позволять пользователю изменять характеристики сигналов и выбирать виды модуляции и их параметры из числа доступных.

В результате решения поставленной задачи была создана и интегрированы в состав виртуальной лаборатории модель модулятора, которая при создании лабораторной работы была подключена к модели анализатора спектра. Компьютерный интерфейс созданной лабораторной работы по изучению спектра модулированных сигналов показан на рис. 1. Видно, что интерфейс моделей измерительных приборов полностью аналогичен реальному, и у пользователя есть возможность изменения частот сигналов, выбора вида модуляции и проведение измерений.

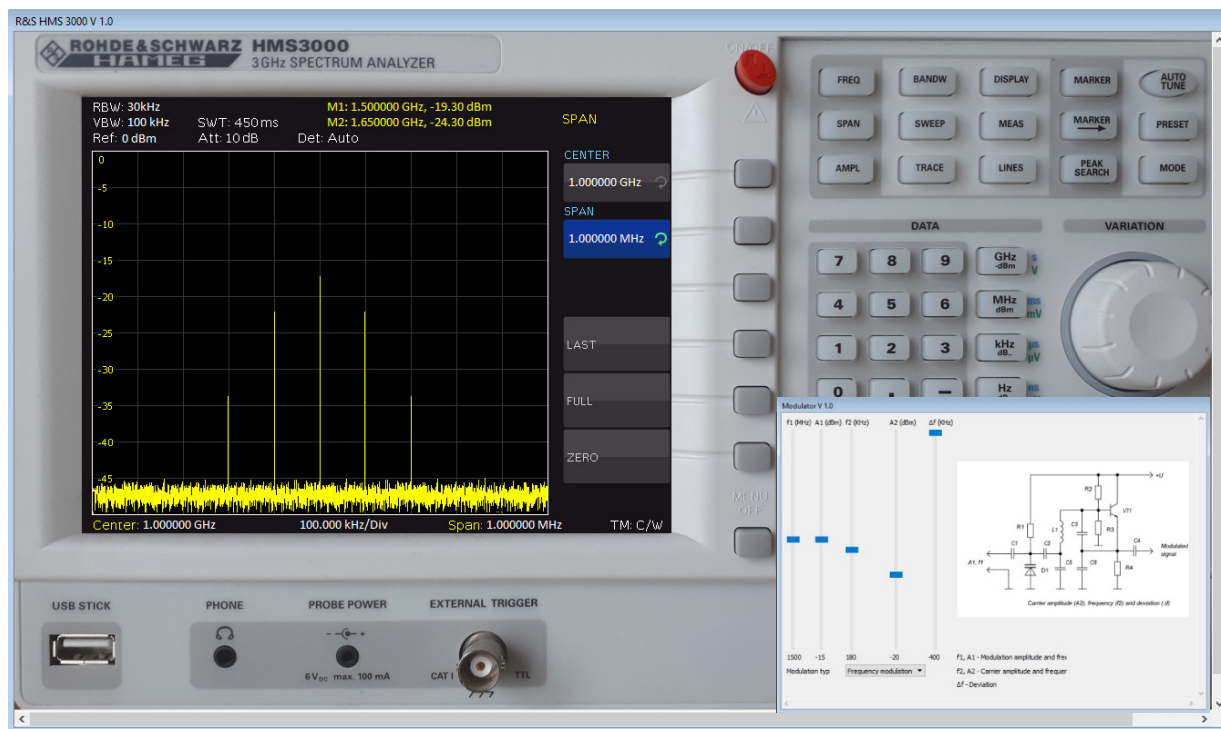


Рис. 1. Компьютерный интерфейс лабораторной работы

3. Заключение

Таким образом, в работе развит общий подход к построению компьютерных моделей различных модуляторов радиосигналов и создана виртуальная лабораторная работа по изучению их спектра с помощью виртуальной модели анализатора спектра HMS 3000 фирмы Rohde&Schwarz. В модели анализатора спектра были реализованы основные функции реального устройства, позволяющие пользователю проводить необходимые измерения и получить первоначальные навыки по работе с данным измерительным оборудованием. Компьютерная модель измерительного прибора с точки зрения пользовательского интерфейса идентична реальному устройству.

Список литературы

1. Gubsky D. S., Zemlyakov V. V., Krutiev S. V., Mamay I. V. The Virtual Microwave Laboratory // 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017), Sevastopol, Russia, September 10—16, 2017 pp. 1302—1308.
2. Губский Д. С., Дайнеко Е. А., Цой Д. Д., Ипалакова М. Т., Иванова И. Н., Клещенко А. Б. Виртуальная лабораторная работа с удаленным доступом // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2021. № 7. С. 37—45.
3. Губский Д. С., Земляков В. В., Мамай И. В., Синявский Г. П. Компьютерное моделирование приборов и устройств для виртуальных лабораторных работ // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2014. № 3. С. 38—42.
4. Gubsky D. S., Daineko E. A., Ipalakova M. T., Kleschenkov A. B., Aitmagambetov A. Z., Vyatkina S. A. Spectrum Analyzer Model for a Virtual Laboratory // Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 2021, Hangzhou, China, 22 November. P. 373—376.

Сенсорные покрытия на основе пленок Ленгмюра — Блоджетт с иммобилизованными ферментами для создания акустоэлектронного датчика глюкозы¹

¹ Горбачев И.А., Смирнов А.В.¹, Колесов В.В.¹, Кузнецова И.Е.¹

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
Piyagor36@gmail.com

Аннотация: В работе были исследованы сенсорные покрытия на основе пленок Ленгмюра — Блоджетт с иммобилизованным ферментом глюкозооксидазы (ГО), воспроизводящих структуру фосфолипидной клеточной мембраны. Изучение сенсорных свойств сформированных мембраноподобных пленок проводилось с помощью акустоэлектронной линии задержки. Иммобилизация фермента ГО проводилась непосредственно в процессе формирования ленгмюровского монослоя. Показано, что для водного раствора глюкозы в диапазоне концентраций от 0 до 1 мг/мл график фазового отклика акустической волны имел практически линейный вид.

1. Введение

В пищевой промышленности важной задачей является определение концентрации полисахаридов в жидких растворах. В медицине определение концентрации глюкозы в крови – одно из наиболее часто выполняемых биохимических исследований. Большинство современных глюкометров основаны на электрохимическом принципе. Он заключается в измерении электронного тока, возникающего в результате взаимодействия сахаросодержащей жидкости со специфическим реагентом, нанесенным на электрод [1]. Несмотря на широкое применение подобных устройств, основным направлением для их дальнейшего улучшения является увеличение чувствительности и селективности по отношению к целевым молекулам на основе использования природоподобных технологий. Перспективным методом решения этих проблем является разработка ферментативных биосенсоров, воспроизводящих структуру фосфолипидной клеточной мембраны с набором белков-ферментов [2]. Иммобилизация молекул фермента в сенсорном слое является одной из главных задач при создании биосенсоров. Для ее эффективного решения может быть использована технология Ленгмюра — Блоджетт (ЛБ), в которой упорядоченный монослой молекул поверхностно-активных веществ формируется на границе раздела вода-воздух с одновременной иммобилизацией в нем молекул фермента. Последовательный перенос таких монослоев на твердые подложки позволяет сформировать мембраноподобные сенсорные покрытия с различной структурой. Несмотря на широкое распространение ЛБ пленок при создании электрохимических сенсоров, исследования, посвященные их использованию в качестве чувствительных покрытий акустоэлектронных сенсоров, находятся на начальной стадии. Поэтому целью данной работы было изучение возможности использования мембраноподобной биопленки Ленгмюра — Блоджетт 1,2-dipalmitoyl-sn-glycerol-3-phosphoethanolamine (ДППЕ) с иммобилизованным ферментом глюкозооксидазы (ГО) в качестве сенсорного покрытия акустоэлектронного датчика на волнах в пластинах.

2. Формирование мембраноподобной пленки Ленгмюра — Блоджетт с иммобилизованными молекулами фермента глюкозооксидазы

Формирование сенсорного покрытия с иммобилизованными молекулами фермента ГО проводилось с использованием технологии Ленгмюра — Блоджетт на установке KSVNimaLBTroughKN2001 (NimaKSV, Финляндия). На поверхность водной субфазы с растворенными молекулами ГО наносился раствор ДППЕ в хлороформе. По прошествии 120 минут, отводимых на адсорбцию фермента ГО на границе раздела вода-воздух, монослой сжимался подвижными барьерами с постоянной скоростью убыли площади 0.7 см²/мин. По достижении величины поверхностного давления равной 40 мН/м монослой переносился на твердую подложку акустической линии задержки (ЛЗ) из ниобата лития на сторону, свободную от системы электродов. Перенос монослоя осуществлялся по методу Ленгмюра-Блоджетт (вертикальный лифт), при котором подложка ориентирована перпендикулярно поверхности воды. Адсорбция монослоя на поверхность подложки осуществлялась при ее проходе через поверхность воды. Таким образом была

¹ Работа выполнена при поддержке РФФ, грант № 22-29-20317.

сформирована мембраноподобная бислоиная фосфолипидная пленка с иммобилизованными молекулами фермента ГО. На рисунке 1 приведено изображение поверхности пленки, полученное методом атомно-силовой микроскопии (АСМ), и линия профиля поверхности пленки. В пленке видны агрегаты с высотами до 20 нм и площадью, порядка 1-2 мкм², сопоставимые с размерами молекулы ГО.

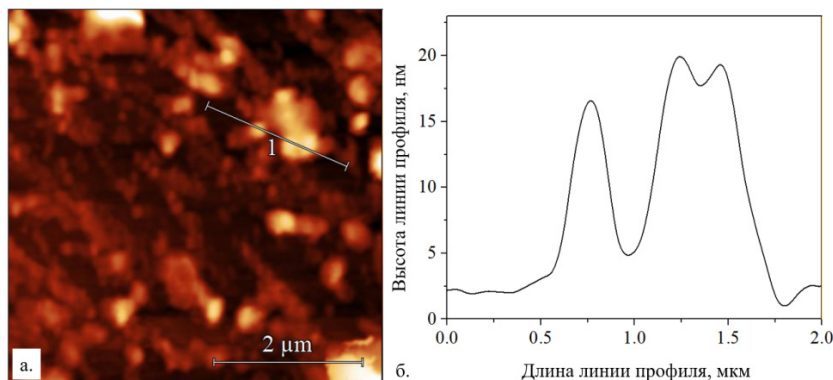


Рисунок 1. АСМ изображения поверхности пластины LiNbO₃ с нанесенной бислоиной ЛБ-пленкой ДППЕ с иммобилизованным ферментом ГО (а) и линия профиля ее поверхности (б)

Для изучения сенсорных свойств сформированной пленки на поверхность пластины LiNbO₃ устанавливалась емкость с водным раствором глюкозы. Концентрация глюкозы в емкости изменялась в диапазоне от 0 до 1 мг/мл покапельным добавлением концентрированного раствора глюкозы. Изменение проводимости сенсорного покрытия при окислении глюкозы ферментом ГО приводило к изменению амплитуды и фазы акустической волны в ЛЗ. На рисунке 2 приведены зависимости фазового отклика и S₂₁ параметра для акустической ЛЗ с нанесенным сенсорным покрытием при различной концентрации молекул глюкозы в водном растворе. Так максимальное изменение S₂₁ параметра составлял 7.5 дБ, а фазовый отклик 12.5°.

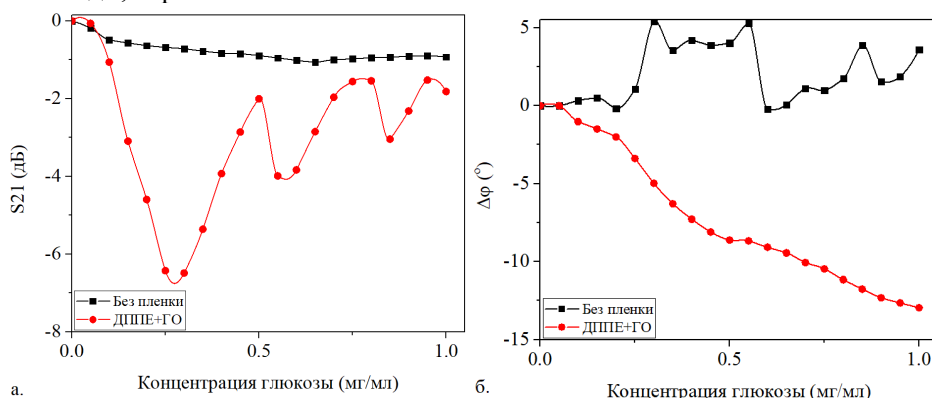


Рисунок 2. Концентрационные зависимости параметра S₂₁ (а) и фазы (б) акустической волны для частоты 27.81 МГц при наличии и в отсутствии сенсорной пленки

3. Заключение

Проведено исследование сенсорных свойств ЛБ пленки фосфолипидных молекул ДППЕ с иммобилизованным ферментом ГО в растворе глюкозы различной концентрации с помощью акустоэлектронных технологий. Было обнаружено, что для водного раствора глюкозы в диапазоне концентраций от 0 до 1 мг/мл фазовый отклик акустической моды на частоте 27.81 МГц имеет практически линейный вид и его максимальное изменение составило 12.5°. При этом максимальное изменение параметра S₂₁ для этой моды составило 7.5 дБ для концентрации глюкозы в рабочем растворе равной 0.4 мг/мл. При использовании других ферментативных реакций разработанная технология может стать основой для создания нового поколения акустоэлектронных биосенсоров.

Список литературы

1. White Jr. J.R., Campbell R.K., Freerksen A., Gould B. A comprehensive evaluation of a blood glucose self-monitoring system for diabetes care // Current Therapeutic Research. 1994. Vol. 55(10). P. 1127-1135.
2. Mohamad Nor N., Ridhuan N.S., Abdul Razak K. Progress of Enzymatic and Non-Enzymatic Electrochemical Glucose Biosensor Based on Nanomaterial-Modified Electrode // Biosensors. 2022. Vol. 12(12). P.1136.

Исследования систем «антенна — обтекатель» с помощью спектрального тензора прохождения

¹ Кирпанев А. В., ² Кирпанев Н. А.

¹ Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радар ммс"
(АО "НПП"Радар ммс")

г. Санкт-Петербург, 197375, ул. Новосельковская, д.37 литера А, Российская Федерация

kirpanev_av@radar-mms.com

² ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

г. Санкт-Петербург, 195251, ул. Политехническая, д. 29, Российская Федерация

Аннотация: Предлагается метод оценки влияния радиопрозрачного обтекателя с помощью его спектрального тензора прохождения. Поля излучения антенны и системы "антенна-обтекатель" описываются с помощью векторных спектров однородных плоских волн. Приведены кратко возможные пути определения спектрального тензора прохождения. На основе компьютерного моделирования показана возможность оценки параметров обтекателя с помощью восстановления поля в вынесенной апертуре (ВА) системы "антенна-обтекатель" на основе распределения поля на сфере, замыкающей исследуемую систему.

1. Введение

Радиопрозрачные обтекатели (РПО) антенн являются, как правило, неотъемлемым элементом радиосистем, расположенных на подвижных объектах. Антенны большинства стационарных РЛС также закрыты от непогоды радиопрозрачными укрытиями (РПУ). Но если в этом случае можно использовать РПУ в виде сферы, то форма РПО, например, бортовых радиосистем летательных аппаратов определяется аэродинамическими требованиями. При этом РПО может быть нерегулярной формы. РПО влияют на все характеристики укрытой им антенны и, как следствие, на характеристики радиосистемы в целом [1-4]. Разработчики, естественно, стараются ослабить негативное влияние РПО и первый шаг здесь – наиболее полное исследование этого влияния.

2. Теория и моделирование

Экспериментальное исследование антенн и систем антенна-обтекатель основано в настоящее время, преимущественно, на амплифазометрических или сверхширокополосных измерениях [5,6], а применяемые при этом методы позволяют определять не только характеристики антенн в дальней зоне, но и выполнять их волновую диагностику. Ниже приведены результаты моделирования, имитирующие восстановление ближнего поля системы "антенна-обтекатель" в вынесенной апертуре (ВА), проходящей через вершину РПО. Составляющие векторного амплитудного спектра однородных плоских волн определялись по распределению поля на сфере через амплитуды векторных сферических волн [7]. На рис. 1 приведен пирамидальный рупор с РПО.

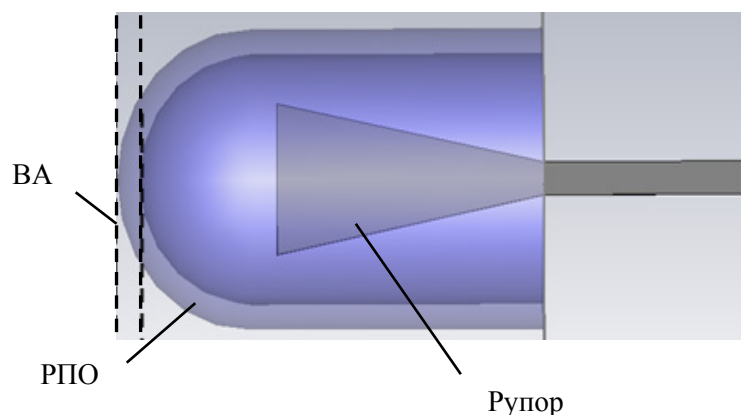
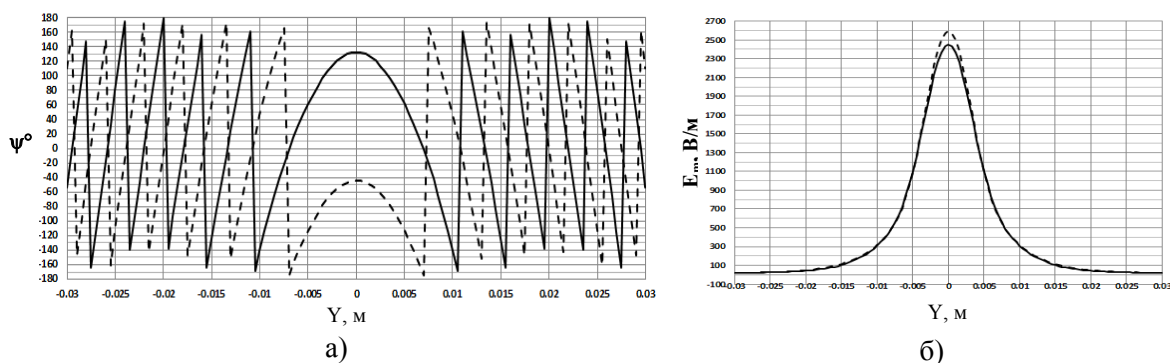


Рис. 1. Расчетный пример системы «антенна-обтекатель»

В качестве примера ниже, на рис. 2, приведены восстановленные фазовое (а) и амплитудное (б) распределения поля на ВА. Сплошной линией на графиках показано распределение с РПО, штриховой – без РПО.



Аналогичный компьютерный эксперимент выполнялся для малого рупора и открытого конца волновода H_{10} . По разности фаз с РПО и без РПО восстановленного поля на ВА определялась диэлектрическая проницаемость (ϵ). Погрешность определения ϵ РПО следующая: с большим рупором 3.4%, малым рупором – 13.3%, открытым волноводом – 7.1%.

Характеристикой РПО, инвариантной к размещаемой внутри антенне, является спектральный тензор прохождения (СТП) $\mathbf{T}(k_x, k_y)$ [8,9]

$$\mathbf{F}(k_x, k_y) = \mathbf{T}(k_x, k_y) \mathbf{A}(k_x, k_y), \quad (1)$$

где СТП

$$\mathbf{T}(k_x, k_y) = \begin{pmatrix} T_{xx}(k_x, k_y) & T_{xy}(k_x, k_y) & T_{xz}(k_x, k_y) \\ T_{yx}(k_x, k_y) & T_{yy}(k_x, k_y) & T_{yz}(k_x, k_y) \\ T_{zx}(k_x, k_y) & T_{zy}(k_x, k_y) & T_{zz}(k_x, k_y) \end{pmatrix}.$$

В равенстве (1) $\mathbf{F}(k_x, k_y)$ - векторный амплитудный спектр (ВАС) системы “антенна-обтекатель”, $\mathbf{A}(k_x, k_y)$ - ВАС антенны без РПО, $k_x = k \sin \theta \cos \varphi$, $k_y = k \sin \theta \sin \varphi$, θ, φ - сферические координаты, $k = 2\pi/\lambda$ - волновое число, λ - длина волны. Для исследуемого РПО $\mathbf{T}(k_x, k_y)$ должен быть определен для всех углов θ и φ рабочей области пространства антенны. Задача эта может быть решена с помощью слабонаправленной антенны с линейной поляризацией [8,9]. Другой путь предполагает применение сканирующей апертурной антенны с линейной поляризацией, позволяющей за счет сканирования определить $\mathbf{T}(k_x, k_y)$ РПО для всех θ и φ требуемой рабочей области.

3. Заключение

Предложенный способ анализа влияния РПО с помощью СТП позволяет получить характеристики РПО, инвариантные к размещенным внутри антеннам. Способ призван снизить погрешность определения параметров РПО, а также принять меры по снижению негативного влияния РПО на укрытую им антенну. Приведенный пример моделирования показывает возможность применения амплифазометрических измерений в задаче определения СТП.

Список литературы

1. Гуртовник И. Г., Соколов В. И. и др. Радиопрозрачные изделия из стеклопластиков. М.: Мир, 2002. 368 с.
2. Пригода В. А., Кокунько В. С. Обтекатели антенн летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1978. 288 с.
3. Басков К. М., Федоренко А. М., Федоров С. А. Методика расчета радиотехнических характеристик антенна-обтекатель // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 2.
4. Каплун В. Л. Обтекатели антенн СВЧ. М.: Советское радио, 1974. 239 с.
5. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д. и др. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне. Л.: Наука, 1985. 272 с.
6. Yaghjian A. D. An overview of near-field antenna measurements // IEEE Trans. Antennas Propag. 1986. Vol. 34. P. 30–45.
7. Кирпанев А.В., Лавров В.Я. Идентификация электромагнитных полей и её применение. - СПбГУАП, 1999. 140с.
8. Кирпанев А.В., Кирпанев Н.А. Методы исследования систем “антенна-обтекатель” с помощью планарного и цилиндрического сканера // Вопросы радиоэлектроники. 2021. № 4 С.10-15.
9. Кирпанев А.В., Кирпанев Н.А. Методы исследования системы “антенна – обтекатель” с помощью сферического сканера // Антенны и распространение радиоволн: сб. докладов Всероссийской научно-технической конференции. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2021. С.66-69.

Исследование измерительной камеры для комбинированного взаимодействия волн СВЧ и оптического излучения

В. В. Старостенко, В. В. Нечунаев, А. П. Лактионов,
 М. М. Падалинский, А. С. Мазинов, Н. А. Болдырев, Д. В. Косов
 Физико-технический институт Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского
 г. Симферополь, пр. Вернадского, 4, Российская Федерация
 E-mail: mazinovas@cfuv.ru

Аннотация: Представлена разработка и описание измерительной волноводной камеры с каналом подвода оптического излучения. На основании предыдущих исследований выявлен диапазон толщин, на которых нанометровые пленки алюминия нелинейно изменяют свои физические свойства. Представлены зависимости проводимости, поглощения СВЧ волн и отражения оптических волн металлodieлектрических структур с толщинами проводящего слоя 2, 5, 7 нм.

1. Введение

Сверхвысокочастотные и оптические волны переносят практически всю информацию в многокилометровых линиях, в которых часто гигагерцовый диапазон преобразуется в несколько сотен терагерц.

Прямое преобразование СВЧ-излучения в оптическое и наоборот без промежуточных этапов поможет значительно упростить приемо-передающие устройства. Однако разрыв в терагерцы значительно усложняет данную задачу и требует поиска новых радиофизических сред, способных одновременно реагировать на электромагнитную энергию двух частотных диапазонов.

Для этих целей нами была разработана измерительная волноводная камера с каналом подвода оптического излучения (рис. 1). В качестве исследуемого образца были предложены сверхтонкие проводящие пленки различных толщин, которые благодаря своей островковой структуре имеют сверхпоглощение на толщинах 5-7 нм [1, 2, 3].

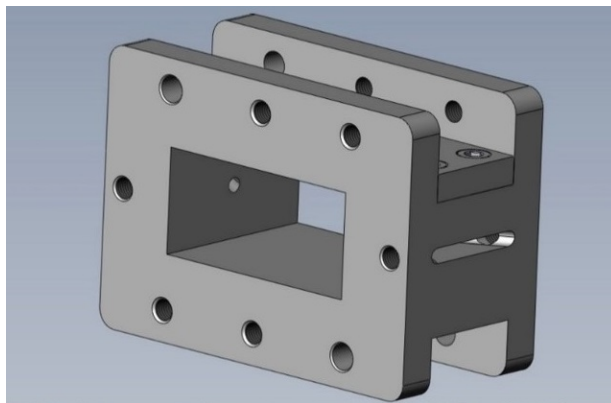


Рис. 1. Измерительная волноводная камера в модельном представлении

На основании данных результатов нами были изложены предположения о зависимости проявляемых пленками свойств поглощения излучения СВЧ-диапазона и отражения оптического излучения, а также о возможности взаимодействия оптического излучения и СВЧ поля в метаструктурах металлизированных пленок толщинами в 5-7 нанометров [4].

2. Практические результаты

Далее представлено сравнение полученных экспериментально характеристик прохождения электромагнитных волн по мощности для нанометровых металлизированных пленок с толщинами 2, 5, 7 нанометров в новой измерительной камере (рис 2, а) и стандартном волноводе (рис. 2, б).

Как можно заметить, зависимости имеют схожие пики, наклоны и характеры спада. Искажения при измерениях возникают из-за, некомплектных переходниками, которые использовались для подключения волноводной линии к векторному анализатору цепей и незначительных неоднородностей в самой камере.

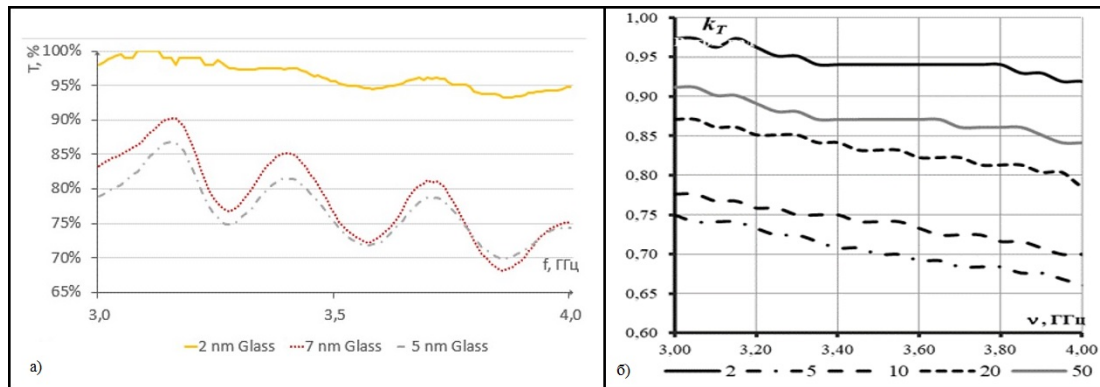


Рис. 2. Графики прохождения СВЧ-излучения для алюминиевых пленок различной толщины в новой камере (а) и стандартном волноводе (б).

3. Заключение

Учитывая изложенные данные, можно сделать вывод о применимости измерительной волноводной камеры для дальнейших экспериментов с пленками и другими структурами при условии тщательной калибровки волноводного тракта с учётом неоднородностей, которые возникают из-за конструкции измерительной камеры.

Благодарности

Работа выполнена в части СВЧ расчетов и измерений при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 22-22-20126) и региона Крым.

Работа в части оптических измерений выполнена при финансировании Российского научного фонда (проект № 23-22-10007) и региона Крым/

Список литературы

1. Старостенко, В.В. Динамика формирования поверхности проводящих пленок алюминия на аморфных подложках / Старостенко В.В., Мазинов А.С., Фитаев И.Ш., Таран Е.П., Орленсон В.Б. // Прикладная Физика. 2019. Вып. 4. С. 60-65.
2. Nimitz, G. Broad band electromagnetic wave absorbers designed with nano-metal films./ Nimitz G, Panten U. // Ann. Phys. (Berlin), 2010, 19(1-2): 53-59. DOI 10.1002/andp.200910389
3. Fitaev, I.S. Surface topologies of thin aluminum films and absorbing properties of metal dielectric structures in the microwave range./ Fitaev IS, Orleson VB, Romanets YV, Mazinov AS. // ITM Web of Conferences, 2019, 30: 08013. doi.org/10.1051/itmconf/20193008013
4. Антонец, И.В. Особенности наноструктуры и удельной проводимости тонких плёнок различных металлов / Антонец И.В., Котов Л.Н., Некипелов С.В., Голубев Е.А.// ЖТФ 2004, Т. 74, В. 3, С. 24-28.

Об измерении параметров комплексных коэффициентов передачи устройств, содержащих преобразования частоты

¹ Коротков К. С., ² Сердюков В. В., ³ Большов А. В.

^{1,2,3} Кубанский государственный университет

г. Краснодар, ул. Ставропольская, 149, 350040, Российская Федерация

¹ korsar@phys.kubsu.ru, ² serdyukov-vladimir1996@mail.ru

Аннотация: Ввиду того, что сигнал на входе СВЧ смесителя и сигнал промежуточной частоты на его выходе лежат разных диапазонах частот, невозможно традиционными способами измерить сдвиг фаз, вносимый нелинейным элементом смесителя в сигнал промежуточной частоты, в процессе гетеродинного преобразования частоты входного СВЧ сигнала. В докладе предложена схема построения прибора, позволяющего измерять сдвиг фаз испытуемого смесителя СВЧ, вносимого его нелинейным элементом в сигнал промежуточной частоты в рабочем режиме эксплуатации. Результаты работы могут быть использованы при создании прибора, позволяющего измерять сдвиг фаз испытуемого смесителя СВЧ.

1. Введение

Каждый нелинейный элемент преобразователя частоты (полупроводниковый диод) содержит реактивности в виде p - n -перехода и собственных индуктивностей растекания.

Известно, что реактивности обладают временем задержки для электрического сигнала, протекающего через них, что эквивалентно сдвигу фаз, вносимому реактивным элементом в протекающий через них ток. Поэтому каждый преобразователь частоты вносит фазовый сдвиг в процессе преобразования частоты в электрический сигнал, протекающий через него. Однако измерить такой фазовый сдвиг традиционными методами невозможно, в связи с тем, что сигналы на входе и выходе преобразователя частоты имеют разные частоты.

Найден новый способ позволяющий измерить именно истинный, собственный сдвиг фаз испытуемого СВЧ смесителя, основанный на измерении суммы и разности комплексных коэффициентов передачи сдвигов фаз двух смесителей, один из которых испытуемый, а другой вспомогательный (опорный) с последующим вычислением на основе измеренных значений истинного сдвига фаз испытуемого смесителя [1].

Предлагаемая работа посвящена описанию структурной схемы построения и теории способа определения сдвига фаз испытуемого СВЧ смесителя.

2. Структурная схема прибора

Структурная схема прибора, реализующего способ «суммы и разности» приведена на рисунке 1. Прибор состоит из векторного анализатора цепей (ВАЦ) – (измерителя параметров четырехполосников СВЧ), 1 и двухканального супергетеродинного приемника, 2, работающих в двух основных режимах:

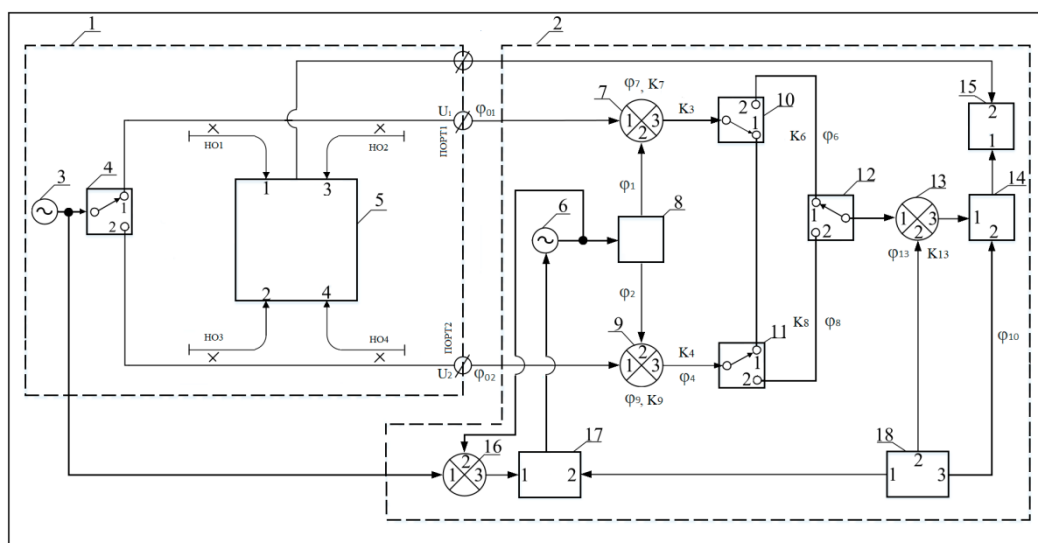


Рис. 1 - Структурная схема макета прибора.

- режим измерения суммы сдвигов фаз и произведения модулей комплексных коэффициентов передачи испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ смесителей;
- в режиме измерения разности этих сдвигов фаз с последующим вычислением их истинной величины.

3. Измерение суммы параметров смесителей

Измерение суммы производится с помощью ВАЦ, построенного по классической схеме [2], [3] имеющего в своем составе генератор испытательных СВЧ-сигналов 3, переключатель 4, первый и второй каналы СВЧ с встроенными в них направленными ответвителями, в первый НО1, НО2, во второй НО3, НО4, векторный вольтметр 5 и первый 1 и второй 2 выходных портов. Для измерения суммы последовательно соединяют с помощью переключателей 10 и 11 в первом положении их подвижных контактов выходы ТРИ испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей. Испытательный СВЧ-сигнал с частотой f_1 от генератора СВЧ 3 через переключатель каналов 4 в первом положении его подвижного контакта, по первому каналу СВЧ, через порт 1 ВАЦ подают на первый вход испытуемого 7 СВЧ-смесителя, где смешиваются с СВЧ-сигналом с частотой f_2 , поступающим через делитель СВЧ 8 от генератора СВЧ 6 (гетеродина) на его второй вход.

Образованный в результате преобразования частоты по формуле $(f_1 - f_2) = f_{пч1}$ сигнал первой промежуточной частоты (ПЧ), $f_{пч1}$ с выхода ТРИ испытуемого СВЧ-смесителя 7 через переключатели 10 и 11 поступает на контакт ТРИ (выход ПЧ) опорного СВЧ-смесителя 9, работающего в режиме обратного преобразования частоты, на второй вход которого подают сигнал с частотой f_2 через делитель, СВЧ 8 также от генератора 6, образованный в результате обратного преобразования частоты по формуле $(f_{пч1} + f_2 = f_1)$ сигнал с частотой f_1 испытательного СВЧ-сигнала, через второй порт ВАЦ 1 поступает во второй канал СВЧ, из которого его ответвляют с помощью направленного ответвителя НО4 и подают на четвертый вход векторного вольтметра 5, в котором его сравнивают по амплитуде и фазе с испытательным СВЧ сигналом с частотой f_1 , ответвленным направленным ответвителем НО1 из первого тракта СВЧ и поданного в векторный вольтметр 5.

Обозначим сдвиг фаз испытуемого СВЧ-смесителя 7 — φ_7 , коэффициент передачи — K_7 , а сдвиг фаз опорного СВЧ-смесителя — φ_9 и его коэффициента передачи — K_9 . В результате сравнения испытательного СВЧ- сигнала в векторном вольтметре 9, прошедшего испытуемый 7 и опорный 9 СВЧ-смесители с испытательным СВЧ сигналом, пришедшим на первый вход испытуемого СВЧ-смесителя 7, измеряют сумму сдвигов фаз:

$$\sum \varphi = \varphi_7 + \varphi_9 \quad (1)$$

и произведение модулей:

$$\sum K = K_7 \cdot K_9 \quad (2)$$

(суммы если в дБ) комплексных коэффициентов передачи испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей, которые с выхода векторного вольтметра 5 подают на второй вход компьютера 15 двухканального супергетеродинного приемника 2, где их фиксируют в памяти.

4. Особенности построения структурной схемы прибора

После измерения суммы реализуют режим измерения разности параметров испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей с помощью двухканального супергетеродинного приемника 2, в котором его генератор СВЧ 5 связан с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), состоящей из смесителя промежуточной частоты 16 и фазового детектора 17 с генератором СВЧ испытательных сигналов 3.

ФАПЧ работает следующим образом: испытательный СВЧ-сигнал с частотой f_1 от генератора СВЧ 3 подают на первый вход смесителя ПЧ 16, на второй вход которого поступает сигнал от генератора СВЧ 6. Образованный в результате преобразования в смесителе ПЧ 16 по формуле $(f_1 - f_2 = f_{пч1})$ сигнал первой ПЧ $f_{пч1}$ подают на первый вход фазового детектора 17, где сравнивают по частоте и фазе с опорным сигналом $f_{пч1}$ поступающим на его второй вход с первого выхода генератора опорных частот 18. Образованный в результате сравнения сигнал ошибки с выхода фазового детектора 17 подают на вход генератора СВЧ 16 управляя его частотой так, что она с точностью до фазы отличается от частоты испытательного СВЧ-сигнала на величину первой ПЧ $f_{пч1}$. У разных смесителей могут быть разные промежуточные частоты [4], поэтому в приборе первая ПЧ, $f_{пч1}$, сделана переменной и может выбираться любой в широком диапазоне частот путем изменения частоты опорного сигнала от генератора опорных сигналов 18, представляющего собой источник трех когерентных сигналов: пер-

вой переменной ПЧ $f_{пч1}$, второй постоянной ПЧ $f_{пч2}$ и третьей вспомогательной ПЧ $f_{пч3}$, образованной по формуле ($f_{пч3} = f_{пч1} + f_{пч2}$), которая в процессе работы постоянно отличается от первой переменной ПЧ $f_{пч1}$ на величину второй постоянной ПЧ $f_{пч2}$ во всем диапазоне частот $f_{пч1}$.

5. Режим измерения разности параметров смесителей

Режим измерения разности параметров испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей выполняют путем отдельного измерения их комплексных коэффициентов передачи по амплитуде и фазе.

Измерения коэффициентов передачи испытуемого 7 и опорного 9 СВЧ-смесителей проводят после калибровки ВАЦ, в результате которой амплитуды испытательных СВЧ сигналов U_1 , U_2 и их сдвиги фаз φ_{01} , φ_{02} , от генератора СВЧ 3 на выходе его портов 1 и 2 устанавливаются равными между собой.

Для измерения модуля и сдвига фазы комплексного коэффициента передачи испытуемого СВЧ-смесителя 7 подвижный контакт переключателя 4 устанавливают в первое положение и испытательный СВЧ сигнал от генератора СВЧ 3 с частотой f_1 через первый порт ВАЦ подают на первый вход этого смесителя, в котором его преобразуют с помощью сигнала от генератора СВЧ 6 с частотой f_2 по формуле ($f_1 - f_2 = f_{пч1}$) в сигнал первой ПЧ $f_{пч1}$, который с выхода три испытуемого СВЧ-смесителя 7 через переключатель 10 во втором положении и переключатель 12 в первом положении их подвижных контактов поступает на первый вход смесителя ПЧ 13, в котором с помощью сигнала третьей ПЧ $f_{пч3}$ от генератора испытательных сигналов 18 подают его на первый вход.

Испытательный сигнал первой ПЧ, $f_{пч1}$ преобразуют по формуле

$$(f_{пч3} - f_{пч1} = f_{пч1} + f_{пч2} - f_{пч1} = f_{пч2})$$

в сигнал второй постоянной $f_{пч2}$, который поступает на первый вход компаратора 14. Он представляет собой измеритель отношений сигналов, в котором сравнивают по амплитуде и фазе испытательный сигнал второй ПЧ $f_{пч2}$ с опорным сигналом также второй ПЧ $f_{пч2}$, поданным на его второй вход с третьего выхода генератора опорных частот 18.

6. Заключение

Как показали экспериментальные исследования макета прибора для измерения модуля сдвига фаз комплексных коэффициентов СВЧ устройств, содержащих преобразование частоты, способ измерения и структурная схема его построения позволяют измерять истинное значение сдвига фаз, вносимых таким устройством в сигнал, преобразуемый им по частоте. Представленный прибор работает в диапазоне 8—12 ГГц, первая промежуточная частота в диапазоне от 20 до 100 МГц, вторая 275 кГц, динамический диапазон комплексных коэффициентов передачи по модулю 60 дБ, пределы измерения фазы 0—360 градусов, погрешности измерений по модулю 0,4 дБ по фазе 0,1 градуса без учета коэффициента отражения. Образец прибора был отправлен в один из НИО города Москвы.

Список литературы

1. Коротков К.С., Фролов Д.Р., Бабенко А.А., Левченко А.С. Устройство для измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения СВЧ устройств с преобразованием частоты // Патент РФ на изобретение № 2649861, опубликовано: 10.04.2018 г.
2. Дансмор, Джоэль П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей: Джоэль П. Дансмор; перевод с английского и научная редакция Е. Ю. Харитоновой [и др.]. - Москва: Техносфера, 2019. 735 с.
3. M. Hiebel, Fundamentals of Vector Network Analysis [Russian translation], Izd. Dom MEI, Moscow (2009).
4. Дингес С.И., Кочемасов В.Н. Устройства преобразования частот / Под общей редакцией В.Н. Кочемасова – М. : Горячая линия — Телеком, 2021. 432 с.

Методика определения уровней мощности побочных излучений земных станций космической связи

¹Шундрин М. И., ¹Афонин И. Л., ¹Поляков А. Л.

¹Севастопольский государственный университет

299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация

E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

Аннотация: Одним из нормируемых параметров земных станций спутниковой связи является уровень мощности побочного излучения в направлении главного лепестка диаграммы направленности антенны передающего терминала. При измерениях бесконтактным методом погрешность измерений не должна превышать ± 6 дБ, а при измерениях контактными методами ± 4 дБ. [2] В работе предложена методика проведения измерений побочных излучений для испытательного оборудования с антенной и без антенны.

1. Введение

Спутниковая связь играет важнейшую роль в повышении качества жизни людей в условиях современной цифровой экономики.

В настоящее время рассматривается использование полос частот 17,7–19,7 ГГц (космос-Земля) и 27,5–29,5 ГГц (Земля-космос) земными станциями, находящимися в движении, которые взаимодействуют с геостационарными космическими станциями фиксированной спутниковой службы. Также рассматриваются вопросы, относящиеся к диапазонам частот 50/40 ГГц, для упрощения совместного использования частот системами негеостационарных спутников и геостационарных спутников фиксированной спутниковой службы/радиовещательной спутниковой службы/подвижной спутниковой службы.[1]

Таким образом, исследование и освоение новых методов и средств сертификационных испытаний терминальных устройств космической связи и вещания гражданского назначения является актуальной и своевременной задачей.

2. Теоретическая часть

Измерение уровней мощности, выявленных побочных излучений предлагается производить в соответствии со схемами, показанными на рис. 1, 2 при выполнении следующих операций:

- измерения должны выполняться на месте, свободном от отражающих объектов, т. е. на открытой площадке или в безэховой камере;
- испытываемое оборудование должно быть установлено так, чтобы его внешнее оборудование располагалось от внутреннего на расстоянии 1 - 2 м на высоте от 0,5 м до 1,0 м от поверхности поворотного стола. Соединительный кабель должен подвешиваться с помощью не проводящих средств на высоте от 0,5 м до 1,0 м. При организации испытаний согласно рис. 1 главный лепесток антенны должен иметь угол места 7° и ориентирован в сторону от геостационарной орбиты, или экранирован путем размещения поглощающих панелей;
- измерительная антенна должна быть установлена на удобном расстоянии (например, 3, 5, 10 м) от предлагаемого места испытаний.

При заданном режиме работы несущей, измерительная антенна должна регулироваться по высоте, а испытываемое оборудование должно вращаться для получения максимального отклика на анализаторе спектра для каждой ранее выявленной частоты побочного излучения. Этот уровень отклика должен быть зафиксирован для последующей обработки результатов. При измерениях в безэховой камере регулировка высоты измерительной антенны не применяется. Измерительная антенна не должна переходить границы конуса 7° относительно направления главного лепестка:

- измерения должны быть повторены для измерительной антенны с ортогональной поляризацией при тех же положениях антенны, в которых зафиксированы максимальные значения уровней откликов, полученных при измерениях на основной поляризации;
- испытываемое оборудование должно быть заменено замещающей антенной, с которой соединен генератор ВЧ сигналов. Оси главного лепестка диаграммы направленности, измерительной и замещающей антенн должны быть совмещены, а расстояние между ними должно быть в соответствии с п. в);
- замещающая и измерительная антенны должны быть подстроены по поляризации;

- выходную мощность генератора необходимо отрегулировать так, чтобы принимаемый анализатором спектра уровень сигнала на выходе измерительной антенны был равен уровню ранее выявленного максимального значения побочного излучения;
- необходимо зафиксировать выходной уровень генератора сигнала.

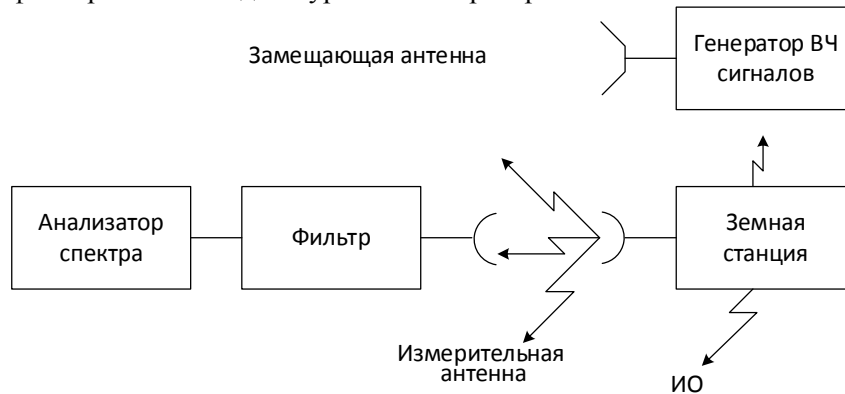


Рис. 1. Структурная схема измерений побочных излучений для испытательного оборудования с антенной

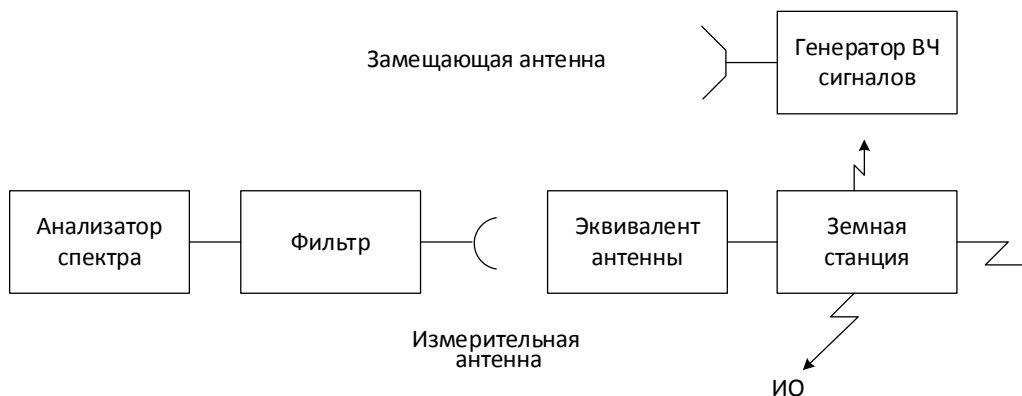


Рис. 2. Структурная схема измерений побочных излучений для испытательного оборудования без антенны

ЭИИМ побочного излучения равна

$$P_{\text{пи}} = P_{\text{Гс}} + G_{\text{СК}} - P_{\text{СК}} \text{ (дБ)},$$

где, $P_{\text{Гс}}$ — выходная мощность генератора сигнала;

$G_{\text{СК}}$ — усиление замещающей изотропной антенны;

$P_{\text{СК}}$ — потери в соединительном кабеле.

3. Заключение

Приведенная методика измерений уровня мощности побочного применима для апертур антенн ≤ 5 см. Проведение испытаний с большими размерами апертур может привести к тому, что потребуются очень большие безэховые камеры, которые будут очень дорогими. Та же картина будет наблюдаться при уходе в более высокий диапазон частот. [4]

Список литературы

1. Невдяев Л. М., Смирнов А. А. Персональная спутниковая связь, М.: «ПОЛТЕКС», 1998. ISBN 5-88405-008-9 215 с
2. Приказ Министерства информационных технологий и связи Российской Федерации от 22.08.2007 г. № 99 «Об утверждении правил применения земных станций спутниковой связи и вещания единой сети электросвязи, [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://digital.gov.ru/ru/djuments/3794/> (дата обращения 20.04.2022)
3. ETSI EN 301 443 Гармонизированные европейские нормы для терминалов с очень малой апертурой (VSAT); только передающие, приемопередающие или только приемные спутниковые земные станции, работающие в полосах частот диапазона 4/6 ГГц и удовлетворяющие существенным требованиям. Статьи 3.2 Директивы R&TTE (ETSI EN Satellite Earth Stations and Systems (SES); Harmonized EN for Very Small Aperture Terminal (VSAT) Transmit-only, transmit-and-receive, receive-only satellite earth stations operating in the 4 GHz and 6 GHz frequency bands covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE Directive).

Разработка и исследование многофункционального цифрового мультиметра

¹ Ломоносов С.Е., ¹ Шевченко Н.В., ¹ Деордица С.В., ¹ Мишина К.Ю.

¹ ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет
ул. Университетская 33, г. Севастополь, 299053, Россия,
lomnosSGY@mail.ru

Аннотация: В докладе представлена функциональная схема разработанного авторами цифрового мультиметра. Основными отличиями от предлагаемых на рынке измерительных устройств является способность одновременного измерения и отображения напряжения, силы тока, сопротивления и мощности. Дано обоснование выбранных способов решения задачи функционирования прибора в непрерывном режиме и питания от различных источников напряжения. Согласно выдвинутому требованию и в соответствии со структурной схемой разработана принципиальная схема. Представлены основные результаты проведенных исследований прибора, определены его характеристики и области применения.

1. Введение

Измерительные приборы в современном мире являются одними из самых востребованных устройств в процессе эксплуатации и ремонта радиоэлектронных и радиотехнических систем. Основной недостаток существующих мультиметров — это их стоимость, и ограниченный функционал. Если выделить приборы, обладающие высокой точностью, то их стоимость будет существенно выше прочих. К тому же большая часть приборов, имеющихся на рынке, имеют функции, которые не так важны, но существенно влияют на конечную стоимость устройства. Кроме того, проведение измерений различных параметров электрооборудования требует перекоммутации прибора и/или изменения режима работы, диапазонов измерения, использования дополнительных элементов [1].

В большом числе случаев измерение электрических параметров осуществляется в полевых условиях, либо в отсутствии питающего напряжения требуемого значения. Использование стандартных элементов питания накладывает ограничения на время непрерывной работы разработанного устройства, а также на температурно-влажностные условия эксплуатации.

Указанные недостатки и пожелания персонала сводятся к необходимости разработки устройства, приспособленного к непрерывному и одновременному измерению и отображению параметров на длительном интервале времени. Не маловажными показателями прибора являются его стоимость и масса-габаритные показатели.

2. Разработка функциональной схемы

Ввиду необходимости одновременно измерять основные параметры электрооборудования, устройство должно отображать текущие параметры нагрузки: сопротивление, силу тока, мощность и напряжение устройства питания. Кроме того, данное устройство, должно иметь возможность встраиваться в щитовую панель или в лабораторный блок питания, а также быть мобильным.

Соответственно требованиям, авторами разработана функциональная схема (рисунок 1). Схема состоит из следующих элементов:

- источник питания — 5-35 В;
- делитель напряжения 1 — измерение напряжения питания АКБ;
- делитель напряжения 2 — измерение напряжения питания нагрузки;
- делитель напряжения 3 — измерение напряжения шунта;
- амплитудно-цифровой преобразователь;
- процессор — вычисление данных;
- память микроконтроллера;
- стабилизатор напряжения I7805 — 5 В;
- блоки питания микроконтроллера, матрицы и ее подсветки — 5 В;
- подстроечный резистор;
- блок контроля контраста LCD;
- модуль дисплея — отображение данных.

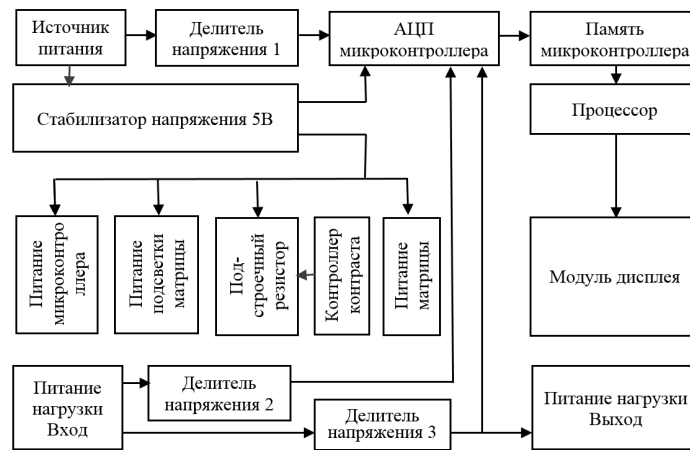


Рис. 1. Функциональная схема мультиметра

3. Описание работы устройства

Для организации питания устройства в полевых условиях, предлагается использование батареи типоразмера «Крона» (0,5 А·ч), или 2 аккумулятора 18650, уровень заряда которых отображается при старте устройства. При наличии внешнего источника напряжения 220 В используется штатный блок питания. В ходе разработки и эксплуатации устройства разработчики использовали блок питания от персонального компьютера.

В ряде случаев при эксплуатации приборов возникают ситуации требующие перепрограммирования устройства. Эта необходимость может возникнуть как в процессе введения в эксплуатацию, так и в процессе модернизации и ремонта. Во избежание физического воздействия на управляющие элементы и элементы платы предусматривается штатная функция переключения из режима «РАБОТА» в режим «ПРОШИВКА». Как результат, устройство включает в себя следующие функциональные элементы: дисплей, порт для программирования, 2 аналоговых входа, и 1 аналоговый выход, а также 3-х контактная переключатель.

Первый аналоговый вход предназначен непосредственно для питания устройства. Приходящее напряжение попадает на делитель напряжения 2, и далее на АЦП. Параллельно, напряжение с этого входа, попадает на стабилизатор. После, стабилизированное напряжение поступает на микроконтроллер и экран с подсветкой. Также схемой предусмотрено высокостабильное питание подстроечного резистора, посредством которого изменяют уровень управляющего сигнала. Это основной элемент системы контроля контрастности дисплея. Практика эксплуатации мультиметров подсказывает о необходимости реализации дополнительной подсветки монитора и косвенно конструктивных элементов. Данные о стабилизированном напряжении поступают на аналоговый вход АЦП, для того, чтобы задать опорное напряжение. При выборе элементной базы особое внимание уделяется стабильности и точности источник опорного напряжения.

Второй вход необходим для подключения питания нагрузки. Напряжение поступает на делитель напряжения 3, АЦП, резисторный шунт. В результате, определяется сила тока нагрузки.

Цифровой вход для подключения программатора, имеет 10 контактов: MOS, VCC, 3 - GND, TXD, RES, SCK, RXD, MIS. Дисплей в свою очередь подключен к контактам VSS, VDD, VO, RS, RW, E и контактам нужным для передачи данных, и для подсветки.

4. Заключение

Разработан цифровой мультиметр реализующий требование одновременного измерения и отображения параметров. Прибор позволяет осуществлять контроль параметров в стационарных и полевых условиях эксплуатации от источников напряжения 5-35 В. Обоснован перечень используемых элементов, и приоритет их выбора. Разобрана электрическая схема устройства. Описан алгоритм работы, в соответствии с которым написан код работы. Исследованы эксплуатационные и технические характеристики, определено, что прибор функционирует в заданных режимах и с требуемыми параметрами.

Список литературы

1. Отзывы на мультиметры [Электронный ресурс] — Режим доступа <https://www.vseinstrumenti.ru/> (дата обращения: 11.06.2022).
2. Микроконтроллеры // Radio-Magic [Электронный ресурс] / — Режим доступа <https://radio-magic.ru/microcontrollers/381-mikrokontroler-atmega8> (дата обращения: 11.09.2022)

Экспериментальный стенд для исследования радиоимпульсных автодинов с ЧМ

¹ Носков В. Я., ² Богатырев Е. В., ¹ Вишняков Д.С., ¹ Игнатков К.А.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация

Аннотация: Представлено описание экспериментального стенда для исследования параметров и характеристик радиоимпульсных автодинов с частотной модуляцией (ЧМ) излучения. Стенд создан на базе автодинной системы ближней радиолокации (СБРЛ), выполненной на основе СВЧ-модуля «Тигель-08М», изготовленного с применением планарного диода Ганна и варикапа. Выходная мощность излучения составляет 25 мВт, центральная частота 37,5 ГГц. СВЧ модуль обеспечивает перестройку частоты варикапом в полосе до 600 МГц. Закон ЛЧМ – несимметричный пилообразный, частота модуляции 10 кГц. Блок управления и обработки сигналов выполнен на основе цифрового сигнального процессора. Результаты обработки сигналов выведены на экран монитора персонального компьютера.

1. Введение

Для экспериментальных исследований параметров и характеристик автодинных система ближней радиолокации (СБРЛ) принципиально необходимым является имитация времени запаздывания отраженного излучения и его уровень, воздействующий на автодинный генератор. Имитация этих параметров в лабораторных условиях обычно выполняется использованием передающей линии нужной протяженности и переменного аттенюатора [1–3]. В случае исследования СБРЛ с различными видами модуляции стенд комплектуется дополнительными радиоизмерительными приборами, усложняющими и удорожающими выполнение экспериментальных исследований [4, 5].

В настоящей работе представлено описание несложного универсального стенда для исследования автодинных СБРЛ, обеспечивающего вариацию параметров импульсной модуляции в широком диапазоне временных параметров, практически все законы частотной модуляции излучения, имитацию запаздывания и затухания отраженного радиосигнала, а также его компьютерную обработку, регистрацию и отображение результатов на экран монитора персонального компьютера.

2. Результаты экспериментальных исследований

Для экспериментальных исследований особенностей формирования сигналов автодинных СБРЛ с импульсной и частотной модуляцией и определения их параметров и характеристик разработана экспериментальная установка, структурная схема которой представлена на рис. 1. Основным объектом исследований являлся макет универсальной автодинной СБРЛ, выполненной на основе гибридно-интегрального СВЧ-модуля 8-мм диапазона «Тигель-08М». Данный модуль отличается от обычных модулей «Тигель-08» топологией диодной вставки. На подложке этой вставки предусмотрена возможность установки в щелевой резонатор параллельно двух чипов с развязкой их цепей смещения. В качестве первого чипа используется планарный диод Ганна типа AA768Д, а в качестве второго – варикап 3А637А-6. Выходная мощность излучения составляла 25 мВт, центральная частота 37,5 ГГц, электрическая перестройка частоты – до 600 МГц.

Исследуемый СВЧ-модуль связан с доплеровским имитатором ДИ волноводным трактом ВТ, в котором находятся также направленный ответвитель НО и переменный аттенюатор Атт. Волноводный тракт ВТ требуемой протяженности предназначен для моделирования запаздывания отраженного излучения, а аттенюатор Атт – затухания излучения, распространяющегося в пространстве до объекта локации и обратно. Боковое плечо направленного ответвителя НО подключено к входу переносчика частоты ПЧ, выход которого соединен с входом анализатора спектра АС типа USB-SA44В, связанным с персональным компьютером ПК через USB-кабель.

Структурная схема автодинной СБРЛ, обеспечивающая ИМ и ЧМ излучения, включает в себя центральный сигнальный процессор ЦСП, программируемый блок синхронизации и управления ПБСУ, датчик тока, устройство «выборки-хранения» УВХ, два усилителя, фильтр и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП.

Центральный сигнальный процессор ЦСП, выполняющий одновременно функции формирования закона ЧМ излучаемого сигнала и первичной обработки автодинных сигналов, реализован на основе цифрового сигнального процессора TMS320F2808 фирмы Texas Instrument. В составе процессора использованы следующие блоки: аналого-цифровой преобразователь АЦП; приемопередатчик шины последовательного порта, управляющий работой цифро-аналогового преобразователя ЦАП; универсальный асинхронный приемопередатчик УАПП, который осуществляет обмен информацией с блоком индикации и управления; высокоскоростное вычислительное ядро, выполняющее все функции цифровой обработки сигнала (спектральный анализ, цифровую фильтрацию сигнала, анализ сигнала и формирование данных для индикации). Блок ЦАП предназначен для формирования пилообразного закона модулирующего напряжения, подаваемого на варикап СВЧ-модуля через усилитель.

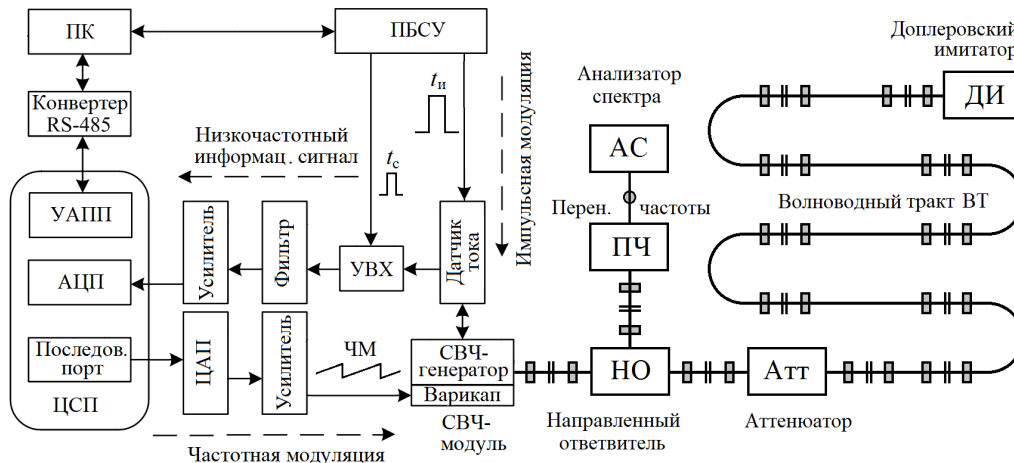


Рис. 1. Функциональная схема стенда для исследований автодинных СБРЛ с импульсной и частотной модуляцией.

Программируемый блок синхронизации и управления ПБСУ реализован на микросхеме Si5368 фирмы Silicon Laboratories, содержащей опорный тактовый генератор и два независимых программируемых умножителя/делителя частоты и формирователей импульсов с низким дрожанием фазы выходных колебаний в диапазоне частот от 2 кГц до 1,4 ГГц (см. сайт: <http://www.silabs.com>). ПБСУ вырабатывает две последовательности импульсов, из которых одна предназначена для ИМ излучения, а вторая – для временной селекции и выделения сигнала схемой «выборки-хранения» УВХ.

Дальнейшая обработка сигнала выполнялась в персональном компьютере ПК с помощью программного обеспечения, построенного на базе подхода Lab View компании National Instruments. При этом путем перепрограммирования ПБСУ в ПК задавались временные параметры импульсов t_n запуски, селекторных импульсов t_c , задержки время t_s и других.

4. Заключение

Таким образом, представлено описание несложного универсального стенда для исследования автодинных СБРЛ, обеспечивающего вариацию параметров импульсной модуляции в широком диапазоне временных параметров, практически все законы частотной модуляции излучения, имитацию запаздывания и затухания отраженного радиосигнала, а также его компьютерную обработку, регистрацию и отображение результатов на экран монитора персонального компьютера.

Список литературы

1. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 7. С. 3–33.
2. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов // Радиотехника. 2012. № 6. С. 24–42.
3. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Экспериментальные исследования автодинных модулей на мезопланарных диодах Ганна КВЧ диапазона // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 2012. № 2 (513). С. 17–36.
4. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 3. С. 3–50.
5. Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 6. С. 3–51.

Измерение скорости и затухания продольных акустических волн в жидкостях с помощью акустического интерферометра¹

¹Зайцев Б. Д., ¹Бородина И. А., ¹Теплых А. А., ¹Семёнов А. П.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация
zai-boris@yandex.ru

Аннотация: Представлен метод определения скорости и затухания продольной волны в жидкостях с различным акустическим импедансом с помощью акустического интерферометра. Два преобразователя с частотой ~1.057 МГц, располагались друг над другом, зазор d между ними заполнялся исследуемой жидкостью и увеличивался с шагом 50 мкм. Измеренная зависимость коэффициента прохождения S_{12} от зазора d представляла плавно убывающую периодическую функцию, несущую информацию о скорости и затухании волны в жидкости. Теоретические зависимости коэффициента прохождения от величины d , полученные с помощью механической эквивалентной схемы, оказались в хорошем соответствии с экспериментальными данными для воды и глицерина. Разработана методика определения затухания жидкости, свободная от влияния «кажущегося» затухания, связанного с уходом части акустической мощности в преобразователи.

1. Введение

Несмотря на то, что проблемой измерения скорости и затухания звука в жидкости ученые занимаются более 70 лет [1,2], задача экспериментального определения скорости звука в жидких и газообразных средах остается актуальной и в наши дни [3]. Научный и технический интерес представляют данные по скорости звука в таких веществах как сжиженные газы, органические масла, высокомолекулярные парафины и хладагенты и т.д. Скорость звука является важной характеристикой также в медицине и биологии для определения параметров биологических тканей, жидких клеточных суспензий, различных раковых клеток, суспензий микроводорослей и т.д. [4-7]. В настоящей работе с помощью акустического интерферометра определена скорость акустической волны в жидкостях с различным акустическим импедансом. Впервые показано, что отношение резонансных величин максимума и минимума коэффициента прохождения S_{12} для одной и той же пары излучатель – приемник зависит от акустического импеданса изучаемой жидкости. Теоретический анализ, проведенный впервые, позволил определить механический импеданс в плоскости «преобразователь – жидкость» в зависимости от акустического импеданса жидкости. На основе теоретического анализа разработана методика определения затухания жидкости, свободная от влияния «кажущегося» затухания, связанного с уходом части акустической мощности в преобразователи.

2. Измерительная установка и полученные результаты

Для проведения экспериментов была создана измерительная установка, состоящая из двух преобразователей продольной акустической волны с частотой ~1.057 МГц (рис. 1а). Эти преобразователи, представляющие собой металлические цилиндры диаметром 32 мм, с плоскими излучающими/принимающими плоскостями располагались друг над другом. Положение нижнего преобразователя было фиксированным, а второй преобразователь с помощью прецизионного устройства мог перемещаться в пределах 0 – 7 мм с точностью 10 мкм. Прецизионное устройство обеспечивало параллельность излучающих/принимающих плоскостей преобразователей. Верхняя часть нижнего преобразователя располагалась в жидкостном контейнере. Преобразователи подключали к измерителю S – параметров E5071C (Agilent) в режиме измерения параметра S_{12} на частоте ~1.057 МГц. Контейнер заполнялся исследуемой жидкостью, и зазор d между преобразователями увеличивался с шагом 50 мкм. На каждом шаге измерялось значение параметра S_{12} на указанной частоте. В результате была построена зависимость величины S_{12} от зазора между преобразователями, которая использовалась для определения скорости и затухания продольной акустической волны. С помощью описанной измерительной установки исследовались следующие жидкости: дистиллированная вода, этиловый спирт, смесь этилового спирта с дистиллированной водой (50:50 по объему), три смеси дистиллированной воды с глицерином в соотношении 50:50, 20:80 и 5:95 и чистый глицерин. Соотношения для смеси «вода – глицерин» указаны по массе. Все измерения проводились при температуре $T = 25^\circ\text{C}$.

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 23-22-00134.

На рис. 1б представлена измеренная зависимость коэффициента прохождения S_{12} от величины зазора между преобразователями для чистого глицерина. Видно, что зависимость представляет собой периодическую функцию с чередующимися максимальными и минимальными значениями. Такая зависимость объясняется тем, что слой жидкости представляет собой резонатор, который резонирует в том случае, когда вдоль слоя укладывается целое число полуволн. Поэтому расстояния между ближайшими максимальными или минимальными значениями равно половине длины волны.

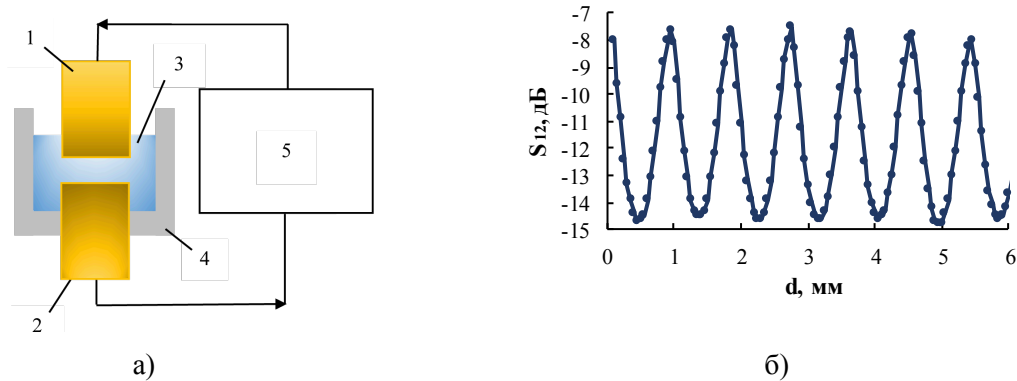


Рис. 1. (а) - Схема эксперимента: 1,2 – пьезоэлектрические преобразователи; 3 – исследуемая жидкость; 4 – жидкостный контейнер; 5 – измеритель S-параметров; (б) - экспериментальная зависимость параметра S_{12} от расстояния d между пьезопреобразователями для чистого глицерина.

Анализ зависимостей параметра S_{12} от величины зазора между преобразователями показал, что изменение параметра S_{12} от максимума до минимума (ΔS_{12}) зависит от удельного механического импеданса исследуемой жидкости. С ростом импеданса жидкости величина ΔS_{12} монотонно уменьшается от 11.2 дБ до 6.9 дБ. Из результатов, представленных на рис. 1б, видно, что с ростом зазора между преобразователями d максимальные значения параметра S_{12} плавно уменьшаются. Это связано с заметным затуханием акустической волны в глицерине. Теоретический анализ особенностей интерференционного метода при измерении скорости и затухания акустической волны в жидкостях с различным механическим импедансом был проведен с помощью механической эквивалентной схемы. Проведенный теоретический анализ позволил определить механический импеданс в плоскости «преобразователь – жидкость» в зависимости от акустического импеданса жидкости. На основе теоретического анализа разработана методика определения затухания жидкости, свободная от влияния «кажущегося» затухания, связанного с уходом части акустической мощности в преобразователи.

3. Заключение

С помощью акустического интерферометра определена скорость акустической волны в жидкостях с различным акустическим импедансом. Впервые показано, что указанный импеданс определяет отношение резонансных величин максимума и минимума для одной и той же пары излучатель – приемник на зависимости коэффициента прохождения от расстояния между преобразователями. На основе теоретического анализа разработана методика определения затухания жидкости, свободная от влияния «кажущегося» затухания, связанного с уходом части акустической мощности в преобразователи.

Список литературы

1. Ультразвук. Маленькая энциклопедия. /Под ред. И.П. Голяминой. // – М.: Советская энциклопедия 2011. – 400 с.
2. Бабий В. И. О метрологии скорости звука в жидкости // Акуст. Журн. 2017. Т.63. №3. С. 261-264.
3. Неручев Ю. А., Болотников М. Ф., Зотов В. В. Исследования скорости ультразвука в органических жидкостях на линии насыщения // ТВТ. 2005. Т. 43. №2. С. 274–316.
4. Feldman M. K., Katyal S., Blackwood M. S. US artifacts // Radio Graphics. 2009. V. 29. №4. P. 1179–1189.
5. Dudley N. J., Gibson N. M., Fleckney M. J., Clark P. D. The effect of speed of sound in ultrasound test objects on lateral resolution // Ultrasound Med. Biol. 2002. V. 28, nos. 11–12. P. 1561–1564.
6. Cushing K. W., Garofalo F., Magnusson C., Ekblad L., Bruus H., Laurell T. Ultrasound characterization of microbead and cell suspensions by speed of sound measurements of neutrally buoyant samples // Anal. Chem. 2017. V. 89. №17. P. 8917–8923.
7. Hincapié Gómez E., Tryner J., Aligata A.J., Quinn J.C., Marchese A.J. Measurement of acoustic properties of microalgae and implications for the performance of ultrasonic harvesting systems // Algal. Res. 2018. V. 31. P. 77–86.

Исследование фазового перехода жидкость — твердое тело для водных растворов хлоридов¹

¹Шамсутдинова Е. С., ¹Анисимкин В. И.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
shes1996@bk.ru

Аннотация: С использованием акустоэлектронных технологий, разработанных в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, проведено экспериментальное исследование фазовых переходов жидкость — твердое тело для водных растворов хлоридов NaCl, FeCl₃. Установлено, что акустоэлектронные технологии позволяют в реальном масштабе времени проследить развитие фазовых переходов жидкость — лед и лед — жидкость. Для всех исследованных хлоридов обнаружен гистерезис диаграммы замерзание/плавление и увеличение скоростей распространения и поглощения акустических волн в твердой фазе. Малое отличие акустических характеристик для жидкой и твердой фаз зафиксировано в хлоридах со слабым гистерезисом.

1. Введение

Изучение фазового перехода жидкости в лёд имеет важное значение, так как оледенение влияет на многие конструктивные и технологические элементы [1]. Для воды изменение агрегатного состояния было изучено с помощью акустической вибрации [2, 3], ультразвукового эхоимпульса [4] волоконной оптики [5], радиоволн [6], микромеханических датчиков [7] и другими методами. Однако такого глубокого изучения для водных растворов хлоридов сделано не было.

Цель данной работы – исследование возможности характеристики водных растворов хлоридов с помощью акустоэлектронных методов.

За основу акустоэлектронного метода была взята ранее опубликованная работа по изучению фазового перехода воды [8], выполненная в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

В качестве материалов были использованы одномолярные растворы хлоридов на основе хлорида натрия (NaCl) и хлорида железа (III) (FeCl₃).

Перед началом исследования хлоридов на пластину LiNbO₃ Y-срезы между излучающими и принимающими встречно-штыревыми преобразователями (ВШП) помещался резервуар для жидкости объемом 300 мкл, в который заливалась дистиллированная вода (рис. 1а). С помощью векторного анализатора цепей Agilent E5061B (Keysight Technologies, Санта-Роза, Калифорния, США) аппаратно исследовалась зависимость поглощения акустических волн, прошедших между преобразователями, от температуры пластины без жидкости и с жидкостью вплоть до фазового перехода воды в лед. Из сравнения величин акустического поглощения разных мод, существующих в пластине, определялась мода с наибольшей чувствительностью. Частота такой моды составила 52.62 МГц.

3. Исследование плавного охлаждения растворов

При плавном охлаждении растворов хлоридов были исследованы температуры кристаллизации и плавления растворов, а также зависимости характеристик поглощения акустической волны в пластине (S_{12}) от температуры (рис. 1б). Температура растворов выдерживалась на каждом значении в течении 7 минут в низкотемпературной камере UC-20CE (TERCHY, Наньтоу, Тайвань). Шаг изменения температуры составлял 1°C. Температура кристаллизации и плавления определялись по скачку величины поглощения S_{12} акустической волны при понижении или повышении температуры, соответственно. Для всех исследуемых веществ наблюдались различия температуры кристаллизации $t_{кр}$ и температуры плавления $t_{пл}$, из-за чего зависимости поглощения акустической волны от температуры имели гистерезисный характер, а площадь под кривой гистерезиса различалась от раствора к раствору. В случае пустого резервуара для жидкости, гистерезис не наблюдался.

Величина поглощения S_{12} акустической волны зависит от многих параметров: плотности [9], вязкости [10], электропроводности [11], диэлектрической проницаемости, упругих модулей и других свойств материала, находящегося в контакте с пластиной. С изменением температуры меняется также скорость прохождения волны и наблюдается сдвиг частоты чувствительной моды. Исходя из этого, при плавном изменении температуры растворов на векторном анализаторе цепей Agilent E5061B использовался формат амплитуда-частота и производилась подстройка частоты f на максимум амплитуды S_{12} для каждой температуры.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ Государственное задание ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и Совета по грантам Президента Российской Федерации (грант МК-1587.2022.4).

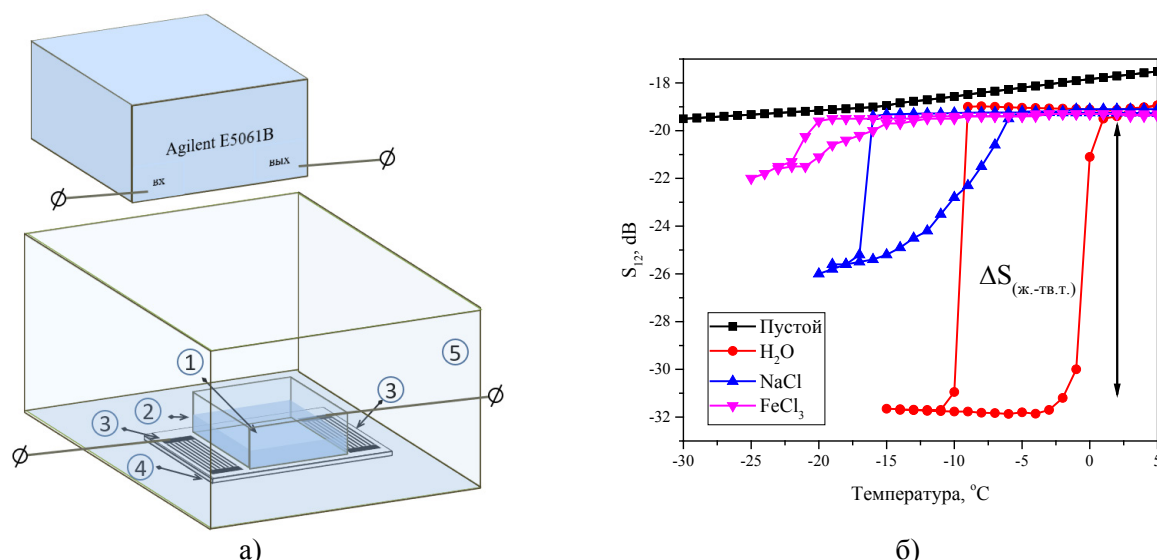


Рис. 1. а – схема эксперимента (1 – исследуемая жидкость; 2 – резервуар для жидкости; 3 – ВШП; 4 – пластина LiNbO_3 Y-среза; 5 – низкотемпературная камера UC-20CE); б – зависимость величины поглощения акустического сигнала S_{12} от температуры при плавном охлаждении для пустой ячейки, дистиллированной воды и водных растворов NaCl и FeCl_3

С помощью электрофизического метода оценены электрическое сопротивление R и диэлектрическая проницаемость ϵ растворов на частоте, близкой к частоте чувствительной акустической моды. С помощью весов определены плотности растворов.

Таблица 2. Результаты измерений одномолярных водных растворов хлоридов с помощью акустического и электрофизического методов.

Вещество	$\Delta S_{\text{ж.-тв.т.}}$, дБ	Площадь петель гистерезиса	$t_{\text{кр.}}$, °C	$t_{\text{пл.}}$, °C	ϵ (52.75 МГц)	R (52.75 МГц), Ом	Плотность ρ , г/мл
H_2O	12.70	116	-11	0	31.67	1461.83	0.997
NaCl	5.94	41	-17	-6	74.32	38.57	1.033
FeCl_3	1.35	7	-21	-15	96.20	30.86	1.114

4. Заключение

Показана возможность использования акустического метода для исследования водных растворов хлоридов. Фазовый переход характеризуется резким изменением величины акустического поглощения $\Delta S_{\text{ж.-тв.т.}}$. Для растворов с разным составом величина поглощения акустической волны различается. При кристаллизации и плавлении растворов наблюдается гистерезис, что может быть связано со спецификой взаимодействия акустической волны с исследуемым образцом (проникающее поле ~ 10 мкм). Существенное изменение акустических характеристик (S_{12}) при изменении состава раствора может быть связано с сильным изменением диэлектрической проницаемости ϵ и электрического сопротивления R по сравнению с водой.

Список литературы

- Caliskan F., Hajiyev C. A review of in-flight detection and identification of aircraft icing and reconfigurable control // Prog. Aerosp. Sci. 2013. Vol. 60. P. 12–34.
- Daniels, J. Pat. 4 775 118 4 (USA). Ice Detecting System. October 1988.
- Barre C., Lapeyronnie D., Salann G. Pat. 7 000 871 21 (USA). Ice Detection Assembly Installed on Aircraft. February 2006.
- Wang Y., Wang Y., Li W., Wu D., Zhao N., Zhu C. Study on freezing characteristics of the surface water film over glaze ice by using an ultrasonic pulse-echo technique // Ultrasonics. 2022. Vol. 126. 106804.
- Kim J.J. Pat. 5 748 091 (USA). Fiber Optic Ice Detector. 5 May 1998.
- Abaunza J.T. Pat. 5 772 153 (USA). Aircraft Icing Sensors. 30 June 1998.
- DeAnna R. Pat. 5 886 256 (USA). Ice Detection Sensor. 23 March 1999.
- Anisimkin V., Kolesov V., Kuznetsova A., Shamsutdinova E., Kuznetsova I. An Analysis of the Water-to-Ice Phase Transition Using Acoustic Plate Waves // Sensors. 2021. Vol. 21. No. 3. P. 919.
- Zaitsev B.D., Semyonov A.P., Teplykh A.A., Borodina I.A. A new liquid sensor based on a piezoelectric resonator with a radial electric field // Ultrasonics. 2022. Vol. 119. 106603.
- Anisimkin V.I., Voronova N.V. New modification of the acoustic Lamb waves and its application for liquid and ice sensing // Ultrasonics. 2021. Vol. 116. 106496.
- Zaitsev B.D., Borodina I.A., Teplykh A.A. Compact liquid analyzer based on a resonator with a lateral excitation electric field // Ultrasonics. 2022. Vol. 126. 106814.

Особенности формирования автодинного отклика радиоимпульсных генераторов с ЧМ в различных зонах воздействия отражённого излучения

¹ Носков В.Я., ² Богатырев Е.В., ¹ Вишняков Д.С., ¹ Игнатков К.А.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты численного моделирования особенностей формирования сигналов радиоимпульсного автодинного генератора с одновременной частотной модуляцией излучения. Расчёты автодинного отклика выполнены методом шагов для различных зон воздействия отражённого излучения.

1. Введение

Автодины (АД) с импульсной модуляцией (ИМ) находят широкое применение в системах ближней радиолокации (СБРЛ) [1—5]. Использование одновременно с ИМ частотной модуляции (ЧМ) значительно расширяет функциональные возможности автодинных СБРЛ и улучшает их тактико-технические характеристики [2, 4, 6]. Такое совмещение обеспечивает объединение достоинств одного и другого видов модуляции, что позволяет реализовать СБРЛ с качественно новыми свойствами. Однако до настоящего времени исследования особенностей формирования сигналов в таких СБРЛ не проводились. Цель настоящей работы — на основе разработанной математической модели [7] выполнить расчёты автодинного отклика для различных зон воздействия отражённого излучения.

2. Численный анализ уравнений автодинного генератора с ИМ и ЧМ

Для случая движущегося отражателя на рис. 1 представлены семейства фазовых (ФХА) $\delta^{(n)}(\tau_n)$, амплитудных (АХА) $a_n^{(n)}(\tau_n)$ и частотных (ЧХА) $\chi_n^{(n)}(\tau_n)$ характеристик автодинного генератора (АГ), как функций нормированного на период колебаний времени τ_n , для первых пяти шагов ($n=1, 2, \dots, 5$). Расчёты выполнялись, как и в [8], при $\gamma=1$, $C_{OC}=0,8$ и $\tau_{ан}=0,1$. Фиксация мгновенных значений характеристик производилась в середине анализируемых интервалов времени, где $t_n=0,5$. На каждом графике рис. 1 штрихпунктирной линией приведена характеристика для предшествующего воздействия отражённого излучения.

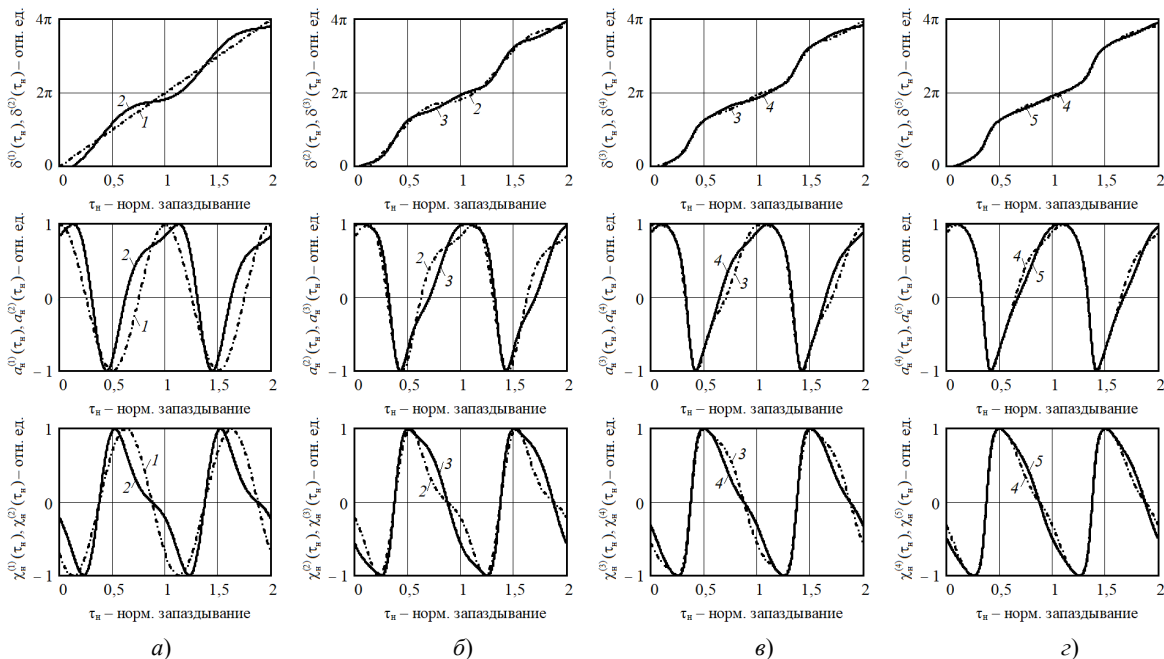


Рис. 1. Семейства ФХА $\delta^{(n)}(\tau_n)$, АХА $a_n^{(n)}(\tau_n)$ и ЧХА $\chi_n^{(n)}(\tau_n)$ автодина для первых пяти зон воздействия.

Из рассмотрения полученных характеристик видно, что в первой зоне воздействия отражённого излучения, когда оно соответствует режиму стационарных колебаний АГ, ФХА является линейной функцией $\tau_n: \delta^{(1)}(\tau_n) = 2\pi\tau_n$ (см. штрихпунктирную кривую 1 $\delta^{(1)}(\tau_n) = 2\pi\tau_n$ на рис. 1,а). При таком виде ФХА сигнальные характеристики $a_n^{(1)}(\tau_n)$ и $\chi_n^{(1)}(\tau_n)$ имеют вид гармонических функций от нормированного времени τ_n (см. кривые 1 для графиков $a_n^{(1)}(\tau_n)$ и $\chi_n^{(1)}(\tau_n)$ на рис. 1,а). При этом в первой зоне воздействия отраженного излучения увеличение мгновенной частоты колебаний АГ вызывает соответствующее «ускорение» набега фазы на втором шаге $\delta^{(2)}(\tau_n)$, а её уменьшения – «замедление» этого процесса (см. кривые 2 на графике $\delta^{(2)}(\tau_n)$ рис. 1,а). Поэтому вызванные первым воздействием отражённого излучения мгновенные изменения частоты генерации вызывают «деформацию» ФХА $\delta^{(2)}(\tau_n)$ на втором шаге и, соответственно, значительные искажения АХА $a_n^{(2)}(\tau_n)$ и ЧХА $\chi_n^{(2)}(\tau_n)$ (см. кривые 2 на графиках рис. 1,а). При этом один из скатов ЧХА $\chi_n^{(2)}(\tau_n)$ выглядит более крутым (с положительной производной), а второй – более пологим. Данные изменения в ЧХА $\chi_n^{(2)}(\tau_n)$ оказывают влияние на ФХА $\delta^{(3)}(\tau_n)$ последующего шага, вызвав дальнейшее увеличение её крутизны на первом участке и появление прогиба – на втором (см. кривые 3 на графиках рис. 1,б). Как видно из кривых 3 для графиков $a_n^{(3)}(\tau_n)$ и $\chi_n^{(3)}(\tau_n)$, эти изменения также отразились на форме этих характеристик третьей зоны воздействия и т.д.

3. Заключение

Из результатов анализа полученных характеристик следует особо отметить принципиальные отличия характера искажений ЧХА и АХА, которые хорошо видны из кривых на рис. 1. У ЧХА полуволны для всех зон воздействия и независимо от величины параметра C_{oc} остаются всегда симметричными с сохранением фазы переходов через «нуль». Площадь же «положительных» и «отрицательных» полувольт АХА начиная со второго отражения разная, что указывает на наличие постоянной составляющей автодинного отклика, а положение точек перехода через нуль существенно зависит от величины параметра C_{oc} , т.е. от уровня отражённого сигнала.

Выполненные исследования динамики установления автодинного отклика с учётом инерционности изменений амплитуды колебаний значительно расширили известные представления о процессах, происходящих в радиоимпульсных СВЧ генераторах с ЧМ при воздействии на них собственного отражённого излучения, изложенные в обзоре [2].

Список литературы

1. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора // Известия вузов. Физика. 2008. Т. 51. № 3. С. 64—70.
2. Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 6. С. 3—51.
3. Носков В. Я., Игнатков К. А. Динамика формирования автодинного отклика СВЧ генераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56. № 5. С. 21—41.
4. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32—86.
5. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А. Принцип построения бортового радиолокационного датчика для обнаружения быстро движущихся целей // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 12. С. 16—22.
6. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Анализ автодинного эффекта радиоимпульсного генератора с частотной модуляцией // Известия вузов. Физика. 2008. Т. 51. № 7. С. 80—89.
7. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А. Общее решение уравнений автодинного генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией // Сборник научных трудов «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2022. Вып. 4. С. 239-240. ISSN 2619-1628.
8. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А. Результаты численного моделирования автодинного отклика генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией // Сб. научных трудов «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2022. Вып. 4. С. 245-246. ISSN 2619-1628.

Нелинейные искажения сигналов радиопульсных автодинов с ЧМ

¹ Носков В. Я., ² Богатырев Е. В., ¹ Вишняков Д.С., ¹ Игнатков К. А.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация
bogatyrev-sfu@mail.ru

Аннотация: Численным методом на основе разработанной математической модели автодинной системы ближней радиолокации с одновременной импульсной и частотной модуляцией излучения выполнены исследования зависимости величины нелинейных искажений сигналов от номера парциального воздействия отраженного от объекта локации воздействия. При этом рассмотрены случаи, когда время запаздывания отражённого излучения значительно меньше продолжительности периода модуляции, а также длительности периода автодинного сигнала.

1. Введение

В автодинных системах ближней радиолокации (СБРЛ), функционирующих в условиях сложной радиолокационной обстановки, широко используется линейная частотная модуляция (ЛЧМ) [1—5]. Совмещение ЛЧМ с импульсной модуляцией (ИМ) значительно расширяет функциональные возможности СБРЛ и улучшает их тактико-технические параметры и характеристики [6]. Однако зависимость величины нелинейных искажений сигналов от номера парциального воздействия отраженного от объекта локации воздействия в известной нам литературе не рассматривалась.

Цель работы, – на основе предложенной нами [7] математической модели автодинной СБРЛ с одновременной ИМ и ЧМ, – выполнить исследования величины нелинейных искажений сигналов от номера парциального воздействия отраженного воздействия. Эти зависимости оказывают влияние на особенности формирования автодинных сигналов генераторов СВЧ и КВЧ диапазонов.

2. Результаты вычислений

Результаты спектрального анализа сигнальных характеристик АХА $a_n(\tau_n)$ и ЧХА $\chi_n(\tau_n)$ при $\gamma = 1$ и различных величинах параметра C_{oc} обобщены на рис. 1 в виде графиков зависимостей коэффициентов гармоник амплитудного $H_A(n)$ (а) и частотного $H_X(n)$ (б) отклика от номера шага n .

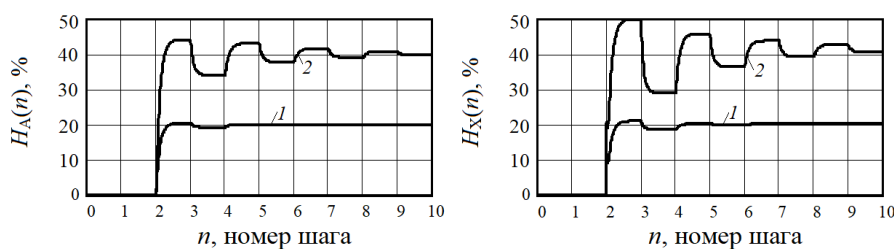


Рис. 1. Графики установления коэффициентов гармоник для АХА $H_A(n)$ (а) и ЧХА $H_X(n)$ (б) автодинного отклика, рассчитанные для генератора с ИМ и ЧМ при $\gamma = 1$, $\tau_{ан} = 0,1$ и различных C_{oc} : $C_{oc} = 0,4$ (кривые 1); $C_{oc} = 0,8$ (кривые 2).

Обобщая результаты анализа представленных на рис. 1 графиков и характеристик, а также результатов расчетов при других величинах параметра C_{oc} резюмируем, что при воздействии на генератор первого отражённого излучения происходит формирование синусоидальных автодинных изменений частоты и амплитуды. На этом участке переходной характеристики, где $t \in (\tau, 2\tau)$, излучаемые и отраженные колебания АГ теряют взаимную зависимость, которая в генераторах с непрерывным излучением обусловлена автодинными изменениями частоты $\Delta\omega$. Это очень важный результат для практического использования радиопульсных автодинов в СБРЛ, особенно миллиметрового диапазона.

Последующие воздействия, особенно на втором шаге отражения, вызывают изменения формы автодинных характеристик при сохранении их периодичности при условии, если параметр $C_{oc} < 1$.

Коэффициенты гармоник амплитудного $H_A(n)$ и частотного $H_X(n)$ отклика, характеризующие степень искажения сигналов, также изменяются скачкообразно, стремясь в пределе к установившимся значениям (см. рис. 1). Характер изменения графиков зависимостей $H_A = H_A(n)$ для автодинных изменений амплитуды $H_A(n)$ и частоты $H_X(n)$ колебаний практически идентичен, причём интересно отметить заметное увеличение коэффициентов гармоник на чётных номерах шагов и их снижение – на нечётных, но абсолютные значения их несколько отличаются. Наибольшую величину эти коэффициенты имеют на втором шаге, достигая при $C_{OC} = 0,8$ значений $H_A = 46,6\%$ и $H_X = 50\%$. Коэффициент гармоник H_X для автодинных изменений частоты $\chi_n(\tau_n)$ в отличие от коэффициента H_A для изменений амплитуды $a_n(\tau_n)$ не зависит от величины коэффициента неизохронности γ , а определяется лишь значением параметра C_{OC} . В то же время коэффициент гармоник H_A заметно снижается с уменьшением величины γ , т.е. с уменьшением степени неизохронности АГ.

Постоянная составляющая автодинных изменений частоты $\chi_n(\tau_n)$ отсутствует на всех шагах воздействия отражённого излучения и при любых значениях коэффициента γ и параметра C_{OC} . Для автодинных изменений амплитуды $a_n(\tau_n)$ колебаний АГ постоянная составляющая A_{n0} является зависимой от параметра C_{OC} . Однако зависимость A_{n0} от величины коэффициента γ является также существенной. Основной вклад в искажения автодинного отклика вносит, начиная с прихода второго отражения, вторая гармоника: $A_{n2} = 0,4$. Третьему шагу соответствует существенный рост уровня третьей гармоники: $A_{n3} = 0,18$. Последующие шаги сопровождаются увеличением вклада гармоник более высокого порядка, сглаживая форму установившегося автодинного отклика.

3. Заключение

В связи с полученными результатами необходимо определиться с самим понятием продолжительности процесса установления автодинного отклика радиоимпульсных генераторов. Будем говорить об установившемся процессе, если мгновенные значения низкочастотного автодинного отклика достигают своего состояния, при котором последующие парциальные воздействия отражённого излучения не вызывают их изменение в заданное число раз, например 0,1 от амплитуды. В качестве меры продолжительности этого процесса в случае, когда $\tau_{ан} \ll 1$, можно принять число парциальных отражений n_y , т.е. требуемое число шагов n установления. Как следует из графиков рис. 1, в данном случае инерционность изменений амплитуды лишь сглаживает отклик $a_n(n)$ на границах зон воздействия отражённого излучения. При этом мы выяснили, что на продолжительность процесса установления (число n_y) автодинного отклика преимущественное влияние оказывает величина параметра C_{OC} . Например, если $C_{OC} = 0,1$, то автодинный отклик достигает своего конечного состояния при $n_y = 1$. С увеличением этого параметра число шагов n_y значительно растёт, так при $C_{OC} = 0,8$ этот процесс завершается примерно к десятому шагу, а при $C_{OC} = 1$ – неограниченно продолжается, напоминая незатухающие колебания.

Список литературы

1. Jefford P. A., Howes M. S. Modulation schemes in low-cost microwave field sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1985. Vol. 31, № 8. P. 613—624.
2. Komarov I. V., Smolskiy S. M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, 2003. 153 p.
3. Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Popov I. V. Autodyne Gunn-diode transceiver with internal signal detection for short-range linear FM radar sensor // Telecommunication and Radio Engineering. 2010. Vol. 69, № 5. P. 451—458.
4. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32—86.
5. Носков В. Я., Васильев А. С., Ермак Г. П., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Флуктуационные характеристики автодинных радиолокаторов с частотной модуляцией. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60. № 3. С. 154—165.
6. Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 6. С. 3—51.
7. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А. Общее решение уравнений автодинного генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией // Сборник научных трудов «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2022. Вып. 4. С. 239-240. ISSN 2619-1628.

Результаты экспериментальных исследований формы сигналов радиоимпульсных автодинов с ЧМ

¹ Носков В. Я., ² Богатырев Е. В., ¹ Вишняков Д.С., ¹ Игнатков К.А.

¹ Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

² Сибирский федеральный университет
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация
bogatyrev-sfu@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных исследований формы сигналов радиоимпульсных автодинных систем ближней радиолокации для различных зон воздействия парциального отражения. Сначала получены сигналы автодина без частотной модуляции излучения, а затем – при ее наличии. Сигналы получены для зон воздействия с первой по шестую. В качестве объекта исследований использовался гибридно-интегральный СВЧ-модуль, выполненный на основе двух чипов: планарного диода Ганна и варикапа.

1. Введение

В автодинных системах ближней радиолокации (СБРЛ), функционирующих в условиях сложной радиолокационной обстановки, широко используется импульсная (ИМ) и частотная (ЧМ) модуляции излучения [1, 2]. При сильном отраженном излучении, когда параметр обратной связи соизмерим с единицей, в автодинных СБРЛ наблюдаются ангармонические искажения сигналов. Степень искажения сигналов, как показано результатами вычисления сигналов [3, 4], зависит также от номера парциального отражения. Для экспериментального подтверждения этих результатов в настоящей работе представлены осциллограммы сигналов, полученные на экспериментальной установке, описание которой приведено в [5].

2. Экспериментальные результаты и их комментарии

Результаты экспериментов в виде осциллограмм и спектров автодинных сигналов, полученные для зон воздействия отражённого излучения с первой ($t_3 = 10$ нс) по шестую ($t_3 = 60$ нс) при указанных выше условиях, представлены на рис. 1, а–е. Частота Доплера поддерживалась имитатором ДИ примерно равной 2 кГц, а расчетное значение параметра обратной связи $C_{OC} = 0,8$.

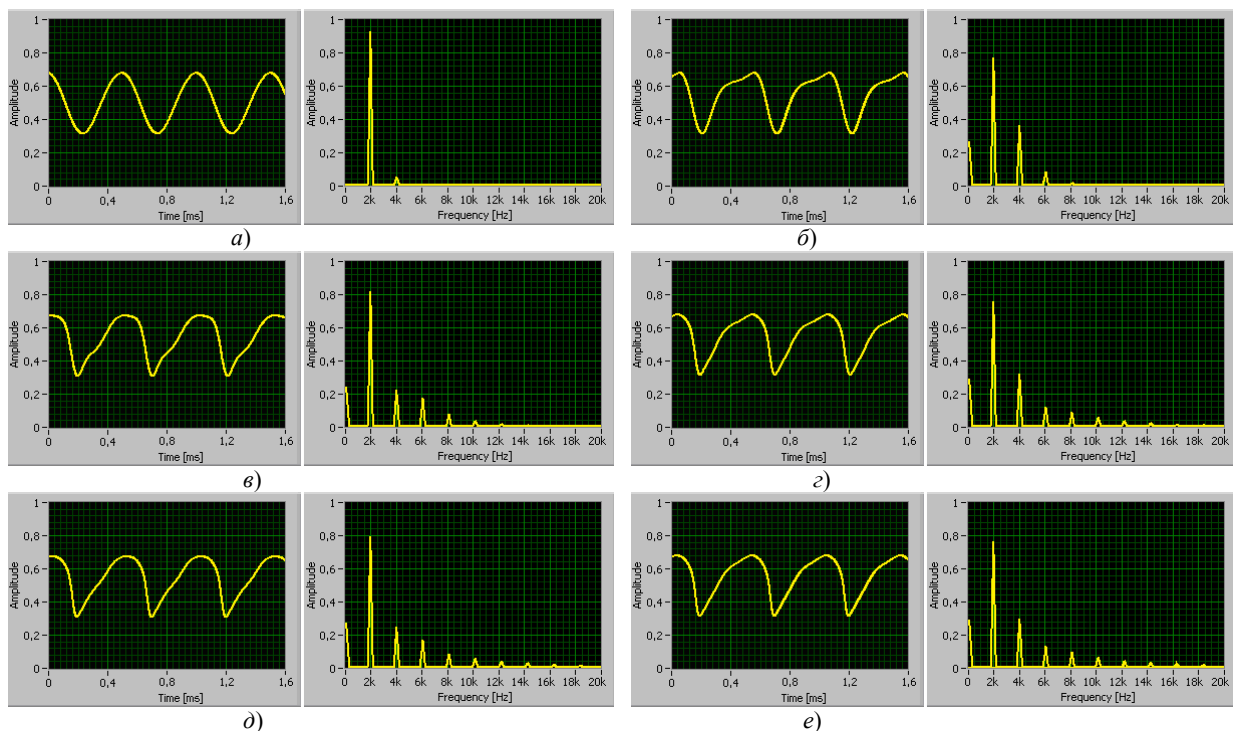


Рис. 1. Осциллограммы (слева) и спектры (справа) автодинных сигналов радиоимпульсного генератора, полученные для зон воздействия отражённого излучения с первой (а) по шестую (е) соответственно от удаляющегося отражателя.

Исследования особенностей сигналов АГ с пилообразной несимметричной ЧМ в зависимости от порядкового номера парциального отражения излучения выполнялись при величине C_{oc} порядка 0,8, длительности радиоимпульсов 500 нс, величине девиации частоты 30 МГц и расстоянии до отражателя 10 м. Результаты экспериментов в виде осциллограмм модулирующей функции и автодинных сигналов, полученных для первой ($t_3 = 80$ нс), второй ($t_3 = 160$ нс), третьей ($t_3 = 240$ нс), четвёртой ($t_3 = 320$ нс), пятой ($t_3 = 400$ нс) и шестой ($t_3 = 480$ нс) зон воздействия отражённого излучения, представлены на рис. 2, а–е.

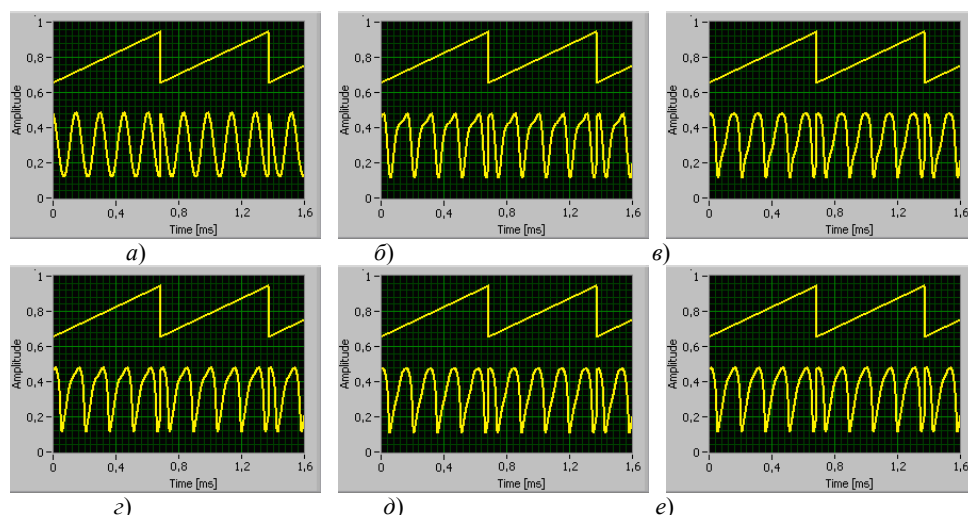


Рис. 2. Осциллограммы автодинных сигналов радиоимпульсного генератора с пилообразной несимметричной ЧМ, полученные от одиночного отражателя, установленного на расстоянии 10 м для зон воздействия отражённого излучения с первой (а) по шестую (е).

Из сравнения приведенных на рис. 1 и 2 осциллограмм с рассчитанными временными диаграммами, представленными в [3, 4], хорошо видно качественное соответствие экспериментальных и теоретических результатов исследования сигналов. В моменты начала и конца цикла модуляции, как видно из осциллограмм рис. 2, сигналы претерпевают скачек фазы.

3. Заключение

В заключение отметим, что полученные результаты экспериментальных исследований радиоимпульсных автодинных СБРЛ с ЧМ, выполненные на основе генераторного СВЧ-модуля «Тигель-08М», полностью подтверждают выводы теоретического анализа [3, 4] и свидетельствуют об адекватности предложенной нами математической модели одночастотного автодина с ИМ и ЧМ.

Список литературы

1. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 3. С. 3–50.
2. Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 6. С. 3–51.
3. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Вишняков Д.С., Игнатков К.А. Результаты численного моделирования автодинного отклика генератора с одновременной импульсной и частотной модуляцией // Сб. научных трудов «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2022. Вып. 4. С. 245-246. ISSN 2619-1628.
4. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Вишняков Д.С., Игнатков К.А. Особенности формирования автодинного отклика радиоимпульсных генераторов с ЧМ в различных зонах воздействия отражённого излучения (см. настоящий сборник).
5. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Вишняков Д.С., Игнатков К.А. Экспериментальный стенд для исследования радиоимпульсных автодинов с ЧМ (см. настоящий сборник).

Метод измерения положения границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды в емкости с применением отрезков длинной линии

Совлуков А.С.

Институт проблем управления РАН им. В.А. Трапезникова
г. Москва, 117997, ул. Профсоюзная, 65, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

Аннотация: Рассмотрен радиочастотный метод измерения положения границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды в емкости. В емкости с трехкомпонентной средой размещают вертикально два идентичных отрезка длинной линии, в частности коаксиальной длинной линии, являющихся резонаторами. В каждом из отрезков длинной линии, по меньшей мере, один из проводников покрыт по всей длине диэлектрической оболочкой, которая отлична по толщине или (*и*) диэлектрической проницаемости от диэлектрической оболочки проводника в другом отрезке длинной линии. В каждом из отрезков длинной линии осуществляют возбуждение электромагнитных колебаний на его резонансной частоте и ее измерение. Производят совместное функциональное преобразование измеренных резонансных частот, по результату которого определяют положение каждой границы раздела.

1. Введение

В различных отраслях промышленности необходимо осуществлять определение положения границ раздела между компонентами многокомпонентной среды в какой-либо емкости. Эти компоненты могут быть, в частности, несмешивающимися жидкостями с разной плотностью, располагаемыми в емкости одна над другой, образуя плоские границы раздела. Часто такой средой является трехкомпонентная среда с двумя границами раздела, например, воздух – нефть (нефтепродукт) – вода. Для измерения положения границы раздела между компонентами двухкомпонентной среды в емкости находит применение радиочастотный метод измерения. Он основан на применении отрезков длинных линий в качестве чувствительных элементов [1—5]. Отрезок длинной линии размещается вертикально в емкости со средой. Измеряя какой-либо его информативный параметр, в частности, резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить положение границы раздела сред.

Известны также методы измерения положения границ раздела между компонентами многокомпонентной, в частности трехкомпонентной, среды, с применением отрезков длинной линии [6—8]. В этих методах о положении границ раздела судят по времени, затраченному электромагнитными видеосигналами на распространение вдоль отрезка длинной линии, расположенного вертикально в емкости со средой, до неоднородностей – скачков волнового сопротивления на границах раздела соответствующих компонент среды, и отражение от них. Данные методы обладают рядом существенных недостатков: процесс измерения может быть затруднен вследствие возможной малости амплитуд сигналов, отраженных от второй (и последующих) границ раздела и ослабленных из-за переотражений на границах раздела вышележащих компонент среды. При сближении границ раздела имеет место взаимное влияние информативных отраженных видеосигналов, приводящее к искажению формы импульсов и, следовательно, к снижению точности измерения. Известно применение отрезков длинной линии и для измерения положения границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды [9], где производят измерение разных информативных параметров отрезков длинной линии и их совместное функциональное преобразование для определения положения границ раздела.

Рассмотрим применение отрезков длинной линии к определению положения границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды с измерением только одного информативного параметра – резонансной частоты электромагнитных колебаний отрезка длинной линии.

2. Метод измерения

Для осуществления метода измерения здесь используют два отрезка длинной линии, в частности коаксиальной длинной линии, в качестве измерительных каналов. В качестве информативных сигналов используют резонансные частоты f_1 и f_2 электромагнитных колебаний первого и второго отрезков длинной линии, соответственно. Рассмотрение зависимостей резонансных частот f_1 и f_2 от положения границ раздела, каждая из которых выражается соответствующим уравнением, как систе-

мы уравнений относительно координат границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды, позволяет получить после ее решения значения координат z_1 и z_2 границ раздела.

Распределение напряженности поля стоячей волны в отрезке длинной линии зависит от конструктивных особенностей отрезка длинной линии, от нагрузочных элементов и может быть выбрано желательным образом. С точки зрения простоты функции, описывающей зависимость резонансной частоты f электромагнитных колебаний отрезка однородной длинной линии от значений координат z_1 и z_2 границ раздела и целесообразности наиболее просто решить систему двух уравнений для определения этих значений вдоль каждого отрезка длинной линии распределение напряженности поля стоячей электромагнитной волны можно сделать равномерным. Такое распределение можно создать, например, сделав отрезки длинной линии разомкнутыми на их нижних концах и подключив ко входу каждого из них индуктивное сопротивление достаточно большой величины.

Согласно данному методу измерения, предлагается использовать отрезки длинной линии, проводники каждого из которых покрыты по всей длине диэлектрическими оболочками разной толщины. В коаксиальной длинной линии диэлектрической оболочкой может быть покрыт ее внутренний проводник. Это покрытие проводников приводит к необходимости учитывать при рассмотрении электродинамических параметров такой длинной линии результирующую эффективную диэлектрическую проницаемость двухслойной среды (контролируемой среды и оболочки), а также соотношение геометрических параметров частей сечения линии, занятых средой и оболочкой. Покрытие проводников отрезков длинной линии (резонаторов) диэлектрическими оболочками позволяет обеспечить высокую добротность таких резонаторов. При измерении положения границ раздела между компонентами среды, являющимися хорошими диэлектриками диэлектрическая оболочка на одном из проводников отрезка длинной линии может отсутствовать. Измеряя резонансные частоты f_1 и f_2 и осуществляя их совместное функциональное преобразование в функциональном преобразователе устройства, реализующего данный метод измерения, можно найти текущие значения координат z_1 и z_2 границ раздела.

3. Заключение

Рассмотренный радиочастотный резонаторный метод позволяет измерять положение границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды в емкости. Этот метод является достаточно простым в реализации, которая осуществима на основе двух отрезков длинной линии.

Список литературы

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
2. Шарапов В.М., Полищук Е.С., Кошевой Н.Д., Ишанин Г.Г., Минаев И.Г., Совлуков А.С. Датчики: Справочное пособие/ Под общ. ред. В.М. Шарапова, Е.С. Полищука. М.: Техносфера, 2012. 624 с.
3. Маслов А.А., Прохоренков А.М., Совлуков А.С., Яценко В.В. Радиочастотный метод измерения положения границы раздела двух жидкостей в емкости // Датчики и системы. 2018. № 3. С. 43-49.
4. Совлуков А.С., Яценко В.В., Кайченев А.В. Радиочастотный метод измерения положения границы раздела двух сред в емкости с инвариантностью к их электрофизическим параметрам// Датчики и системы. 2022. № 6. С. 47-51
5. Маслов А.А., Прохоренков А.М., Совлуков А.С., Яценко В.В. Методы измерения положения границ раздела двух и трех веществ в емкостях с применением отрезков длинной линии// Датчики и системы. 2020. № 2. С. 34-38.
6. Petrick J.R. System for sensing levels and electrical characteristics of fluent materials. Патент США № 3474337. 1969.
7. De Carolis M. Apparatus for measuring the levels of fluids and the dielectric constants of the same. Патент США № 3812422. 1974.
8. Ross G.F. Apparatus and method for measuring the level of a contained liquid. Патент США № 3832900. 1974.
9. Совлуков А.С. Радиочастотный метод измерения положения границ раздела между компонентами трехкомпонентной среды // 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). Материалы конф. Т. 6. С. 1361—1367. Москва; Минск; Севастополь. 2018.

Метод инвариантной уровнеметрии диэлектрических жидкостей в резервуарах с применением двух отрезков длинной линии

¹ Совлуков А. С., ² Яценко В. В., ² Кайченев А. В.

¹ Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
г. Москва, 117997, ул. Профсоюзная, 65, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

² Мурманский государственный технический университет
г. Мурманск, 183010, ул. Спортивная, 10, Российская Федерация

Аннотация: Рассматривается радиочастотный метод измерения уровня диэлектрических жидкостей в резервуарах, характеризуемый инвариантностью результатов измерений к значениям диэлектрической проницаемости жидкостей и применимый, в частности, для измерения уровня нефтепродуктов, сжиженных газов и др. Метод реализуем с применением двух соосных отрезков длинной линии. При реализации метода каждый из этих отрезков длинной линии содержит горизонтальный участок на его нижнем конце.

1. Введение

Во многих отраслях промышленности существует необходимость как высокоточной индикации уровня различных веществ в резервуарах, осуществляемой, в частности, с применением радиочастотного метода измерений [1], так и непрерывного измерения уровня жидкостей в резервуарах. Для этого разработаны и находят применение радиочастотные методы и средства измерений, основанные на использовании отрезков длинных линий (коаксиальной линии, двухпроводной линии и др.) в качестве чувствительных элементов [2,3]. Такой отрезок длинной линии размещается вертикально в емкости с контролируемой жидкостью. Измеряя какой-либо его информативный параметр, в частности, резонансную частоту электромагнитных колебаний, можно определить уровень жидкости. Для обеспечения инвариантности результатов измерений уровня к электрофизическим свойствам контролируемого вещества разработаны методы и устройства, основанные на реализации двухканальных схем измерения [2–4].

В известном методе инвариантной уровнеметрии применяют два независимых отрезка длинной линии с оконечными горизонтальными участками разной длины, располагаемых вертикально и заполняемых диэлектрической жидкостью в соответствии с ее уровнем в резервуаре [5]. Измеряя резонансные частоты этих отрезков длинной линии и производя их совместную функциональное преобразование, можно определить значение уровня жидкости независимо от ее диэлектрической проницаемости. Недостатком этого метода измерения является возможность снижения точности измерения, что вызвано расположением двух отрезков длинной линии в разных областях резервуара с жидкостью. В этих областях электрофизические параметры (диэлектрическая проницаемость, электропроводность) жидкости могут отличаться. Это может приводить к снижению точности измерения уровня жидкости, так как величина резонансной частоты электромагнитных колебаний зависит как от уровня жидкости, так и от ее электрофизических параметров.

2. Метод измерения

Рассмотрим принципы построения таких двухканальных радиочастотных устройств для измерения уровня диэлектрической жидкости, инвариантных к величине диэлектрической проницаемости ϵ жидкости и свободных от указанных выше недостатков. При реализации таких устройств отрезки длинной линии содержат на их совмещенных концах оконечные горизонтальные участки одинаковой длины, скачкообразно заполняемые жидкостью и опорожняемые при, соответственно, поступлении жидкости в резервуар и ее удалении из него. В данном устройстве оба параллельных проводника П-образного отрезка двухпроводной длинной линии установлены вертикально в резервуаре с жидкостью. Этот отрезок двухпроводной длинной линии выполнен полым по всей его длине. Внутри этой полости, служащей наружным проводником П-образного отрезка коаксиальной длинной линии, соосно установлен провод, служащий внутренним проводником данного отрезка коаксиальной длинной линии. Отрезок коаксиальной длинной линии и образуемый его П-образным наружным проводником отрезок двухпроводной длинной линии имеют на их нижних концах оконечные горизонтальные участки одинаковой длины.

Оконечными нагрузками данных отрезков длинной линии могут быть такие реактивные сопротивления, при наличии которых вдоль этих отрезков имеет место разное распределение энергии

электромагнитного поля стоячих волн. При этом возможно однозначное получение информации об уровне z жидкости независимо от ε при совместном преобразовании в электронном блоке резонансных частот электромагнитных колебаний обоих отрезков длинной линии.

Отрезок коаксиальной длинной линии может иметь одинаковые нагрузочные реактивные сопротивления на его нижних концах. Он может быть выполнен, в частности, короткозамкнутым на обоих нижних концах его горизонтальных участков (в этом случае значения нагрузочных реактивных сопротивлений равны нулю). При этом данный П-образный отрезок коаксиальной длинной линии является полуволновым резонатором. Отрезок двухпроводной длинной линии может быть выполнен, в частности, разомкнутым на нижнем конце его горизонтального участка (в этом случае реактивное сопротивление нагрузки на конце его горизонтального участка равно бесконечности). Данный П-образный отрезок двухпроводной длинной линии является четвертьволновым резонатором. За счет наличия горизонтальных участков у отрезков длинной линии устраняется неопределенность результатов измерения z при его нулевом и близких к нему значениях при соответствующей, присущей данному устройству, совместной функциональной обработке резонансных частот двух отрезков длинной линии. Точки подсоединения элементов связи с электронным блоком к каждому из отрезков длинной линии могут быть выбраны с учетом их оконечных нагрузочных сопротивлений и обусловленных ими продольными распределениями электромагнитного поля стоячих волн.

С помощью высокочастотных генераторов, входящих в состав электронного блока, в отрезке коаксиальной длинной линии и отрезке двухпроводной длинной линии возбуждают электромагнитные колебания основного *ТЕМ*-типа на резонансных частотах f_1 и f_2 , соответственно. В этом же электронном блоке осуществляют также измерение f_1 и f_2 , находящихся в диапазоне частот $\sim 1 \div 100$ МГц при изменении z от его нулевого значения до значения, соответствующего полному заполнению резервуара. Далее в вычислительном устройстве (в составе электронного блока) осуществляют совместное функциональное преобразование f_1 и f_2 с целью определения z независимо от значения ε . С выхода вычислительного устройства данные о текущем значении уровня поступают в регистратор в электронном блоке.

Возбуждение и съем колебаний в отрезках длинной линии, производимые по линиям связи с помощью электронного блока, можно осуществлять в их верхних частях так: для отрезка двухпроводной линии, имеющего максимум напряженности магнитного поля стоячей волны у верхнего конца, можно осуществлять связь по магнитному полю с помощью индуктивных элементов связи (петель); для отрезка коаксиальной длинной линии, имеющего максимум напряженности электрического поля стоячей волны в середине отрезка (у верхнего конца), можно осуществлять с помощью емкостных элементов связи (конденсаторов с емкостью $\sim 1 \div 10$ пФ).

Совместное функциональное преобразование f_1 и f_2 в электронном блоке позволяет с высокой точностью определить z независимо от значения ε : $A(z) = \frac{(f_{10} / f_1)^2 - 1}{(f_{20} / f_2)^2 - 1}$. Это соотношение является

инвариантным по отношению к ε . В любой малой окрестности значения $z = 0$ функция $A(z)$ имеет конечное значение. Это подтверждает, что данное устройство обеспечивает высокую точность измерения при любых значениях z , включая его малые, вблизи нуля, значения.

3. Заключение

Данный метод позволяет измерять уровень различных диэлектрических жидкостей в резервуарах с высокой точностью, независимо от значений диэлектрической проницаемости жидкостей. В частности, он может быть применен для измерения уровня нефтепродуктов, сжиженных газов и др.

Список литературы

1. Прохоренков А.М., Совлуков А.С., Терешин В.И., Яценко В.В. Радиочастотное устройство для индикации уровня и положения границы раздела веществ в емкостях// Датчики и системы. 2014. № 10. С. 41-45.
2. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. М.: Наука, 1978. 280 с.
3. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
4. Петров Б.Н., Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Принцип инвариантности в измерительной технике. М.: Наука, 1976. 244 с.
5. Совлуков А.С. Радиочастотная уровнеметрия жидкостей в емкостях с применением тестового метода повышения точности измерений// Датчики и системы. 2017. № 1. С. 67-72.

Исследование влияния жидкости с различными электрическими и механическими свойствами на характеристики резонатора с поперечным электрическим полем из керамики ЦТС-19¹

¹ Бородина И. А., ¹ Зайцев Б. Д., ¹ Теплых А. А.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация
borodinaia@yandex.ru

Аннотация: Экспериментально исследовано влияние жидкостей с различной проводимостью, вязкостью и диэлектрической проницаемостью на характеристики резонатора с поперечным электрическим полем на основе керамики ЦТС-19. На одной стороне резонатора находились два алюминиевых электрода, на противоположной стороне был установлен жидкостный контейнер. Измеряли частотные зависимости действительной и мнимой частей электрического импеданса резонатора в присутствии жидкости с различными свойствами. Показано, что наибольшее влияние на параметры резонатора оказывало изменение проводимости жидкости. При увеличении проводимости от 4.5 до 10000 мкСм/см реальная часть электрического импеданса резонатора уменьшалась на 95 %. Изменение вязкости и диэлектрической проницаемости приводило к изменению характеристик резонатора на 20 и 28 % соответственно.

1. Введение

Пьезоэлектрические резонаторы с поперечным электрическим полем широко используются для разработки различных датчиков [1-7]. Электроды таких резонаторов расположены с одной стороны пьезоэлектрической пластины, при этом, характеристики резонаторов зависят не только от изменения механических свойств контактирующей среды, но и от изменения ее электрических свойств. На этой основе можно разработать датчики для измерения различных свойств жидкости [1-7]. В работах [1-6] достаточно подробно изучено влияние вязких, диэлектрических и проводящих жидкостей на характеристики резонаторов. Информативным параметром служила резонансная частота, изменяющаяся в зависимости от вязкости, диэлектрической проницаемости и проводимости жидкости. Однако изменения резонансной частоты были незначительными при изменении параметров жидкости в широких пределах. В работе [7] было показано, что предпочтительнее использовать в качестве информативного параметра изменение реальной части электрического импеданса резонатора из пластины ниобата лития при изменении проводимости и диэлектрической проницаемости жидкости. Однако добротность такого резонатора при контакте с жидкостью была невысокой, поскольку возбуждаемая продольная волна в таком резонаторе имела радиационные потери при контакте с жидкостью. В данной работе исследовано влияние проводимости, диэлектрической проницаемости и вязкости контактирующей жидкости на характеристики резонатора с поперечным электрическим полем из керамики ЦТС-19. В качестве информативного параметра использовалось максимальное значение действительной части электрического импеданса резонатора.

2. Методика эксперимента и полученные результаты

Датчик представлял собой резонатор с поперечным электрическим полем на основе пластины из керамики ЦТС-19. Одна сторона пластины была покрыта алюминиевой пленкой сзором в центре шириной 4 мм, т.е. обе половины покрытия служили электродами. На другой стороне пластины был установлен жидкостный контейнер объемом 12 мл.

Для проведения исследований резонатор был подключен к измерителю LCR параметров E4990A (Keysight Technologies), и измерялись частотные зависимости электрического импеданса датчика в диапазоне частот 50–124 кГц. При первоначальном исследовании характеристик датчика с пустым контейнером на частотной зависимости электрического импеданса резонатора наблюдалось присутствие резонансных пиков вблизи частот 68 и 98 кГц. Далее контейнер заполняли исследуемой жидкостью объемом 10 мл и снимали показания датчика. Исследовали жидкость с различной проводимостью, вязкостью и диэлектрической проницаемостью. Для образцов проводящей жидкости использовали растворы хлорида натрия (проводимость 4.5 – 10000 мкСм/см). Проводимость измеряли кондуктометром HI 8733 (HANNA, США). В качестве образцов жидкости с разной диэлектрической прони-

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 23-22-00134.

цаемостью использовали дистиллированную воду, этиловый спирт, смесь этилового спирта с дистиллированной водой (50:50 по объему). Для образцов жидкости с разной вязкостью использовали три смеси дистиллированной воды с глицерином в соотношении 50:50, 20:80 и 5:95 и чистый глицерин. Соотношения для смеси «вода – глицерин» указаны по массе. Все измерения проводили при температуре $T = 25^\circ\text{C}$.

На рис. 1а представлены частотные зависимости реальной части электрического импеданса датчика для резонансных пиков на частотах ~ 68 и 98 кГц при контакте резонатора с жидкостью с проводимостью 4.5 мкСм/см. Из представленных зависимостей видно, что добротность наблюдаемых резонансов при контакте с жидкостью существенно превышает добротность резонансного пика резонатора с поперечным электрическим полем на основе ниобата лития [7].

Было показано, что датчик оказался наиболее чувствительным к изменению проводимости исследуемой жидкости. На рис. 1б представлены зависимости изменения максимального значения реальной части электрического импеданса (R_{\max}) от проводимости жидкости для резонансных пиков на частотах ~ 68 и 98 кГц.

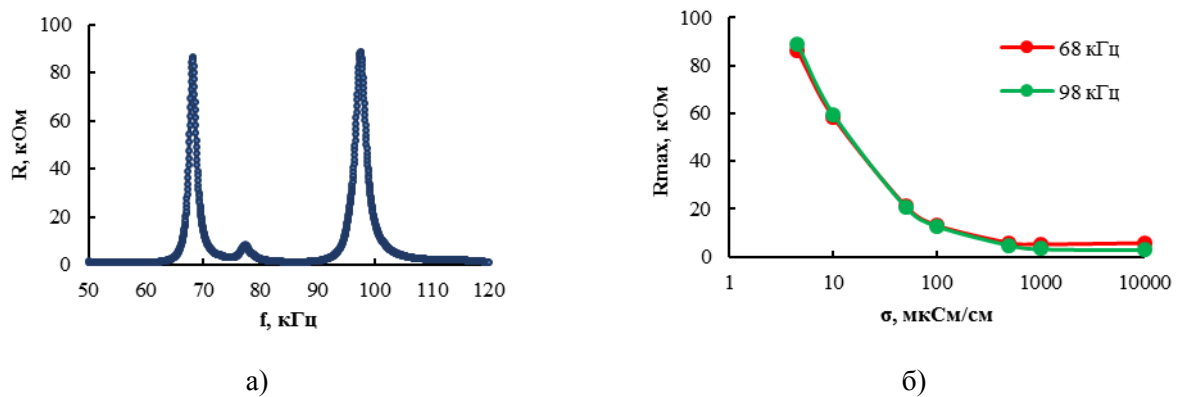


Рис. 1. (а) - Частотные зависимости реальной части электрического импеданса датчика (R) для резонансных пиков на частотах 68 и 98 кГц при контакте резонатора с жидкостью с проводимостью 4.5 мкСм/см; (б) - Зависимости изменения максимального значения реальной части электрического импеданса (R_{\max}) от проводимости жидкости для резонансных пиков на частотах 68 и 98 кГц

Из результатов, представленных на рис. 1б, видно, что при увеличении проводимости от 4.5 до 10000 мкСм/см реальная часть электрического импеданса резонатора уменьшалась с 89 до 2.9 кОм для обоих резонансных пиков. Что касается вязкости и диэлектрической проницаемости исследуемых жидкостей, то оказалось, что изменение этих величин незначительно влияет на характеристики резонатора из керамики ЦТС-19.

3. Заключение

Проведенные эксперименты показали, что датчик на основе резонатора с поперечным электрическим полем на основе керамики ЦТС-19 показал хорошую чувствительность к изменению проводимости жидкости. Информативным параметром о величине проводимости жидкости могут служить максимальные значения реальной части электрического импеданса резонатора на резонансных частотах.

Список литературы

1. McCann D. F., McCann J. M., Parks J. M., Frankel D. J., Pereira da Cunha M., Vetelino J. F. A lateral-field-excited LiTaO_3 high frequency bulk acoustic wave sensor // IEEE Trans. on Ultras. Ferroel. Freq. Contr. 2006. Vol. 56. No. 4. P. 779–787.
2. Winters S., Bergardt G., Vetelino J. A dual lateral – field – excited bulk acoustic sensor array // IEEE Trans. on Ultras. Ferroel. Freq. Contr. 2013. Vol. 60. No. 3. P. 573–578.
3. McCann D. F., McCann J. M., Parks J. M., Frankel D. J., Pereira da Cunha M., Vetelino J. F. A lateral-field-excited LiTaO_3 high frequency bulk acoustic wave sensor // IEEE Trans. on Ultras. Ferroel. Freq. Contr. 2009. Vol. 56. P. 779–787.
4. Wark M., Kalanyan B., Ellis L., Fick J., Connel L., Neivandt D., Vetelino J. A lateral field excited acoustic wave sensor for the detection of saxitoxin in water // IEEE Int. Ultrason. Symp. 2007. P. 1217–1220.
5. Zhang Z., Wang W., Ma T., Zhang C., Feng G. Pseudo-LFE sensors with different electrode configurations on X-cut LiNbO_3 // IEEE Int. Ultrason. Symp. 2009, pp. 655–658.
6. Ma T., Zhang Z., Wang W., Zhang C., Feng G. (yx1)21.82_ LiNbO_3 pseudo-LFE acoustic wave sensors // IEEE Int. Ultrason. Symp. 2009. P. 2511–2514.
7. Zaitsev B. D., Shikhabudinov A. M., Teplykh A. A., Kuznetsova I. E. Liquid sensor based on a piezoelectric lateral electric field-excited resonator // Ultrasonics. 2015. Vol. 63. P. 179–183.

Экспериментальная апробация корреляционного приемника радиосвета с пространственным разрешением¹

¹ Рыжов А. И., ¹ Петросян М. М., ¹ Ицков В. В.

¹ Институт радиотехники и электроники им В. А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, ул. Моховая 11/7, Российская Федерация
mef.box@mail.ru

Аннотация: В работе рассмотрен метод приёма сверхширокополосного шумоподобного микроволнового излучения – радиосвета, на основе корреляционного приёма сигналов, поступающих от разнесенных в пространстве приемных антенн, с целью дальнейшего эффективного формирования изображений освещенной радиосветом среды. Разработан экспериментальный макет корреляционного приёмника радиосвета для исследования формируемого отклика системы приёма и оценки влияния времени накопления сигнала на ее динамический диапазон.

1. Введение

Ранее в работах, посвящённых исследованию радиосвета [1–6], решались принципиальные вопросы генерации, приема, использования радиосвета и получения изображений с его помощью. В них изображения получались путем механического сканирования антенны с параболическим зеркалом или антенной решеткой на базе СВЧ линзы с небольшим числом лучей, угол направления которых закладывался при проектировании антенной решетки. Такие способы формирования изображений ограничивают потенциальные области применения радиосвета, и для их расширения необходимо иметь возможность формирования множества лучей одновременно с высокой разрешающей способностью. Основой для приёмной системы, обладающей такими характеристиками, могут послужить радиоастрономические методы, в которых относительно небольшим количеством приемных антенн формируются изображения космоса с высокой разрешающей способностью [7].

Здесь же предлагается подобное решение для получения изображений в радиосвете без использования механического сканирования или антенных решеток. Для достижения этой цели решается задача получения одномерных откликов приёмной системы, основывающейся на корреляционной обработке сигналов, получаемых от двух слабонаправленных антенн, на точечные источники излучения, в качестве которых используются источники радиосвета.

2. Способ приёма радиосвета

Будем рассматривать задачу получения изображения объекта в виде источника радиосвета. Предлагаемый подход применения корреляционных методов обработки сигналов для построения изображения в радиосвете предполагает использовать не одну высоконаправленную антенну с большим коэффициентом усиления, а систему, состоящую из небольшого числа разнесенных в пространстве слабонаправленных антенн. В простейшем случае такая система может содержать всего две антенны. Разрешающая способность при этом достигается за счет корреляционных свойств самого радиосвета. Соответствующая схема корреляционного приёма радиосвета приведена на рис. 1а для случая, когда имеется два точечных источника

Подробно вопрос метода приёма радиосвета на основе корреляционного приёмника рассмотрен в работе [8]. Здесь же остановимся на двух основных результатах. Во-первых, в случае работы со СШП сигналами можно уменьшить неоднозначность определения местоположения не только за счёт добавления приемников с разными базами, но и за счет увеличения базы и/или ширины полосы СШП сигнала. Во-вторых, при моделировании корреляционного приёмника было показано, что при достижении определенного уровня накопления сигнала формируется отклик, при котором динамический диапазон определяется формой автокорреляционной функции и дальнейшее увеличение времени интегрирования сигнала не имеет смысла, что нужно учитывать при проведении дальнейших экспериментов.

2. Экспериментальная апробация

Для проведения физического эксперимента в соответствии со схемой, приведенной на рис 1а, были разработаны лампы радиосвета с повышенной мощностью излучения, за основу которых были взяты устройства, разработанные в [2]. Используемые лампы радиосвета излучают в полосе 2500...4800 МГц с интегральной мощностью на выходе тракта 23 дБм. В качестве приемных антенн

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 23-29- 00070)

используются специально разработанные направленные антенны типа Вивальди, сигнал с приёмных антенн попадает в малошумящий усилитель с коэффициентом усиления 20 дБ. Усиленный сигнал поступает на пассивные смесители. Частота смещения смесителя задается источником узкополосного сигнала. После прохождения через смеситель полоса частот сигнала на входе осциллографа составляет около 1 ГГц, при этом частота дискретизации на осциллографе равна 2.5 ГГц. Затем оцифрованный сигнал с квантованием 8 бит передается на ПК для финальной обработки принятой информации.

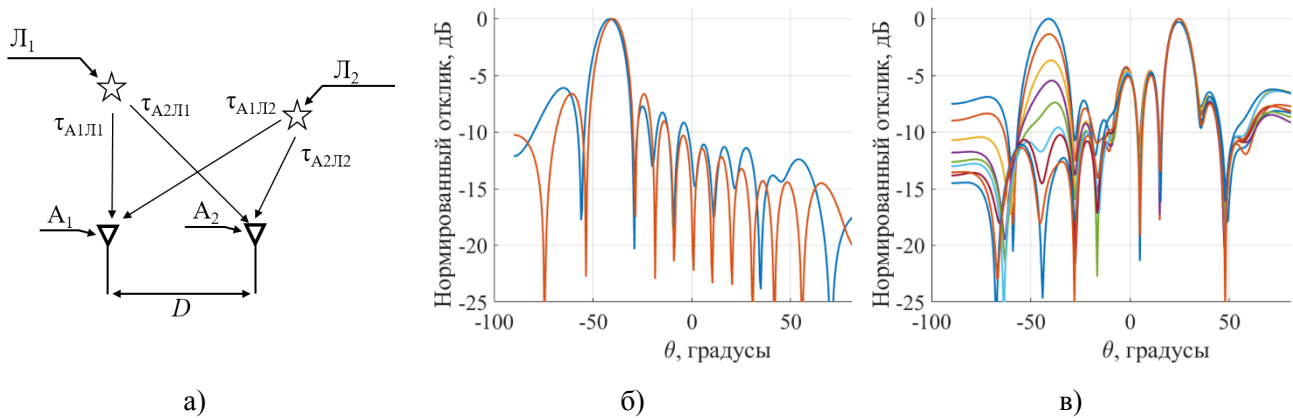


Рис. 1. а) Схема корреляционного приема радиосвета, $L_{1,2}$ – лампы радиосвета, $A_{1,2}$ – антенны, τ – задержки распространения, D – расстояние между приемными антеннами; б) Результаты экспериментальной апробации, когда включена лампа радиосвета только по направлению $\theta = -40^\circ$ (синяя линия), красной линией отображен модельный отклик системы приёма для сравнения; в) Экспериментальные отклики системы приёма для случая, когда включены обе лампы, при этом дополнительное затухание лампы радиосвета по направлению $\theta = -40^\circ$ изменялось с шагом 2 дБ в пределах от 0 до 16 дБ (отмечены различными цветами).

На рис. 1б и 1в приведены полученные экспериментально отклики системы корреляционного приёма на один включенный источник радиосвета и на два соответственно. Полученные результаты позволяют утверждать, что положение источника в пространстве влияет на полученный отклик. Показано, что возможно обнаруживать более одного источника излучения радиосвета при разнице между мощностями этих источников в 10 дБ и больше, а также, что мощность излучения источника непосредственно влияет на уровень его отклика.

3. Заключение

В работе была исследована задача создания приемника радиосвета с пространственным разрешением, основанного на корреляции сигналов, поступающих от разнесенных в пространстве приемных антенн, с целью дальнейшего эффективного формирования изображений освещенной радиосветом среды. Были проведены физические эксперименты по апробации корреляционного приёмника, подтверждающие результаты, полученные при моделировании, а также в целом работоспособность предложенного подхода.

Список литературы

1. Dmitriev A.S., Efremova E.V., Gerasimov M.Y. et al. Radio lighting based on ultrawideband dynamic chaos generators // J. Commun. Technol. Electron. 2016. Vol. 61. No. 14. P. 1259–1268. DOI: 10.1134/S1064226916110024.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. Источники радиоосвещения на основе сверхширокополосных микрогенераторов хаотических колебаний // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. № 24. С. 49–57. DOI:10.21883/pjtf.2016.24.44078.16439.
3. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В. и др. Экспериментальная ячейка приемника радиосвета // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44. № 21. С. 81–91. DOI: 10.21883/PJTF.2018.21.46859.17115.
4. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В. и др. Ячейка приемника радиосвета // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 9. С. 1–7. DOI: 10.1134/S0033849418090085.
5. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М. и др. Искусственное радиоосвещение в закрытом пространстве // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 9. С. 916–925. DOI: 10.1134/S0033849419080047.
6. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М., Рыжов А.И. Разрешающая способность при получении изображений в искусственном радиосвете // Физические основы приборостроения. 2020. Т. 9. № 3(37). С. 32–45.
7. Thompson A. R., Moran J. M., Swenson G. W. Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy, 3rd Edition. 2017. DOI:10.1007/978-3-319-44431-4.
8. Петросян М.М. Корреляционный прием радиосвета // В сб.: 32-я Междунар. Крымская конф. Труды 32-й межд. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2022 (Севастополь, 11—17 сент. 2022 г.). 2022. Вып. 4. С. 27—28.

Система автономной микроэнергетики на основе биотопливного элемента¹

Смирнов А.В., Колесов В.В.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
г. Москва, 125009, Российская Федерация
andre-smirnov-v@yandex.ru

Аннотация: В работе представлены результаты испытания макета системы автономной микроэнергетики – «биотопливный элемент (БТЭ) – конвертер-конденсатор», который позволяет преобразовывать нестабильное напряжение от БТЭ на основе терморасширенного графитового биоанода с иммобилизованными клетками *Glucanobacter oxydans* к стабильному рабочему напряжению 3.1 В.

1. Введение

В настоящее время, в связи с интенсивным развитием и технологизацией современного мира, активно развивается концепция «беспроводных сенсорных сетей» (Wireless Sensor Network-WSN). Это связано с востребованностью сенсорных сетей, состоящих из автономных маломощных датчиков различных физических величин, в различных областях науки и техники. Базовый единичный элемент сенсорной сети представляет собой автономный модуль электропитания, состоящий из источника/преобразователя энергии, преобразователя напряжения (от нестабильного значения к стабильному) и накопителя энергии (батарея, конденсатор, ионистор). В качестве источника энергии может выступать любой преобразователь энергии: фотогальванический элемент (солнечная энергия), ветрогенератор, биореактор, широкополосная ректенна (фоновое электромагнитное излучение) и т.д. [1-4] Целью работы стало создание макета универсального базового устройства автономного питания для распределенных сенсорных систем на основе биотопливного элемента.

2. Методика эксперимента

Измерительная ячейка представляла собой БТЭ с напряжением холостого хода ~450 мВ. Объем анодного отделения был равен объему катодного и составлял 10 мл. В качестве электродов анода и катода использовали биоаноды на основе терморасширенного графита (ТРГ). Электролитическая связь анодной и катодной кювет БТЭ осуществлялась через нафионовую протон-проницаемую мембрану. Иммобилизация микроорганизмов (*Glucanobacter oxydans*) осуществлялась путем включения их в гель хитозана, нанесенный на поверхность электрода. В качестве базового раствора использовался 25 мМ калий-натрий фосфатный буфер (рН 6.0), с добавлением 50 мМ хлорида натрия. В качестве субстрата для окисления использовались глюкоза и этиловый спирт. Для фиксации электрических потенциалов в процессе биохимических реакций во внешнюю цепь включался гальванопотенциостат (IPCMicro, «Кронас», Россия). Регистрация циклических вольтамперных характеристик (ЦВА) проводилась при скорости развертки 3 мВ/с. В качестве основы преобразователя напряжения использовали микросхему bq25504 (Texas Instruments, USA). Конвертер имеет малый ток покоя с типовым значением 330 нА. КПД составляет порядка 80%. Напряжение «холодного запуска» составляет 330 мВ и позволяет конвертору включаться при низком уровне сигнала от разных низковольтных устройств. После запуска входное напряжение может уменьшаться до 130 мВ, что не приведет к выключению конвертера. Выходное напряжение составляет 3 В. Конвертер может накапливать энергию в элементах различных типов, включая аккумуляторы и ионисторы. Программируемые настройки позволяют использовать микросхему преобразователя с разнообразными источниками и накопителями энергии, такими, как аккумуляторы различных типов и ионисторы.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ Государственное задание ИПЭ им. В.А. Котельникова РАН и Совета по грантам Президента Российской Федерации (грант МК-1587.2022.4).

На рисунке 1 представлены циклические вольтамперные характеристики (а) и мощностные характеристики (б) БТЭ. Из графиков видно, что БТЭ обеспечивает условия необходимые для старта преобразователя напряжения.

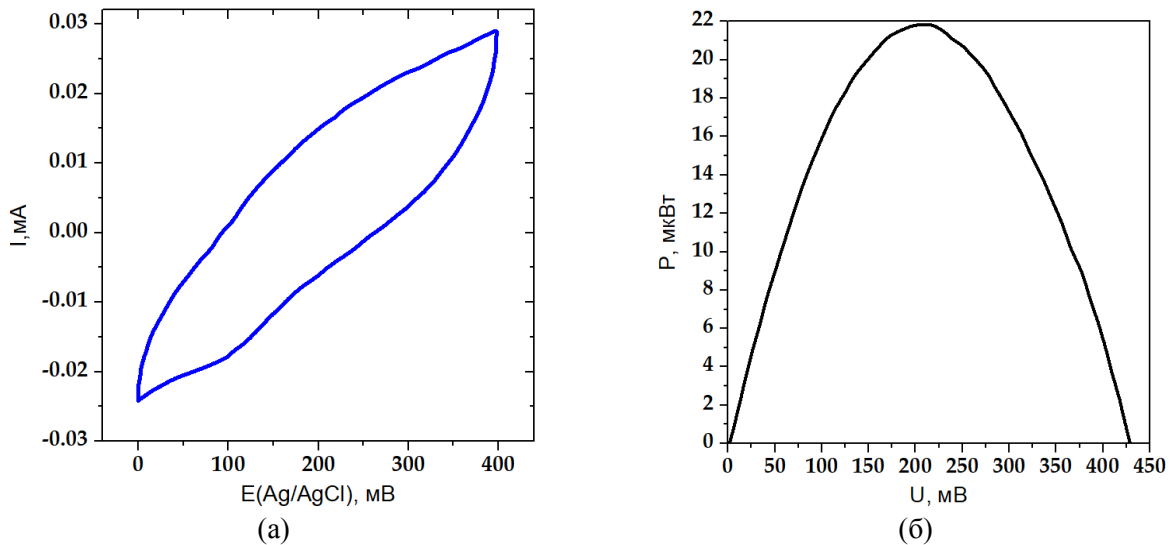


Рисунок 1. (а) ЦВА для ТРГ-электрода с иммобилизованными целыми клетками *G. oxydans* в 30 мМ калий-натрий-фосфатном буферном растворе, рН 6.0 в присутствии этанола (10 мМ), (б) Мощностная характеристика БТЭ

На рисунке 2 показана циклограмма выходных параметров накопителя при накопительной емкости 100 мкФ. Из рисунка видно, что выходной накопительный конденсатор в 100 мкФ за время порядка 14 мин заряжался до рабочего напряжения 3,1 В (1). При этом время хранения заряда до начала саморазряда за счет внутренних утечек составляло ~ 70 минут.

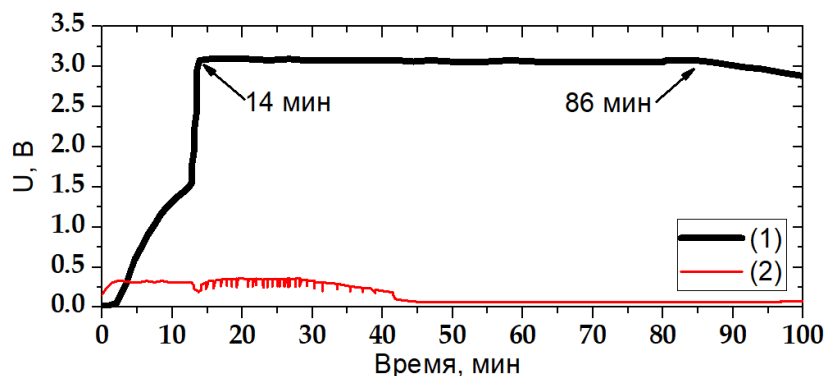


Рисунок 2. Накопление энергии (1) напряжение на конденсаторе (2) входное напряжение от БТЭ

3. Заключение

Таким образом, в работе продемонстрирован макет автономного источника питания на основе БТЭ, преобразователя напряжения и накопительного конденсатора. Показано, что время зарядки конденсатора составляет порядка 14 минут, время до начала саморазряда составляет порядка 70 минут.

Список литературы

1. De Souza R. et al. A review of small-medium combined heat and power (CHP) technologies and their role within the 100% renewable energy systems scenario //Energies. – 2021. – Т. 14. – №. 17. – С. 5338. DOI: 10.3390/en14175338
2. Mitcheson P. D. et al. Energy harvesting from human and machine motion for wireless electronic devices //Proceedings of the IEEE. – 2008. – Т. 96. – №. 9. – С. 1457-1486. DOI: 10.1109/JPROC.2008.927494
3. Roy S. et al. Design of a Highly Efficient Wideband Multi-Frequency Ambient RF Energy Harvester //Sensors. – 2022. – Т. 22. – №. 2. – С. 424. DOI: 10.3390/s22020424
4. Mösch M., Fischerauer G., Hoffmann D. A self-adaptive and self-sufficient energy harvesting system //Sensors. – 2020. – Т. 20. – №. 9. – С. 2519. DOI: 10.3390/s20092519

Передача ментальной информации в СВЧ-диапазоне электромагнитных волн для тренажерной отработки экипажем ЛА задач инструментальной посадки

Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г.

ВНИИРА

просп. Обуховской Обороны, 120, 192012, Санкт-Петербург, Российская Федерация
krivoruchko.yuri@mail.ru

Аннотация: В работе рассмотрены методы применения передачи ментальной информации в СВЧ-диапазоне электромагнитных волн при проведении тренажерной отработки задач инструментальной посадки экипажем воздушного судна.

Основная часть

Среди факторов, влияющих на безопасность полетов авиации важнейшими являются этапы захода на посадку и непосредственно посадка воздушных судов. Тенденции обеспечения безопасной посадки по категории III а, b, c в последнее время характеризуются развитием интеграции систем посадки, включающих системы ILS, MLS и GNSS [5]. Это обусловлено выявленными проблемами в создании спутниковой системы посадки GNSS, которые не обеспечивают в полной мере даже категорию II. Причины – помехоустойчивость, недостаточная целостность и значительная погрешность определения высоты, в том числе в дифференциальном режиме. На этапах посадки происходит порядка 40% чрезвычайных инцидентов, причем многие из которых обусловлены человеческим фактором. Поэтому важны методы оценки человеческого фактора, которые позволяют провести мониторинг физиологического состояния экипажа в процессе полета. К первому методу относится способ регистрации электроэнцефалограмм головного мозга человека, которые регистрируют отклонения низкочастотных сигналов альфа-ритма [3] при проведении психологических сложных задач, к которым могут быть отнесены задачи посадки воздушного судна.

Ко второму методу можно отнести способ ментального воздействия командира воздушного судна (КВС) на второго пилота путем передачи микроволновой электромагнитной информации [1, 4]. При этом КВС является индуктором передаваемой информации, а второй пилот – перцепиентом принимаемой информации. Для проведения исследований передачи ментальной информации экипаж находится в кабине тренажера самолета, которая обеспечивает экранирование от внешних электромагнитных воздействий. Структура стенда для исследований передачи ментальной информации при тренажерной отработке задач посадки представлена на рис. 1. В состав стенда входят:

1. Антенна логопериодическая 0,3 – 6 ГГц, типа СКАРД П6-122М2.
2. Малошумящий СВЧ-усилитель 0,3 – 6 ГГц.
3. Экранированная кабина самолетного тренажера.
4. Анализатор СВЧ-спектра, типа Anritsu MS 2720T с полосой 9 кГц – 20 ГГц.
5. Блок когнитивного управления [8, 9].
6. Персональный компьютер.
7. Электроэнцефалограф.
8. Видеокамера фиксации экспериментов с записью переговоров экипажа.
9. Шлем для связи с электроэнцефалографом [6].

В процессе проведения тренажерных посадок электроэнцефалограф фиксирует отклонения низкочастотных колебаний альфа-ритма при неудачных экспериментах. Механизм возникновения отклонений альфа-ритма запускает алгоритм мониторинга электромагнитных излучений в полосе анализатора спектра 0,3 – 6 ГГц. Перед экспериментами проводится калибровка испытательного стенда в исследуемом диапазоне волн.

Выбор исследуемого диапазона обусловлен накопленными данными по экспериментальным исследованиям в России и других странах. В процессе отработки результатов экспериментов представляется целесообразным проведение синтеза математических методов обработки сигналов и данных, включая методы быстрого преобразования Фурье.

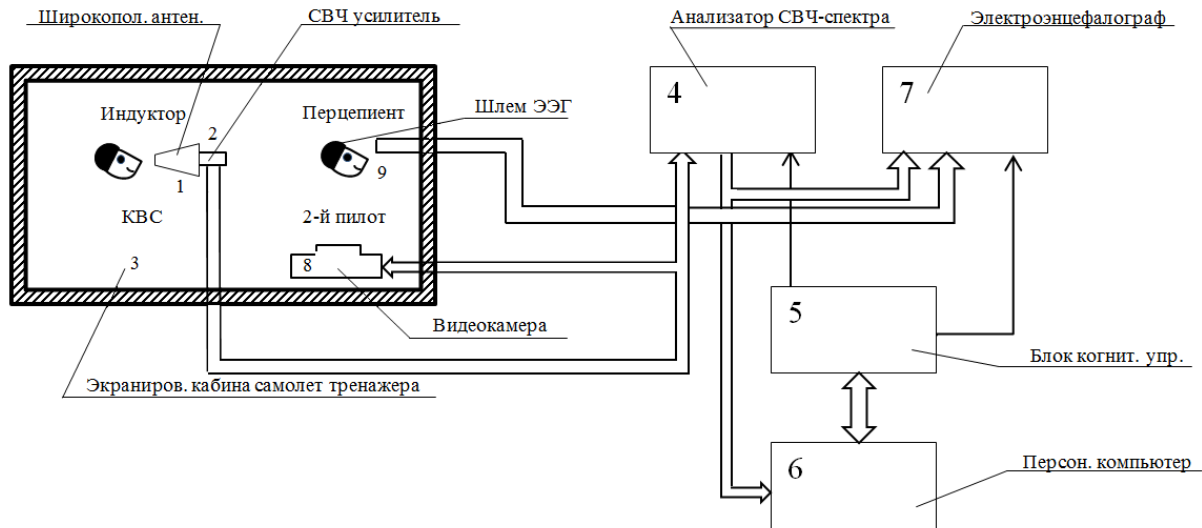


Рис. 1. Структура стенда для исследования ментальной информации

Список литературы

1. Брусиловский, Л.И. Экспериментальные исследования микроволновой электромагнитной активности головного мозга человека / Л.И. Брусиловский, А.С. Брюховецкий, С.П. Кожин и др. // Журнал радиоэлектроники . 2020. № 2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb20/2/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.2.2
2. Патент 2096991 РФ МПК А61В 5/0476 (1995.01). Способ определения эффективности мысленного воздействия индуктора на перцепиента / авторы, заявители и патентовладельцы: Баранова Л.Г., Долин Ю.С., Дымов В.И., Хатченков Н.Н. – 94001976/14, заяв. 21.01.1997; опубл. 27.11.1997.
3. Патент 2708040 РФ МПК А61В 5/05, 601R 23/00, 601R 33/02. Способ регистрации микроволновой электромагнитной активности головного мозга человека / авторы, заявители и патентовладельцы: Брюховецкий А.С., Брусиловский Л.И. - № 2017126117/14, заявл. 20.07.2017; опубл. 03.12.2019, Бюл. № 34.
4. Криворучко, Ю.Т. Совершенствование систем и средств посадки высокоманевренных летательных аппаратов классов 4++ и 5 / Ю.Т. Криворучко, Ю.Н. Музелин, Б.В. Пономаренко // Новости навигации, №3, 2018. - С. 17-26.

Результаты радиометрического зондирования виноградника в условиях помех¹

¹ Сидоров И. А., ¹ Леушин В. Ю., ¹ Чижиков С. В., ^{1,2} Новичихин Е. П.,³
Ермолов П. П., ³ Обливанцов В. В.

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, igorasidorov@yandex.ru

² ИРЭ РАН, 125009, Москва, ул. Моховая 11, корп. 7.

³ СевГУ, 299053, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

Аннотация: Приводятся результаты наземного эксперимента по многочастотному двухполяризованному радиометрическому зондированию портретов влажности почвы на винограднике в Крыму. При проведении зондирования на местности были обнаружены сильные помехи в радиоэфире как в диапазонах зондирования, так и в канале навигационного приемника, из-за чего данные оказались искаженными. Проведен анализ зарегистрированных сигналов с помехами. Определены пути поиска алгоритмов подавления помех в приемных диапазонах. Рассмотрены возможности восстановления навигационных данных с учетом априорной информации и спутниковых снимков местности в оптическом диапазоне. Приводятся карта портретов влажности почвы виноградника после обработки искаженных данных. На основе проведенного анализа обоснованы и уточнены технические требования и алгоритмы обработки данных зондирования для нового многочастотного СВЧ-радиометра для определения портретов влагосодержания почвогрунтов.

1. Введение

Результаты натурального эксперимента по дистанционному измерению портретов влажности почвы, проведенному во время работы международной научной конференции «Крымико 2022» на винограднике ООО «Качинский+» в Крыму, были опубликованы в [1]. Уточненные основные параметры радиометрической системы для дистанционного зондирования виноградников были доложены на конференции [2]. Эксперимент проводился с целью уточнения параметров, специфических особенностей и алгоритмов обработки сигнала для определения портретов влажности почвы на винограднике. Накопленный ранее опыт при радиометрическом зондировании различных объектов [3–6] недостаточен для точного определения портретов влажности почвы виноградника из-за специфики объекта исследования. Кроме того, при проведении эксперимента было обнаружено сильное влияние внешних помех в диапазонах дистанционного зондирования, а также в канале навигационного приемника. Для точного вычисления портретов влажности почвы на винограднике в условиях помех требуется поиск путей для построения новых алгоритмов учета и подавления помех.

Целью настоящей работы является демонстрация полученных результатов зондирования и поиск путей для построения новых алгоритмов учета и подавления помех как в каналах радиометрических, так и в канале навигационных данных.

2. Натурный эксперимент

СВЧ-радиометр L-диапазона имеет двухполяризованную антенну печатного типа размером 360X360X20 мм, приемник такого же размера, вместе соединенные в единую конструкцию. СВЧ-радиометр С-диапазона имеет антенну рупорного типа и приемник в едином корпусе. Внешний вид радиометров и способ перемещения показаны на рис. 1.



Рис. 1. Внешний вид СВЧ-радиометров L-диапазона, С-диапазона (слева) и способ транспортировки (справа)

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, соглашение № 22-19-00063 от 13.05.2022 г.

При проведении наземного эксперимента радиометры перемещались на руках вдоль линий примерно посередине между шпалерами, к которым крепится виноградная лоза (Рис.1). Радиометрические данные вместе с навигационными данными и данными калибровок регистрировались на карте памяти типа SD. В ходе эксперимента регистрировались радиояркие температуры по вертикальной и горизонтальной поляризациям, температура поверхности по данным инфракрасного датчика, навигационная информация. По измеренным значениям радиоярких температур на вертикальной $T_{\text{яв}}$ и горизонтальной $T_{\text{яг}}$ поляризациях вычисляется индекс поляризации I_p по формуле (1):

$$I_p = (T_{\text{яв}} - T_{\text{яг}}) / (T_{\text{яв}} + T_{\text{яг}}) \quad (1)$$

Значение индекса поляризации слабо зависит от температуры слоя почвы и в основном определяется значением диэлектрической проницаемости почвы, которая зависит от влагосодержания. Результаты обработки данных зондирования представлены на рис. 2.

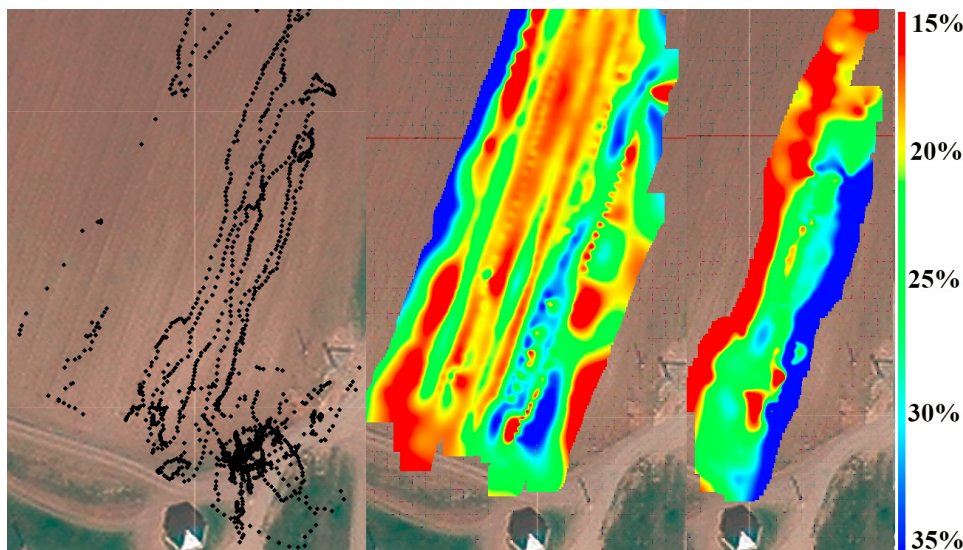


Рис. 2. Результаты обработки данных зондирования

Анализ данных зондирования демонстрирует наличие помех в канале навигационных данных. Перемещение осуществлялось вдоль прямых линий, а на карте слева видны искаженные, искривленные линии. Часть данных вообще отсутствует. Данные в диапазонах зондирования также искажены.

3. Заключение

В результате проведенного натурального эксперимента испытаний были получены геопривязанные цифровые карты температуры поверхности и объемного влагосодержания в продуктивном слое почвы. Данные карт искажены вследствие наличия помех как в канале данных навигационного приемника, так и в каналах данных радиометрических приемников. Для повышения достоверности карт, построенных по данным, содержащим помехи, требуются дополнительные исследования для поиска эффективных алгоритмов подавления помех.

Список литературы

1. Сидоров И. А., Гудков А. Г., Обливанцов В. В., Ермолов П. П., Новичихин Е. П., Леушин В. Ю., Агандеев Р. В. Радиометрическое дистанционное определение портретов влажности почвы на винограднике в Крыму // Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. Т. 27, № 5. С. 65—70. DOI: <https://doi.org/10.18127/j15604128-202205-09>.
2. Сидоров И. А., Хохлов Н. Ф., Новичихин Е. П., Болотов А. Г., Гудков Г. А., Попов В. В. Уточнение и обоснование основных параметров радиометрической системы для дистанционного измерителя влажности почвы // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2022. Вып. 4. С. 331—332.
3. Сидоров И. А., Хохлов Н. Ф., Новичихин Е. П., Леушин В. Ю. Результаты натурального эксперимента по дистанционному измерению влажности почвы двухполяризационным радиометром на полях для выращивания Мискантуса // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2021. № 3. С. 438—439.
4. Шутко А. М., Новичихин Е. П., Маречек С. В., Плюшев В. А., Сидоров И. А., Бирюков Е. Д., Решиков А. Д., Хаарбринк Р. Поляриметрическая система из двух СВЧ-радиометров типа «Ранет-21» // Радиотехника. 2013. № 1. С. 123—126.
5. Сидоров И. А., Плюшев В. А., Новичихин Е. П., Гудков А. Г. Результаты натурального эксперимента по измерению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометрического приемника с борта беспилотного летательного аппарата // Материалы 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (6—12 сентября 2016 г., Севастополь, Крым, Россия). Том 10. С. 2301—2307.
6. Плюшев В. А., Сидоров И. А., Новичихин Е. П. Двухполяризационный СВЧ-радиометр для измерения влажности почвы с борта беспилотного летательного аппарата // Материалы 27-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (10—16 сентября 2017 г., Севастополь, Крым, Россия). Том 7. С. 1663—1670.

Влияние фазового шума опорного генератора на точность сигналов радиолокационного имитатора¹

¹ Дурнаков А. А., ² Боков А. С.

^{1,2} 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: В работе рассмотрено влияние фазовых шумов опорного генератора радиолокационного имитатора, использующего технологию Digital Radio Frequency Memory (DRFM), на ошибки по дальности при формировании сигналов. Установлены значения относительной стабильности частоты опорного генератора и требуемого отклонения фазы в предельных условиях работы тестируемого радара. Приведены результаты модельного эксперимента, показывающие актуальность учета влияния фазовых шумов на точность формирования сигналов имитируемой цели.

1. Введение

Современные стандарты разработки и выпуска авиационных и спутниковых радиолокационных станций (РЛС) и радиовысотометров (РВ) требуют проверки точностных характеристик и режимов работы во всем диапазоне рабочих параметров, включая условия работы, трудно организуемые в натурных испытаниях. В лабораторных условиях для этих целей применяются имитаторы радиолокационных сигналов, которые позволяют воспроизводить распространение и отражение сигналов, как в типовой, так и в моделируемой сложной фоноцелевой и навигационной обстановке [1, 2]. Подобно РЛС [3], к ряду элементов имитаторов и моделируемому тракту (каналу) распространения сигналов предъявляются требования высокой стабильности. Одним из таких важных элементов является опорный генератор, формирующий несущую частоту ретранслируемого сигнала. Помимо этого, опорный генератор может использоваться для создания тактовой частоты цифровой части имитаторов, работающих по DRFM-технологии.

В ряде работ приводятся методики оценки величины фазового шума опорного генератора, влияния шума на пространственное разрешение РЛС [3-5]. Подобный анализ необходим для имитаторов задержки отраженных радиосигналов, адекватность использования которых подразумевает наличие стабильности работы всего тракта не хуже, чем в испытываемой РЛС. Поэтому качественные характеристики генератора, используемого в имитаторе, должны обеспечивать формирование ретранслируемых сигналов с минимальными значениями фазового шума. В данной работе рассматривается исследование и оценка влияния кратковременной стабильности опорного генератора на точность формирования имитируемых радиолокационных сигналов по дальности.

2. Моделирование и экспериментальные результаты

Требование к точности опорного генератора радиосистемы может быть задано отклонением фазы $\Delta\phi$ на интервале двойного распространения сигнала до цели и обратно [3]:

$$\Delta\phi(\tau) = 2\pi\tau f_c \sigma_f, \quad (1)$$

где $\tau = 2R/c$ – интервал времени задержки распространения сигнала, R – дальность до цели, c – скорость распространения электромагнитных волн, f_c – частота несущей, $\sigma_f = \Delta f_c / f_c$ – относительная стабильность частоты. Тогда можно определить величину отклонения частоты:

$$\Delta f_c = \frac{\Delta\phi(\tau)c}{4\pi R} \quad (2)$$

Для радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) обычно задаются ограничения на отклонение фазы в пределах от 5 до 10 градусов [3]. Для определения зависимости относительной стабильности частоты генератора от заданного предельного отклонения фазы $\Delta\phi$, были проведены вычисления с учетом выражения (2). Все расчеты были проведены с ориентировочными значениями параметров, при которых требования к стабильности близки к предельным значениям имеющихся на рынке современных устройств обработки сигналов. Для спутникового радара, с несущей частотой $f_c = 30$ ГГц, наклонные дальности изменялись от 250 до 600 км. Оценку относительной стабильности частоты генератора приведем в относительных единицах *ppb* (*Parts Per Billion*, как принято, например, в документации программно-определяемых радиосистем *USRP* и *SDR*-трансиверов). По смыслу миллиардная доля аналогична проценту и $1 \text{ ppb} = 10^{-9}$. На рис. 1 приведены графики $\sigma_f(\Delta\phi, R)$ при изменении фазы от 0 до 22,5 градусов. Достаточное значение относительной стабильности

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № 075-03-2023-006).

частоты уменьшается с увеличением максимальной имитируемой дальности: $\sigma_f = 1,25 \text{ ppb}$ для $R = 250 \text{ км}$, $\sigma_f = 0,78 \text{ ppb}$ для $R = 400 \text{ км}$ и $\sigma_f = 0,52 \text{ ppb}$ для $R = 600 \text{ км}$.

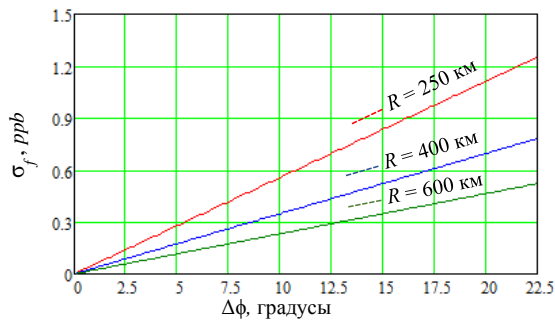


Рис. 1. Зависимость относительной стабильности частоты от предельного отклонения фазы

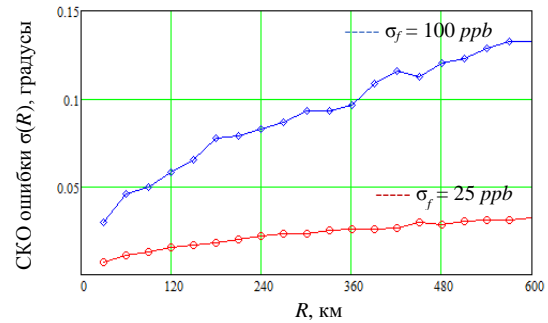


Рис. 2. Зависимость СКО ошибки по дальности при заданных стабильностях частоты генератора

Для оценки требований стабильности частоты опорного генератора имитатора были проведены модельные эксперименты с варьированием по дальности и определением среднеквадратического отклонения (СКО) ошибки по дальности $\sigma(R)$. Дальность изменялась от 30 до 600 км с шагом 30 км. На каждом шаге изменения дальности к частоте цифровой обработки сигнала f_{dsp} добавлялось случайное отклонение. Количество усреднений для расчета СКО $n = 256$ (типовая длина пачки при обработке), случайное значение дальности \bar{R}_i соответствовало числу тактов цифровой задержки в имитаторе. Аддитивный шум имел нормальное распределение с нулевым матожиданием и СКО σ_f , равным аппаратурной стабильности опорного генератора.

СКО ошибки по дальности вычислялось в соответствии с выражениями:

$$\sigma(R_i) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=0}^{n-1} (R_i - \bar{R}_i)^2}, \quad \text{где } \bar{R}_i = \frac{c}{2f_{dsp}} \cdot \sum_{j=0}^{\text{int}(R_i 2f_{dsp}/c)-1} (1 + \text{normrnd}(\sigma_f))^{-1}. \quad (3)$$

Результаты моделирования приведены на рис. 2. Критерием оценки допустимой СКО ошибки $\sigma(R)$ являлась величина $\lambda/16/3$, что соответствует $7,5^\circ$, менее которой на всех формируемых дальностях работы имитатора в испытуемой РЛС будет выполняться условие когерентной обработки пачки импульсов. Приняв ограничение отклонения фазы опорного генератора равным $7,5^\circ$, по графикам на рис. 1 получим величины относительной нестабильности частоты при различных дальностях: для $R = 250 \text{ км}$ получим $\sigma_f \leq 0,41 \text{ ppb}$, для $R = 400 \text{ км}$ получим $\sigma_f \leq 0,26 \text{ ppb}$ и для $R = 600 \text{ км}$ получим $\sigma_f \leq 0,17 \text{ ppb}$. Такие значения не достижимы даже при выборе высокостабильных лабораторных генераторов, в том числе синхронизируемых по сигналам спутниковой системы GPS. Однако, по рис. 2, при аппаратурной стабильности частоты $\sigma_f = 25 \text{ ppb}$ на максимальной дальности 600 км наблюдается СКО ошибки по дальности $\sigma(R) \approx 0,03^\circ$. Для $\sigma_f = 100 \text{ ppb}$ СКО получаем $\sigma(R) \approx 0,13^\circ$. Т.е. значения ошибки по дальности, благодаря случайным величинам и знакам отклонений частоты, оказываются значительно меньше предельных по (1) и меньше требуемых $\lambda/16/3$.

Таким образом, DRFM-технология формирования сигналов в имитаторе радиоканала построенном, например, на базе устройства NI USRP-2974 со встроенным OCXO-генератором с $\sigma_f = 25 \text{ ppb}$, будет работоспособна во всем диапазоне дальностей до 600 км.

3. Заключение

Результаты модельного эксперимента позволяют оценить влияние стабильности работы опорного генератора на точность формирования по дальности сигналов имитатора, используемых для проверки бортовых радиовысотометров, различных РЛС обзора пространства и систем дистанционного зондирования Земли. Полученные результаты определяют величины относительной стабильности частоты и допустимого отклонения фазы генератора при подборе аппаратных решений.

Список литературы

1. Т. А. Lepekhina, V. I. Nikolaev, A. M. Tarasenko, "A hardware and software complex of experimental tryout for radioelectronic facility signal simulation, registration and analysis," *Problems of advanced micro- and nanoelectronic systems development*, 2018, pp. 119-126.
2. J. Moghaddasi and K. Wu, "Multifunctional transceiver for future radar sensing and radio communicating data-fusion platform," in *IEEE Access*, vol. 4, 2016, pp. 818-838.
3. Занин К. А. Оценка влияния фазового шума элементов информационного тракта на показатели качества радиолокационного изображения (на примере опорного генератора) // Вестник НПО имени С.А. Лавочкина. 2021. №1. С. 4-11.
4. G. Krieger and M. Younis, "Impact of oscillator noise in bistatic and multistatic SAR," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 3, no. 3, pp. 424-428, July 2006. doi: 10.1109/LGRS.2006.874164.
5. Armin W. Doerry, "Radar Receiver Oscillator Phase Noise," // Sandia National Laboratories. Technical Report. April 2018. 67 p.

Двухканальный имитатор радиоканала для исследования взаимного влияния и совместной работы радиосистем¹

¹ Слизкой В. К., ² Боков А. С.

^{1,2} Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация

¹v.k.slizkoi@urfu.ru, ²a.s.bokov@urfu.ru

Аннотация: Предлагается новый способ полунатурного моделирования для исследования нежелательного влияния или совместной работы двух радиосистем, работающих в общем диапазоне частот. Рассмотрена структура двухканального имитатора радиолокационных сигналов, каждый из каналов которого может содержать суммы зондирующих и отраженных сигналов каждой из радиосистем. Использование общего вычислителя параметров радиолокационной сцены и цифровой обработки позволяет имитировать переменные дальности, доплеровские сдвиги частоты и ослабления парциальных сигналов на входе приёмных устройств исследуемых радиосистем.

1. Введение

Исследование, разработка, проверка электромагнитной совместимости однотипных и различных радиолокационных систем (РЛС) при их одновременной работе, в том числе при работе в одном или близких диапазонах частот позволяет уменьшить вероятность аварий из-за некорректной работы РЛС. В качестве альтернативы и более дешевого, сравнительно легко организуемого и легко повторяемого дополнения к натурным испытаниям может выступать технология полунатурного моделирования (ПНМ). Предлагаемая реализация технологии ПНМ заключается в цифровой обработке радиолокационного сигнала каждой проверяемой РЛС таким образом, чтобы он стал эквивалентным отраженному в реальном радиолокационном канале общей виртуальной радиолокационной сцены. Таким образом, разработка комплексов ПНМ с многоканальными имитаторами радиоканалов является актуальной задачей в области радиолокации и радионавигации.

Предлагаемая структура позволяет учитывать такое взаимное воздействие и проводить верификацию двух РЛС при их одновременной работе. Возможными актуальными задачами двухканальной имитации является работа двух и более РЛС/радиовысотомеров с непрерывным/импульсным излучением на близко движущихся ЛА, или на одном ЛА (для резервирования). Аналогично возможно исследование работы РЛС/радиовысотомеров при совместной работе с помехопостановщиками, в том числе ретрансляционного типа [1-3].

2. Краткое описание предлагаемого метода и схемы построения имитатора

Построение канала цифровой обработки для полунатурной имитации отраженного от подстилающей поверхности сигнала требует некоторых упрощений относительно реальной физической картины, которую можно представить как отражение радиолокационного сигнала от элементарных отражателей, обладающих площадью, углом наклона и коэффициентом отражения – фазетов. Таким упрощением является модель, в которой элементарные отражатели, группируются по степени удаленности относительно фазового центра облучения антенны, сводя таким образом вычисления в комплексе ПНМ к вычислению свертки с импульсной характеристикой цели или поверхности.

Основными факторами изменения отраженного сигнала в радиолокационном канале являются: сдвиг фазы, частотное доплеровское смещение и затухание мощности. Для имитации такого стандартного радиолокационного канала построен канал цифровой обработки согласно известному принципу построения DRFM симулятора [2, 3]. Данный принцип заключается в записи в радиочастотную память принимаемый от РЛС сигнал и произведении над ним различных операций с целью получения сигнала, прошедшего реальный радиолокационный канал, т.е. эквивалентного отраженному от реальной цели или поверхности. Частотный (фазовый) сдвиг имитируется цифровым умножением на сигнал доплеровского смещения, задержка и затухание мощности при отражении от различных колец дальности – цифровой сверткой.

Структурная схема построения предлагаемого имитатора с учетом «перекрестного влияния» радиолокационных сигналов приведена на рис. 1. Задача имитатора – сформировать сигналы $X_1(t)/X_2(t)$, которые являются эквивалентными отраженным от реальной цели или земной/водной поверхности на основе входных радиолокационных сигналов $A_1(t), A_2(t)$.

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № 075-03-2023-006).

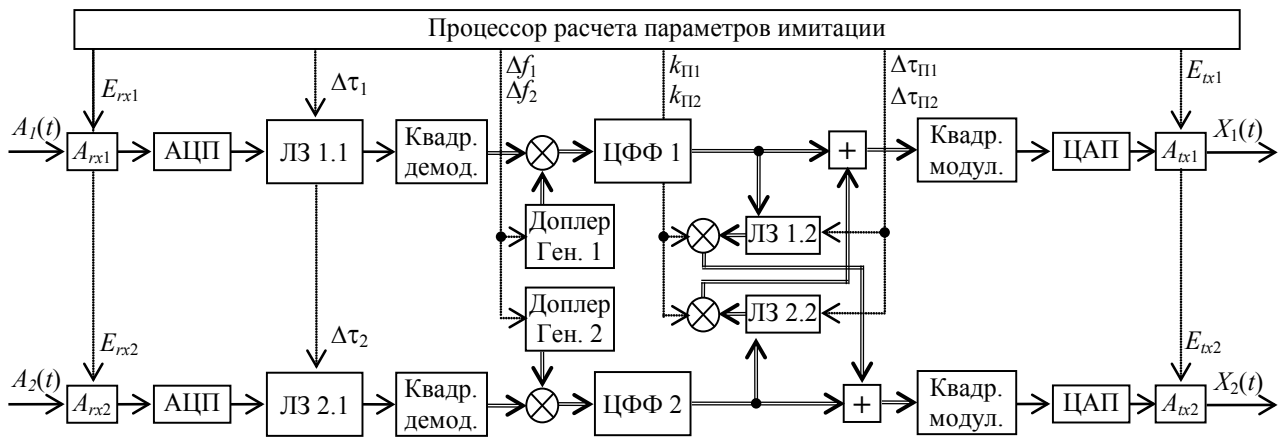


Рис. 1. Блок-схема DRFM-имитатора отраженного сигнала с расчетом свертки и обновлением ИХ поверхности

Входные сигналы проходят аналоговую обработку в блоках A_{rx1}/A_{rx2} , в которую входит фильтрация, перенос на промежуточную частоту, коррекция уровней E_{rx1}/E_{rx2} . Оцифрованный сигнал проходит управляемые линии задержки «ЛЗ 1.1»/«ЛЗ 2.1» с параметрами $\Delta\tau_1/\Delta\tau_2$. Сигналы с выходов линий задержки попадают на входы квадратурных демодуляторов, которые выделяют синфазную и квадратурную составляющие сигнала (квадратурный сигнал показан двойной линией). Для реализации доплеровского смещения сигналы попадают на входы умножителей. Вторым множителем является гармонический комплексный сигнал доплеровского смещения, получаемый на выходе генераторов «Доплер Ген. 1»/«Доплер Ген. 2» на основе заданной частоты $\Delta f_1/\Delta f_2$. Далее каждый сигнал проходит свертку в блоках цифровых формирующих фильтрах «ЦФФ 1»/«ЦФФ 2» с характеристикой поверхности/многоточечной цели. После прохождения свертки сигнал суммируется с составляющей перекрестного цифрового канала, прошедшей задержку в «ЛЗ 1.2»/«ЛЗ 2.2» и умножение с числом-параметром $k_{П1}/k_{П2}$, которое позволяет регулировать уровень влияния перекрестного канала. Наконец, каждый сигнал проходит квадратурный модулятор «Квадр. модуль», ЦАП и выходную аналоговую обработку в блоках A_{tx1}/A_{tx2} в которых происходит коррекция уровня выходного сигнала на основе параметров E_{tx1}/E_{tx2} , формируя таким образом выходные сигналы $X_1(t)/X_2(t)$, поступающие на входы исследуемых устройств. Устройство блока ЦФФ может быть реализовано на ПЛИС [4].

Таким образом, имитация перекрестного влияния радиолокационных каналов реализуется за счет ответвления в цифровом канале имитации, с добавлением задержки, уровня, частотного сдвига «перекрестного влияния». Дополнительная задержка в данном канале имеет меньший диапазон изменения относительно основного канала, так как расстояние между приемными антеннами радиолокационных каналов, как правило, много меньше дистанции прохождения основного радиолокационного сигнала. Входной сигнал для канала цифровой обработки «перекрестного влияния» поступает после прохождения только одной свертки с характеристикой поверхности в основном канале, что делается в текущей версии для сокращения вычислительных ресурсов ПЛИС.

3. Заключение

Рассмотрен метод имитации перекрестного влияния одноплатных/различных РЛС с учетом возможных случаев электромагнитного взаимодействия при их одновременной работе. Также возможными применениями методики могут быть исследования работы РВ и РЛС при действии постановщика помех, либо двух систем в одном диапазоне частот, в том числе при размещении на одном борту (резервировании). Построение имитатора согласно рассмотренному методу требует модификации стандартного канала ЦОС в виде дополнительных ответвлений с урезанными по функционалу и максимальным значениям параметров имитации.

Список литературы

1. Перунов Ю. М., Фомичев К. И., Юдин Л. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. М.: Радиотехника, 2008. 416 с.
2. Боков А. С., Важенин В. Г., Иофин А. А., Мухин В. В. Ретрансляционный имитатор сигналов для проверки характеристик бортовых радиолокационных систем и устройств // Надежность и качество сложных систем. 2019. № 3 (27). С. 40–49. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://nikas.pnzgu.ru/nikss5319> (дата обращения: 07.05.2023).
3. Егоров Н., Кочемасов В. Технология цифровой радиочастотной памяти // Электроника, №10, 2016. С. 62–71.
4. Слизкой В. К., Боков А. С., Гусев А. В. Разработка цифрового формирующего фильтра имитации отражения сигнала радиовысотомера от поверхности. В сб.: СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: сборник трудов 31-й Международной конференции КрыМиКо'2021, Севастополь, 2021. С. 474–475.

Полунатурное моделирование работы радиовысотомера над морской поверхностью с переменными параметрами ¹

¹ Боков А. С., ² Зейналов Э. Н., ³ Слизкой В. К.

^{1,2,3} Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация

¹a.s.bokov@urfu.ru, ²emil.zeynalov.1996@mail.ru, ³v.k.slizkoi@urfu.ru

Аннотация: Рассмотрены способ и устройство для имитации радиолокационного сигнала, отраженного от взволнованной водной поверхности. За основу построения имитатора взята технология радиочастотной памяти, позволяющая формировать эхосигнал на основе преобразования зондирующего сигнала с практически произвольными видом, полосой, крутизной и длительностью модуляции. Преобразование выполняется на базе системы на кристалле семейства Zynq-7000 с учетом переменных высоты и длины морской волны, ширины диаграммы направленности антенны, эволюций, скорости и высоты полета летательного аппарата. Для этого выполняется свертка сигнала с моделируемой в реальном времени импульсной характеристикой морской поверхности (ИХМП), рассчитываемой по феноменологической модели отражателей, образующих динамично изменяющийся рельеф волны в области пятна облучения.

1. Введение

Бортовые радиовысотомеры малых высот, для улучшения точности и чувствительности, строятся с использованием принципа приёма и узкополосной обработки принятого преобразованного сигнала. При этом непрерывное излучение сигнала с ЛЧМ сопровождается постоянным изменением периода модуляции зондирующего сигнала [1, 2]. Различные радиовысотомерные системы и обзорные РЛС также могут подбирать/«адаптировать» параметры модуляции в зависимости от режима работы и результатов оценки радиолокационной обстановки и характеристик земной поверхности, полученных в предыдущих циклах наблюдений. При полунатурном моделировании (ПНМ), необходимо для предварительной лабораторной проверки тактикотехнических характеристик бортовых систем, такие особенности делают невозможным предварительный расчет и подстановку или генерацию реализаций эхосигналов. Решение – это формирование отсчетов отраженных сигналов на основе непрерывного преобразования зондирующего сигнала с помощью имитатора построенного по технологии радиочастотной памяти [2].

2. Краткое описание модели морской поверхности и схемы построения имитатора

Для гибкости и возможности выполнения ПНМ в составе пилотажно-навигационного комплекса, заранее неизвестными могут быть и траектория полета, и параметры поверхности. Таким образом, параметры ПНМ должны вычисляться в реальном времени на основе некоторой специальной математической модели динамически меняющейся фоноцелевой обстановки. Компромиссная реализация такого подхода возможна с использованием феноменологической модели многолучевого распространения и отражения сигналов от поверхности пятна облучения, представленной набором конечного числа локальных «блестящих» точек/отражателей/фасетов. Для сохранения адекватности, статистических свойств эхосигналов, воспроизведения траектории полета и рельефа морской поверхности парциальные отраженные сигналы должны иметь соответствующие задержку, доплеровское смещение и мощность [3].

Для ускорения работы модели целесообразно ограничиться областью пространства, соответствующего эффективному пятну облучения антенной. Взволнованная водная поверхность может быть смоделирована, как зависимость высот z_i моделируемых точек от их относительных координат x_i, y_i (случайно и равномерно распределенных по x, y в пределах пятна облучения) и от времени (воспроизведения динамики движения морских волн изменением координаты z_i). За счет дополнения каждого отражателя «временем жизни», упрощается имитация движения волн, движения и угловых эволюций ЛА [3, 4]. Для этого «время жизни» каждой «блестящей» точки также является случайным (равномерное распределение от 0 до 1 с), а также ограничивается условием нахождения в пятне облучения. По окончании такого времени происходит автоматическая регенерация отражателей в новых случайных координатах (x_i, y_i) . Группирование текущих наклонных дальностей от ЛА до (x_i, y_i, z_i) позволяет рассчитать текущие значения комплексной (с учетом фаз) ИХМП. Свертка принимаемого зондирующего сигнала с ИХМП, даст в результате сигнал, отраженный от волн заданной по модели

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № 075-03-2023-006).

длины, высоты и скорости. Структурная схема предлагаемого имитатора с расчетом и обновлением параметров поверхности и траектории ЛА в режиме реального времени приведена на рис. 1.

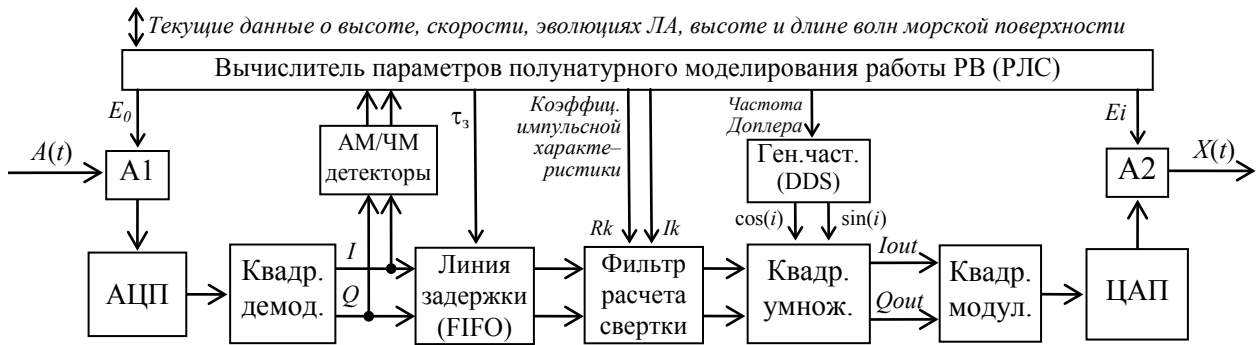


Рис. 1. Имитатор отраженного сигнала с расчетом и обновлением параметров поверхности и траектории ЛА

При полунатурном моделировании задачей имитатора является формирование сигнала $X(t)$, эквивалентного отраженному от реальной морской/водной поверхности. Для этого зондирующий сигнал РВ $A(t)$ проходит аналоговую обработку: заданное ослабление мощности, перенос на промежуточную частоту и фильтрацию в блоке «А1». Затем оцифрованный в АЦП сигнал попадает на вход квадратурного демодулятора «Квадр. демод.» (гетеродины не показаны), где выполняется перенос на нулевую частоту и выделяются его синфазная I и квадратурная Q составляющие. Полученный комплексный сигнал проходит линию задержки (FIFO), имитирующую заданную высоту полета, а точнее текущую наклонную дальность до ближайшей точки отражения на водной поверхности. Задержанный на τ_3 сигнал проходит фильтр расчета свертки с ИХМП. ИХМП содержит реальные Rk и мнимые Ik части коэффициентов, рассчитываемые процессорной частью вычислителя параметров. Квадратурный умножитель осуществляет комплексное умножение сигнала с гармоникой, формируемой методом прямого цифрового синтеза на выходе блока «Ген. част. (DDS)», для имитации сдвига частоты Доплера возникающего при наличии ненулевой вертикальной скорости. Результат комплексного умножения проходит квадратурную модуляцию в блоке «Квадр. модуль.» и ЦАП. Блок аналоговой обработки «А2» переносит сигнал на исходную несущую частоту, а также производит заданное ослабление сигнала, соответствующее высоте полета и уровню волнения водной поверхности.

Детекторы амплитудной (АМ) и частотной (ЧМ) модуляции используются при калибровке и самотестировании, а также позволяют выполнять имитацию малых высот с задержками меньшими собственной задержки имитатора [2]. При этом реализация FIFO, DDS, квадратурные демодуляция, свертка, умножение, модуляция, а также обновление коэффициентов Ik , Rk посредством цифрового автомата, осуществляются на ПЛИС на модуле «Деталь-ЦОС-В1», содержащего систему на кристалле XC7Z045 семейства Zynq-7000 [4].

Регулируя количество отражателей в модели текущего положения и формы пятна облучения, ограниченного шириной и отклонением диаграммы направленности антенны, можно подстраивать модель в сторону качества или производительности с учетом методов обработки сигнала в РВ/РЛС.

3. Заключение

Рассмотрен способ построения имитатора с переменными параметрами поверхности. Метод расчета свертки с динамически перевычисляемой импульсной характеристикой морской поверхности позволяет проводить полунатурное моделирование и исследование работы перспективных бортовых РВ и РЛС как с переменными параметрами траектории полета и поверхности, так и с независимо подстраиваемыми в локации «адаптивными» параметрами модуляции зондирующих сигналов.

Список литературы

1. Скрыпник О. Н. Радионавигационные системы воздушных судов : учебник. Москва : ИНФРА-М, 2018. 348 с. + Доп. материалы [Электронный ресурс]. – (Высшее образование : Бакалавриат). – dx.doi.org/10.12737/1064
2. Боков А. С., Важенин В. Г., Гусев А. В., Нагашибаев Д. Ж., Иофин А. А. Учет переменных параметров линейной частотной модуляции в имитаторе отраженных сигналов для радиовысотометров // Надежность и качество сложных систем. Пенза : ПГУ, 2017. № 3 (19). С. 60-67. URL: <https://nikas.pnzgu.ru/nikss9317>
3. Bokov A. S., Zeynalov E. N., Markov Y. V. Mathematical Modeling of Sea Surface for the Purpose of Real-time Radar Signal Simulation // 2021 RSEMW Proceeding – Divnomorskoe, 2021, pp. 405-408. doi: 10.1109/RSEMW52378.2021.9494042
4. Слизкой В. К., Боков А. С., Гусев А. В. Особенности реализации режима реального времени в имитаторе отраженного сигнала при моделировании земной поверхности. В сб. : СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : сборник трудов 32-й Междунар. науч.-техн. конф., Севастополь, 11–17 сентября 2022 г. С. 351-352.

Гравитационное излучение от тесных двойных систем из сверхмассивных черных дыр¹

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: На основе длительного мониторинга активного ядра галактики (АЯГ) АО 0235+164 выполнен комплекс исследований для определения кинематических и динамических характеристик. С помощью гармонического и вейвлет анализов определены гармонические составляющие изменений спектральных плотностей потоков. На основе полученных данных определены параметры тесной двойной системы из сверхмассивных черных дыр. Использование только радиоданных для определения параметров является совершенно новым подходом, так как прежде для этого приходилось привлекать дополнительно данные других диапазонов длин волн, например, оптического. Преимущества предлагаемого метода очевидны, так как в радиодиапазоне (особенно на миллиметровых волнах) АЯГ удобны для исследований.

1. Введение

Вопросы гравитационного излучения в двойных системах из сверхмассивных черных дыр (СМЧД) в активных галактических ядрах (АЯГ) остаются в настоящее время мало исследованными из-за отсутствия надежных методов определения параметров этих систем. Регистрация коротких вспыхивающих явлений от слияния тесных двойных звездных систем (на временных интервалах доли секунды) перспективны для обнаружения известными лазерными детекторами гравитационных волн LIGO и LISA. Фиксирование гравитационных волн (ГВ) от источников в течение длительных промежутков времени (годы) более предпочтительно для детекторов типа International Pulsar Timing Array (IPTA).

СМЧД в центрах галактик могут быть очень мощными объектами, излучающими во всех диапазонах электромагнитного спектра включая важный диапазон ГВ. Однако практически отсутствуют АЯГ с тесными двойными системами (ТДС) из СМЧД с точно определенными кинематическими и динамическими характеристиками компонентов, необходимыми для определения параметров излучения ГВ. Это можно связать как с недостаточностью многочастотных данных, полученных на основе длительных мониторингов, так и отсутствием четкой методологии определения основных параметров СМЧД.

Кинематическими и динамическими характеристиками компонентов предполагают знание моделей орбит черных дыр, их масс, динамических потерь системы. Для этого необходимо исследовать, в том числе, физические условия в центральных областях АЯГ. Поэтому, многочастотный мониторинг плотностей потоков на отдельных антеннах может иметь первостепенное значение для нахождения требуемых параметров СМЧД.

По данным многолетнего многочастотного мониторинга в радио- и оптическом диапазонах длин волн получены физические характеристики массивной системы АО 0235+164.

2. Наблюдения и результаты

Наблюдения на частотах 8, 22.2 и 36.8 ГГц проводились с помощью 22-метрового радиотелескопа РТ-22 Крымской астрофизической обсерватории. Данные на частоте 8 и 14.5 ГГц получены на 26-метровом радиотелескопе РТ-26 обсерватории Мичиганского университета [1]. Мониторинг на частоте 15 ГГц осуществлялся с помощью 40-метрового радиотелескопа Owens Valley Radio Observatory [2].

В табл. 1 приведены результаты гармонического анализа, выполненные методом Шустера. Уверенно выделяется период 6 лет. Более короткие периоды 2.0 и 1.0 года выделены на всех частотах радиодиапазона.

¹ Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №23-22-10032, <https://rscf.ru/project/23-22-10032/>.

Таблица 1. Гармонический анализ вариаций потоков АО 0235+164 на различных длинах волн.

Частота, ГГц	8.0	14.5	22.2	36.8
Годы	5.6 ± 0.3	5.7 ± 0.3	5.4 ± 0.4	6.0 ± 0.4
Годы	2.0 ± 0.2	1.9 ± 0.2	1.9 ± 0.2	2.0 ± 0.5
Годы	1.0 ± 0.1	1.0 ± 0.1	1.2 ± 0.2	1.2 ± 0.2

Нестационарные источники излучения от ТДС из СМЧД представляют собой компактные образования, локализованные в центральных областях галактик. Они вращаются вокруг общего центра тяжести по эллиптическим орбитам. На определенной стадии эволюции двойных СМЧД может возникнуть ситуация, когда аккреционный диск (АД) будет располагаться внутри орбит компаньонов. В этом случае, СМЧД являются ТДС. Динамика системы из СМЧД с общим АД и процессы излучения определяются аккрецией окружающего вещества на вращающийся АД, его прецессией и вращением двойных СМЧД в плотной среде вокруг общего центра тяжести.

Кроме электромагнитного спектра СМЧД могут являться важными источниками ГВ. Различные гравитационные детекторы могут регистрировать ГВ в различных частотных диапазонах. Для регистрации ГВ от ТДС из СМЧД более подходящими являются детекторы IPTA (International Pulsar Timing Array), работающие в супер низком частотном диапазоне $10^{-9} - 10^{-8}$ Гц, где излучаемая ТДС из СМЧД мощность может быть значительной. Даже в отсутствии вспышек в объекте, мощность ГВ может составлять величину $dE/dt \sim 10^{45}$ эрг/с [3].

Выражения для параметров двойной СМЧД, полученные на основе мониторинга в радиодиапазоне, позволяют оценить следующие физические характеристики: массы компаньонов и размеры орбит: $m \approx (5 \pm 3) \cdot 10^9 M_{\odot}$, $M \approx (6.3 \pm 3) \cdot 10^9 M_{\odot}$, $R_{\text{комп}} \approx (3 \pm 2) \cdot 10^{17}$ см.

Двойная СМЧД АО 0235+164 по полученным результатам является одной из самых массивных и динамичных систем. Ее запас кинетической энергии: $E_{\text{кин}} = E_{\text{кин } M} + E_{\text{кин } m} \approx 4.5 \cdot 10^{60}$ эрг, которая расходуется на гравитационное излучение, преодоление динамического трения о плотную среду АД и аккрецирующего вещества. Можно рассчитать скорость потерь энергии на излучение ГВ [4]:

$$\frac{dE}{dt} = \frac{32 \cdot G^4 \cdot M^2 \cdot m^2 \cdot (M+m) \cdot \left(1 + \frac{73e^2}{24} + \frac{37e^4}{96}\right)}{5c^5 \cdot a^5 \cdot (1-e^2)^{\frac{7}{2}}}$$

Для найденных значений масс компаньонов АО 0235+164, величины $a = R_{\text{центр}} + R_{\text{компл}} \approx 5.4 \cdot 10^{17}$ см и эксцентриситета $e = 0$, имеем $dE/dt_{\text{ГВ}} \approx 4.4 \cdot 10^{46}$ эрг/сек. Полученное значение втрое меньше, чем у самого мощного излучателя ГВ - 3С 454.3 [5] и сравнима с мощностью ГВ от ОJ 287 [6]. Учитывая же, что АО 0235+164 находится дальше, чем ОJ 287, то он является третьим претендентом по уровню плотности потока ГВ у поверхности Земли для обнаружения ГВ.

Мы получили важный вывод о том, что СМЧД АО 0235+164, наряду со сверхмассивными черными дырами, такими как 3С 454.3 и ОJ 287, является перспективным для обнаружения от него ГВ в диапазоне $10^{-9} - 10^{-8}$ Гц с помощью IPTA - гравитационно-волнового детектора, работающего на этой сверхнизкой частоте, и обладающим высокой чувствительностью, необходимой для регистрации низких значений мощности вблизи поверхности Земли [7].

3. Заключение

Массивная система АО 0235+164, как 3С 454.3 и ОJ 287, может быть мощным излучателем гравитационных волн в диапазоне $10^{-8} - 10^{-9}$ Гц, которое может быть доступно для обнаружения детекторами International Pulsar Timing Array.

Список литературы

1. M.F. Aller, H.D. Aller, P.A. Hughes & G.E. Latimer, Variability of Blazars, eds. E. Valtaoja, & M. Valtonen (Cambridge Univ. Press), 126 (1992).
2. J.L. Richards, W. Max-Moerbeck, V. Pavlidou, et al., Astrophysical Journal Supplement **194**, 29 (2011).
3. A.E. Volvach, L. N. Volvach, M.G. Larionov, Astronomy & Astrophysics. 2021. V.648. A27. 8p
4. P.C. Peters, Phys. Rev. B **136**, 1224 (1964). DOI: 10.1103/PhysRev.136.B1224.
5. A.E. Volvach, L. N. Volvach, M.G. Larionov, A&A **648**, A27. 8p (2021.)
6. Yu-Tao Sun, Jie-Ying Liu, Jin-zhong Lin, et al., Chinese Astron. and Astrophys. **35**, 123 (2011).
7. P.S. Smith, E. Montiel, S. Rightley, et al., Fermi Symposium, eConf Proceedings C091122 (2009). arXiv:0912.3621.

Особенности применения радиоволн микроволновых диапазонов автоматическими межпланетными станциями

Кудрявченко И. В., Вязнецев Я. А.

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

Аннотация: Рассматриваются особенности применения радиоволн (РВ) микроволновых диапазонов в задачах исследования планет Солнечной системы автоматическими межпланетными станциями (АМС).

1. Введение

В последние годы, благодаря исследованиям планет и планетных систем Солнечной системы с помощью АМС, начало которым было положено в 1959 году советской автоматической станцией «Луна-1», появились новые возможности для дальнейшего освоения ближнего Космоса [1]. По приблизительным оценкам за период с 1959 по 2022 годы разными странами и международными космическими агентствами был осуществлен запуск более чем 240 АМС, которые достигли второй космической скорости и преодолели земное притяжение, выполняя научные проекты и программы по исследованию космического пространства в пределах Солнечной системы [2].

Особое значение для реализуемых программ имеют радиотехнические системы и комплексы, использующие свободно распространяющиеся радиоволны (РВ) микроволновых диапазонов, к которым традиционно относят РВ дециметрового (ДМВ), сантиметрового (СМВ) и миллиметрового (ММВ) диапазонов. Отдельное место занимают децимиллиметровые или субмиллиметровые волны (СММВ), которые расположены в части спектра электромагнитных волн между короткими ММВ и длинными инфракрасными волнами [3].

2. Теоретическая часть

В радиолиниях АМС — Земля, устанавливаемых на этапах перелёта и орбитального полёта, осуществляется двухсторонняя связь с наземными станциями для передачи телеметрии, сигналов управления и получаемых АМС в ходе полёта данных об исследуемых объектах. Существенное значение на этапе перелёта приобретают измерения с Земли траектории АМС. Для этих целей используется созданная в течение последних десятилетий инфраструктура наземных комплексов дальней космической связи, благодаря которой возможно применение для высокоточных измерений радиointерферометров со сверхдлинной базой [4]. В некоторых случаях для повышения точности траекторных измерений АМС используются излучения квазаров [5]. В указанных радиолиниях применяются волны ДМВ и СМВ диапазонов, которые в системе обозначений IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) отнесены к частотным диапазонам S, X и Ka [6].

В радиолиниях АМС — планета (исследуемый объект — ИО), устанавливаемых на этапе орбитального полёта, реализуется два основных варианта, зависящих от конструкции АМС. Если используется неразделяемая конструкция, то применяются вторичные радиолинии, в которых информация об ИО «накладывается» на РВ, излучаемые передатчиками АМС. В случае разделения АМС на орбитальный модуль и спускаемый аппарат, обеспечивающий мягкую посадку на поверхность ИО одного или нескольких подвижных/неподвижных исследовательских модулей, наряду с вторичными, применяются и первичные радиолинии, по которым осуществляется двусторонняя передача информации между исследовательским и орбитальным модулями.

Общими требованиями к применяемым радиолиниям являются:

- минимальное затухание РВ на всех участках трассы для обеспечения требуемой дальности связи, которая в случае удаленных планет может превышать радиус Солнечной системы, оцениваемый в шесть миллиардов километров;
- высокая надежность связи, обеспечиваемая как бортовой аппаратурой АМС, так и применяемыми алгоритмами/методами кодирования передаваемых сигналов;
- обеспечение требуемой разрешающей способности и точности определения местоположения системами радионавигации и радиолокации (дистанционного зондирования) АМС;
- передача значительных объемов информации (достаточно высокая пропускная способность каналов связи в условиях действия космических шумов) [7—9].

Необходимые условия выполнения последнего требования поясняет формула Шеннона:

$$C = F \log \left(\frac{P_c}{N_0 F} + 1 \right), \quad (1)$$

где F – ширина спектра сигнала, P_c – его мощность, а N_0 – спектральная плотность шума.

Выбор диапазонов РВ в применяемых радиополосах определяется коэффициентами усиления и массогабаритными параметрами антенн, мощностями передатчиков, значениями чувствительности и коэффициента шума приёмников, ограничениями, связанными с энергопотреблением бортовыми системами АМС, разрешающей способностью применяемых радиотехнических систем. Следует отметить, что мощность сигналов, передаваемых в направлении З–АМС, практически не ограничена. Поэтому, в условиях слабого фона естественного радиоизлучения, необходимо повышать чувствительность приёмников АМС.

Основными радиотехническими приборами АМС, использующими РВ микроволновых диапазонов в радиополосах АМС–ИО, являются радары, радиовысотометры и радиометры. С их помощью решаются задачи исследования рельефа поверхности и подповерхностных слоёв ИО, а также определение траектории АМС и её местоположение относительно ИО. Наряду с радиотехническими приборами, работающими в микроволновых диапазонах, в составе АМС применяют инструменты, получающие значительные объёмы информации об ИО на основе использования РВ, относящихся к смежным диапазонам электромагнитных волн. В качестве примера можно привести комплекс научного оборудования из десяти инструментов, которым оснащена АМС JUICE (Jupiter Icy Moons Explorer) Европейского космического агентства, предназначенная для изучения планетной системы Юпитера [10]. С учетом этого обстоятельства необходимо обеспечить первичную обработку и хранение данных на борту АМС для их последующей передачи получателям по радиополосе АМС–З.

3. Заключение

Проведенный анализ показывает, что дальнейшее развитие исследований в дальнем космосе с помощью АМС сопровождается увеличением объёмов данных об ИО, что, в свою очередь, требует повышения скорости передачи данных в радиополосах АМС–З. В соответствии с формулой (1) пропускная способность канала связи может быть увеличена за счет повышения мощности передаваемых сигналов и расширения частотных диапазонов. Однако, мощность передатчика АМС ограничена, а расширение полосы частот требует переноса спектра сигналов из ДМВ и СМВ в более коротковолновые диапазоны РВ, которые интенсивно поглощаются в атмосфере Земли. Также следует учитывать, что у поверхности Земли имеется высокий фон электромагнитных техногенных помех. Поэтому, одним из возможных направлений повышения эффективности радиополос АМС–З является развитие инфраструктуры комплексов дальней космической связи за счет размещения спутников-ретрансляторов в околоземном пространстве за пределами атмосферы на долговременных орбитах и использование радиоволн диапазонов ММВ и СММВ.

Список литературы

1. Первая межпланетная — Луна-1 // Роскосмос : [сайт]. — URL: <https://www.roscosmos.ru/29771/> (дата обращения: 19.05.2023).
2. Chronology of Lunar and Planetary Exploration // NASA : [website]. — URL: <https://nssdc.gsfc.nasa.gov/planetary/chronology.html#2022> (дата обращения: 19.05.2023).
3. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения // Кодекс : [сайт]. — URL: <https://docs.cntd.ru/document/1200015766> (дата обращения: 19.05.2023).
4. Космические траекторные измерения. Радиотехнические методы измерений и математическая обработка данных / Агаджанов П. А., Барабанов Н. М., Буренин Н. И., и др. / Под ред. Агаджанова П. А., Дулевича В. Е., Коростелева А. А. — М.: Советское радио, 1969. — 504 с.
5. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под ред. Е. П. Молотова. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. ISBN 978-5-9221-0921-5. — 232 с.
6. Рекомендация МСЭ-R V.431-7 // ITU : [website] — URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/v/R-REC-V.431-7-200005-S!!PDF-R.pdf (дата обращения: 19.05.2023).
7. ITU-R P.676-11. Attenuation by atmospheric gases // ITU : [website]. — URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-13-202208-I!!PDF-E.pdf (дата обращения: 19.05.2023).
8. Лаговский Б. А.; Самохин А. Б. Достижение углового сверхразрешения на основе априори известной информации // Физические основы приборостроения. — 2019. — Т.8. — № 4 (34). — С. 16—21.
9. Кутуза Б. Г., Данилычев М. В., Яковлев О. И. Спутниковый мониторинг Земли: Микроволновая радиометрия атмосферы и поверхности. М.: ЛЕНАНД, 2016. — 336 с.
10. Juice's science instruments // ESA : [website]. — URL: https://www.esa.int/ESA_Multimedia/Images/2022/12/Juice_s_science_instruments (дата обращения: 19.05.2023).

Анализ методов построения моделей декаметровых радиоканалов

Станкевич С. С.

ПГТУ

г. Йошкар-Ола, 425000, Российская Федерация

StankevichSS@volgatech.net

Аннотация: Приведен анализ современных моделей коротковолновых радиоканалов и реализации моделей Ваттерсона и Воглера — Хофмайера на имитаторе КВ-УКВ каналов *Thermaltake*.

1. Введение

Основные достоинства КВ связи: экономичность, возможность осуществлять передачу на значительные расстояния, в том числе в труднодоступные районы. Однако у нее есть основной недостаток – это стохастичность ионосферного радиоканала, что приводит для КВ связи к низкой пропускной способности и скорости передачи информации, зависимости условий распространения радиоволн от времени суток, времени года и состояния ионосферы. Для их диагностики получили развитие сенсоры КВ радиоканалов [1], для проведения оценочных расчетов созданы и развиваются модели радиоканалов с программной или аппаратной реализацией [2].

2. Анализ современных моделей коротковолновых радиоканалов

1. Модель Ваттерсона. За счет эквивалентной замены ВЧ тракта низкочастотным эквивалентом канал моделируется как линия задержки с отводами, каждый из которых соответствует дискретному лучу и модулирует сигнал по амплитуде и фазе путем умножения на комплексный, зависящий от времени коэффициент. Сигналы, снимаемые с отводов линии задержки, имитируют поступающие по различным траекториям на приемную антенну моды сигнала. Каждый из этих сигналов умножается на соответствующий комплексный коэффициент передачи данного луча. К недостаткам модели относится то, что она пригодна для полосы частот канала не более 10–12 кГц; не учитывает размытие сигнала во временной области из-за частотной дисперсии и рассеяния на неоднородностях ионосферы; а также коррелирование мод распространения сигнала, отраженных от одного и того же слоя. Взаимные задержки между многолучевыми компонентами имеют фиксированные значения. Модель предполагает канал стационарным во времени. Поэтому ее использование возможно на временных интервалах порядка 10 минут.

2. Модель Воглера - Хофмайера учитывает существование временного рассеяния, что позволяет использовать ее при расчете характеристик КВ-модемов, работающих со скоростями выше 9600 бит/с в полосе канала тональной частоты, и при расчете широкополосных низкоскоростных модемов, имеющих полосу до 1 МГц. При построении модели предполагается, что импульсная характеристика многолучевого канала представляет собой сумму импульсных характеристик составляющих его однолучевых каналов. Достоинством модели состоит в расширении полосы частот и учете доплеровского смещения частот. К недостаткам следует отнести необходимость ввода большого количества параметров для каждой моды распространения, которые не могут быть определены из моделей ионосферы и пути распространения. Эта модель, как и предыдущая рассматривает канал как стационарный во времени.

3. Модель Зернова Н.Н. и Герма В.Э. предполагает два этапа. Первый - это аналитическое трассирование лучей для базовой модели ионосферы, которая представляется слоистой изотропной средой. В ионосфере могут быть учтены анизотропия и градиент концентрации заряженных частиц. В итоге строятся траектории наклонного распространения сигнала. На втором этапе предполагают, что импульсный сигнал, прошедший через возбужденную ионосферу, описывается интегралом Фурье в частотной области. Недостаток модели состоит в необходимости производить сложные вычисления объемных математических выражений. Однако, это дает возможность статистического учета эффектов рассеяния распространяющегося электромагнитного поля на ионосферных неоднородностях

4. Модель Ю разработана специально для имитации замираний распространяющегося в ионосфере широкополосного сигнала. Преимущество модели состоит в наличии аналитических выражений, учитывающих нестационарность ионосферы во времени, которые описывают искажения сигнала. Эти выражения также связаны с физическими параметрами среды распространения. Недостаток метода в необходимости производить трассировку лучей для применения.

3. Использование имитатора КВ-УКВ каналов Thermaltake для анализа

Устройство имитатора позволяет реализовывать модели КВ и УКВ радиоканалов. Для КВ диапазона - это узкополосная модель Ваттерсона, работающая на четырех каналах, и широкополосная модель Воглера -Хофмайера, работающая на одном канале. Задавая необходимые характеристики, такие как: уровень сигнала, доплеровское рассеяние, фазовый сдвиг для модели Ваттерсона и полуширина функции рассеяния, время нарастания фронта, интервал временного рассеяния, пороговый уровень луча для второй модели - имитатор выдает осциллограммы входного и выходного канала, спектр входного сигнала, спектр выходного сигнала совместно с АЧХ канала, импульсные характеристики канала, ФЧХ, а также наглядно показывает движение АЧХ во времени (рисунок 1). На этапе задания настроек канала по модели Воглера-Хофмайера, автоматически строится график зависимости задержки луча от амплитуды.

На рисунке 1 представлено изображение экрана с графиками, соответствующими с использованию модели Ваттерсона для четырех каналов, соответствующих классификации ITU: 1 – идеальный канал, искажений нет; 2 – хороший канал (доплеровское рассеяние 0,1 Гц, задержка 0,5 мс); 3 – удовлетворительный канал (доплеровское рассеяние 0,5 Гц, задержка 1мс); 4 – плохой канал (доплеровское рассеяние 1 Гц, задержка 2мс). Эксперимент показывает влияние доплеровское рассеяние и задержки сигнала на АЧХ.

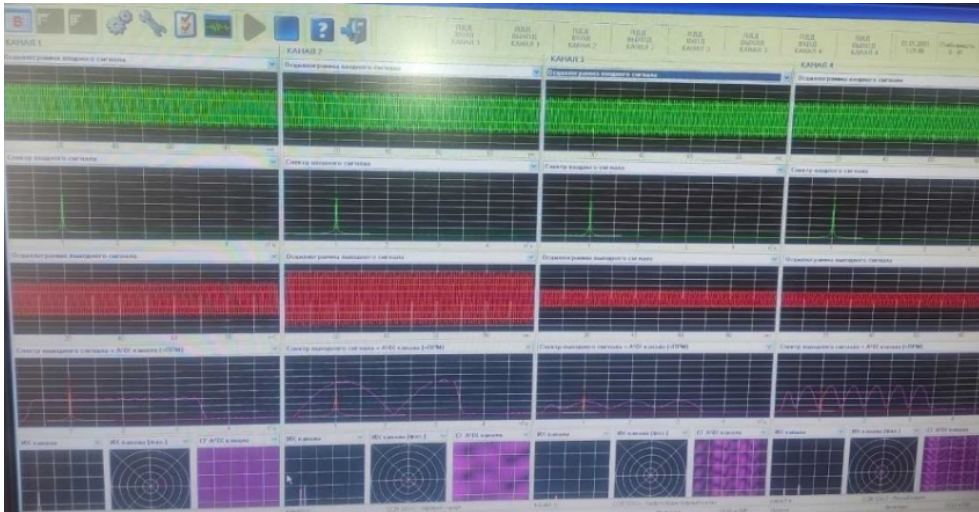


Рисунок – Изображение экрана имитатора КВ-УКВ каналов Thermaltake

3. Заключение

В работе рассмотрены базовые модели ионосферных каналов распространения в КВ диапазоне. Выполнен анализ реализации моделей Ваттерсона и Воглера-Хофмайера на имитаторе КВ-УКВ каналов Thermaltake.

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда, проект № 23-19-00145.

Список литературы

1. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Елсуков А.А., Конкин Н.А. Активный сенсор с дистанционным управлением для диагностики широкополосных ионосферных радиоканалов OFDM-BPSK-сигналами // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 12. С. 90-104.
2. Лобов Е.М. Современные подходы к имитационному моделированию широкополосного ионосферного канала // Технологии информационного общества. 2010. № 11. С. 56—60.

Мощная вспышка водяного мазера в W49N около -40 км/с

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

³ Физико-технический институт ФГАОУ ВО «КФУ имени В.И. Вернадского», Крым, Российская Федерация
volvach@bk.ru

Аннотация: В результате детальных наблюдений мазера водяного пара на 22-м Симеизском радиотелескопе с июня 2017 г. по декабрь 2019 г. были зарегистрированы две мощные вспышки в галактическом источнике W49N, произошедшие вблизи высокоскоростной детали -40 км/с. Чрезвычайно мощная вспышка имела ультракороткую продолжительность около двух суток и достигла плотности потока 110 кЯн. Сверхкороткая вспышка произошла на вершине менее мощной, но в десять раз более продолжительной.

1. Введение

Мазерный источник W49N находится в плотной конденсации, расположенной в массивной области НП на расстоянии $11^{+0.79}_{-0.69}$ кпк [1]. Внутри массивной области в W49N обнаружен инфракрасный источник, спектр которого соответствует цветовой температуре 70 К. Связанная с ним компактная область НП – одна из самых больших наблюдаемых в Галактике, имеет параметр возбуждения $u=110$ pc cm² [2]. Этот параметр возбуждения, как и полная инфракрасная светимость, согласуется с одиночной массивной звездой O5 как основным источником энерговыделения [3]. Прошлые наблюдения низкоскоростных мазерных компонентов водных мазеров выявили значительные изменения плотности потока в диапазоне от дней до многих лет [4].

В данной статье рассмотрена экстремально мощная вспышка водного мазера вблизи скорости -40 км/с с плотностью потока 110 кЯн.

2. Наблюдения и результаты

С помощью 22-м телескопа (РТ-22, Симеиз) и спектрально-поляриметрического радиометра с параллельным фурье-анализатором спектра выполнены наблюдения на частоте 22,235 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 $\geq 60^\circ$ изменялась в диапазоне от 120 до 150 К.

На рис. 1 приведены данные многолетнего мониторинга спектральной плотности потока водяного мазера в направлении на протозвездный комплекс W 49N на частоте 22,235 ГГц вблизи -40 км/с. Отдельные вспышки пронумерованы и отмечен символом «F». Вспышки нумеруются от наибольшей амплитуды вспышки к меньшей.

Обнаруженное нами мощное вспышечное явление произошло в период с конца июня 2019 г. по конец октября 2019 г. Явление началось с увеличения плотности потока с 5 до 13 кЯн, после чего последовало небольшое снижение до 7 кЯн. С этого момента начался экспоненциальный рост плотности вспышечного потока. В изменении плотности потока вспышечного явления можно выделить две составляющие (рис. 1). Экспоненциальный рост плотности потока первой компоненты в итоге достиг максимального значения около 110 кЯн. При этом увеличение плотности потока с 60 до 110 кЯн произошло всего за 1 сутки. Сразу же за этим последовало резкое падение плотности потока.

Важнейшей физической характеристикой является состояние водного мазера во время мощных вспышек. Он может свидетельствовать о динамике развития вспышечного явления в среде с определенными параметрами, включая температуры ее компонентов, плотность и степень ионизации. Развитие вспышечного явления, показанное на рис. 1, свидетельствует в пользу того, что водный мазер вспышки 1 возможен в ненасыщенном состоянии. Это подтверждается экспоненциальным ростом и падением плотности потока вспышек. Другой важной характеристикой водного мазера в ненасыщенном состоянии является определенный закон сужения спектральной линии в процессе увеличения плотности потока излучения [5]. В случае появления насыщенного мазера ширина его спектральной линии не сужается с увеличением плотности потока, а определяется кинетической температурой молекулы H₂O [6].

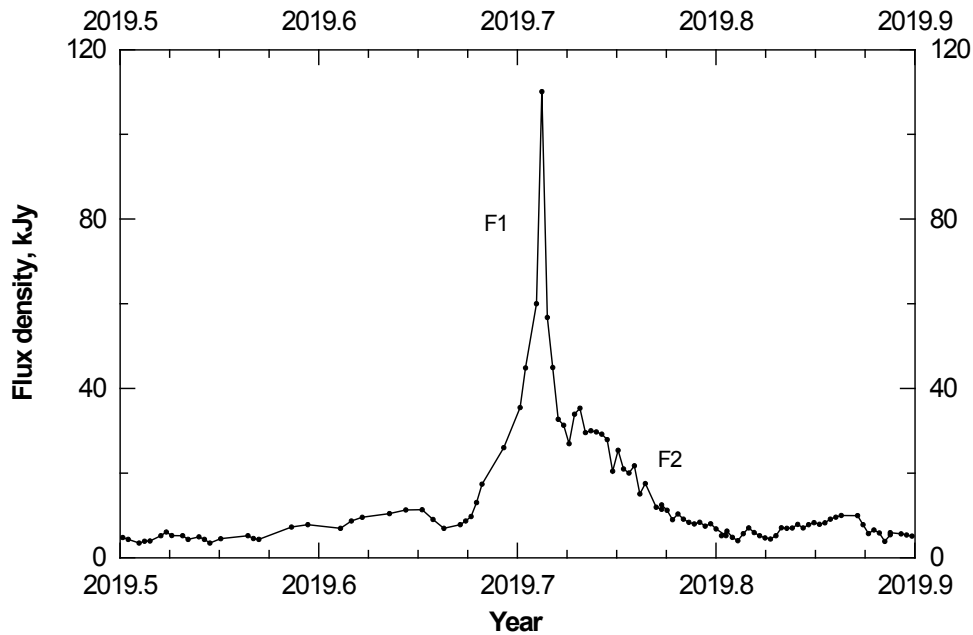


Рис.1. Наблюдения мазерного перехода $6_{16} - 5_{23}$ на частоте 22.235 ГГц.

Чтобы понять физическую природу этого сложного вспыхивающего явления был использован спектрально-временной метод. Такое поведение спектральной плотности потока является одним из важных признаков того, что мазер находился в ненасыщенном состоянии во время вспышки. При этом, зависимость ширины линии $\Delta\nu$ от плотности потока мазерной линии S должна иметь вид:

$$\Delta\nu = \Delta\nu_0 / [1 + \ln(S/S_0)], \quad (1)$$

где $\Delta\nu_0$ – тепловая ширина линии молекулы воды, S_0 - входной поток в мазерную глобулу. Нами получена аппроксимация наблюдательных данных и соотношение описывает экспериментальную зависимость:

$$1/(\Delta\nu)^2 = a + b \cdot \ln S. \quad (2)$$

Здесь a и b – коэффициенты. Вычисленная ошибка $\Delta\nu$ не превышает разрешения по скорости, полученной нами в каждом наблюдении (от 0.03 до 0.1 км/с).

Эти наблюдения убедительно подтверждают идею о том, что все мощные водные мазеры возникают в скоплениях с высокой плотностью мазерных пятен, где есть условия для возникновения каскадного усиления мазеров в сгущениях, расположенных на луче зрения наблюдателя. При каскадном усилении мазерного излучения участвуют мазеры, находящиеся как в насыщенном, так и в ненасыщенном состоянии. В то же время насыщенный мазер имеет большую продолжительность и создает значительную плотность потока для активации ненасыщенных мазеров. Взрывной рост температуры среды до $3 \cdot 10^3$ К, при которой активизируется водяной мазер, и ее быстрое падение подтверждают существование сверхзвуковых ударных волн как источника возбуждения мазера.

3. Заключение

В результате детальных наблюдений мазера водяного пара на 22-м Симеизском радиотелескопе с июня 2017 г. по декабрь 2019 г. были зарегистрированы две мощные вспышки в галактическом источнике W49N, произошедшие вблизи высокоскоростной детали -40 км/с. Чрезвычайно мощная вспышка имела ультракороткую продолжительность около двух суток и достигла плотности потока 110 кЯн. Сверхкороткая вспышка произошла на вершине менее мощной, но в десять раз более продолжительной. Получены новые данные о физических характеристиках явления водяного мазера во время мощных вспышек.

Список литературы

1. B. Zhang, M.J. Read, R.M. Menten, et al., ApJ, Issue 1, 79, 13, 2013.
2. C.G. Wynn-Williams, MNRAS, 151, 397, 1971.
3. Т.М. Хекман и В.Т. Салливан, Astroph. Lett., 17, 105, 1976.
4. G.J., White, MNRAS, 1979, 186, 377; J.J. Zhou, X.W. Zheng, and Y.X. Chen, A&A, 2002), 390, 281.
5. Goldreich P., Kelley D.A., Kwan J.J., ApJ, 179, 1973.
6. Goldreich P., Kwan J. Astrophysical Masers. IV. Line Widths // ApJ. 1974. Vol. 190, No. 1. P. 27–34.

Краткосрочные предвестники вспышек на Солнце в июле и сентябре 2017 года

Вольвач А.Е.¹, Коган Л.П.², 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

² Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет,
Нижегород, Российская Федерация

Аннотация: С помощью исследования свойств мелкомасштабных флуктуаций плотности вероятности потоков солнечного рентгеновского излучения GOES были определены краткосрочные предвестники вспышек на Солнце, которые имели место в июле и сентябре 2017 года, а также в апреле 2022 года. Используемая методика позволила, в частности, выявить группы указанных предвестников на интервале порядка 20-70 часов до события предшествует серия из трех и более предвестников. В течение указанного интервала с высокой вероятностью достигается минимум за время около 200 часов до события, самый глубокий за предыдущий период времени.

1. Введение

Новейшие глобальные данные о солнечной активности поступают со многих космических аппаратов (например, RHESSI, SOHO, TRACE, Hinode, SORCE, STEREO, GOES), а также с наземных радио- и оптических обсерваторий.

GOES (Geostationary Operational Environmental Satellite) - геостационарный эксплуатационный спутник наблюдения за окружающей средой. На его борту установлены пять камер для съемки поверхности Земли в видимом и инфракрасном диапазоне, приборы для сбора данных о температуре и влажности атмосферы, а также детекторы для фиксации рентгеновских вспышек на Солнце, заряженных частиц, и приборы для контроля состояния магнитосферы. Этот аппарат является главным источником оперативной информации о рентгеновских вспышках на Солнце.

Развитие солнечного вспышечного процесса чрезвычайно сложно. Принятые на сегодня классификации включают поток энергии мягкого рентгеновского излучения в стандартных спектральных диапазонах GOES 1–8 Å и 0,5–4 Å.

В данной статье для прогноза солнечных вспышек мы используем свойства статистического функционала, примененного к измерениям интенсивности рентгеновского излучения Солнца, относящимся к периодам: 1–16 июля 2017 г., 15 августа – 6 сентября 2017 г. и 6–23 апреля 2022 г.

2. Наблюдения и результаты

Для анализа мы использовали данные солнечного рентгеновского излучения, полученные космическим спутником GOES. Применяемая методика связана со статистическим эффектом уменьшения амплитуды мелкомасштабных вариаций плотности вероятности любого случайного процесса при появлении в его составе даже небольшого дополнительного члена, который можно считать независимым или слабозависимым от фонового шума [1].

Во всех случаях при проведении статистического анализа использовались данные измерений спутника GOES для диапазонов длин волн от 0,5 до 4 Å (см. рис. 1а) и от 1 до 8 Å (см. рис. 1б).

На всех рисунках первая точка кривой $L(n)$ соответствует моменту времени $n=500$ мин ($\approx 8,33$ ч) с учетом усреднения по первым $M=10$ отрезкам реализации (все такие отрезки имеют продолжительность 3000 секунд, каждая из которых соответствует одному измерению).

На рис. 1а,б по измерениям за период 00:00:00 01.07.2017 – 23:59:59 16.07.2017 (время UTC) построена зависимость, которая используется для поиска предвестников серии вспышек класса C1.4, M2.4, C1.4, C3.0, C5.9, C2.0. Моменты их начала соответствуют 14.07.2017 в 0:27, 0:46, 2:30, 3:12, 4:07 и, соответственно, 22:18. Для рис. 1а получаем $T_1=T_2=176$ ч, $T_3=120$ ч, $T_4=97$ ч, $T_5=44$ ч, $T_6=41$ ч, $T_7=13$ ч, $T_8=5$ ч. Интервалы T_1, T_3, T_4, T_5, T_6 и T_8 соответствуют последнему тестированию для каналов 2–3, 4–5, 6–7, 8–9, 11–12 и 9–10, а интервалы $T_2=173$ ч и $T_7=11$ ч – для скользящих границ в виде прямых 2 и 1.

Для рис. 1б интервалы $T_1=148$ часов, $T_2=39$ часов, $T_3=38$ часов и $T_4=15$ часов. Значения $T_{(2-4)}$ соответствуют последней проверке для границ канала 6–7, 4–5 и 2–3, а $T_1=148$ ч – для скользящей границы 1. Три из четырех предвестников регистрируются в течение 39 часов до первая вспышка.

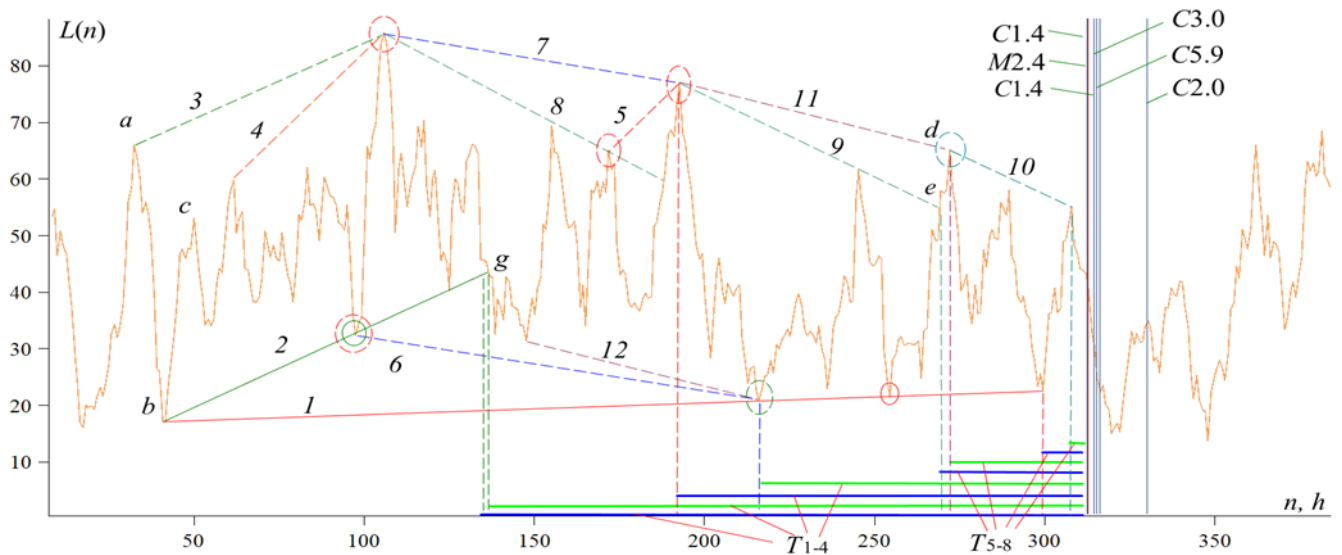


Рис. 1а. The series of flares on July 14, 2017, wavelength bands of 0.5 to 4 Å.

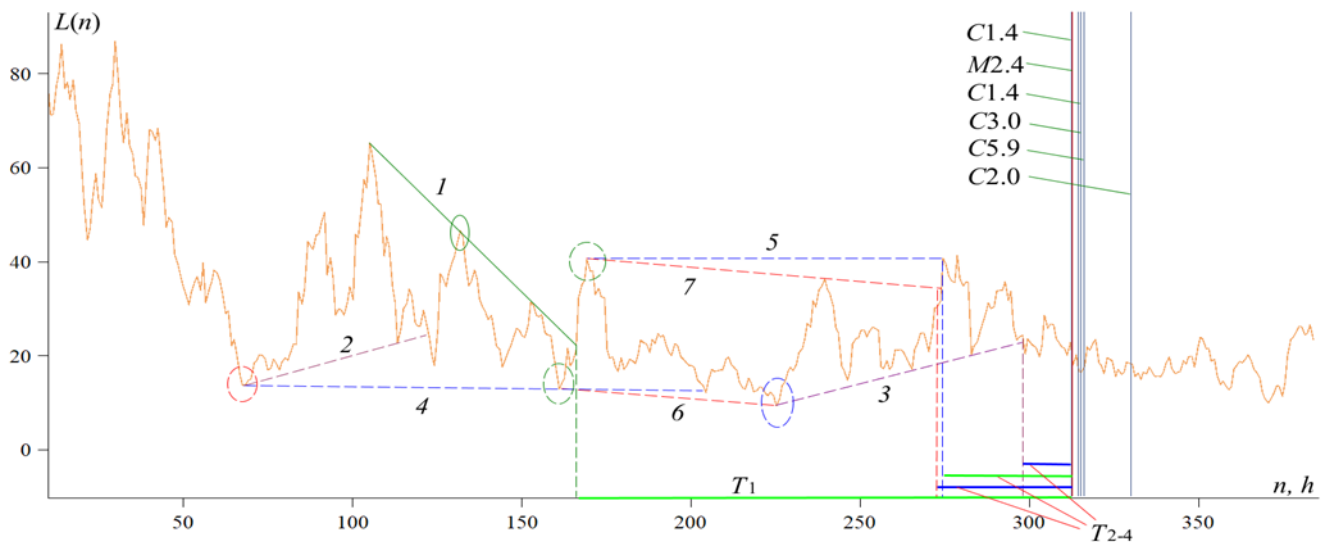


Рис. 1б. The series of flares on July 14, 2017, wavelength bands of 1 to 8 Å.

3. Заключение

Используя предложенный подход, для зависимости $L(n)$ удалось выделить набор повторяющихся графических явлений. Они предшествуют солнечным вспышкам и поэтому могут интерпретироваться как их предвестники. Каждой серии вспышек или отдельной вспышке, отличающейся гораздо большей мощностью, предшествует серия из трех и более предвестников в последние 20–70 часов до события. На указанном интервале с большой вероятностью функционал $L(n)$ достигает минимума, самого глубокого за предыдущий период времени около 200 часов. На представленных рисунках имеется от 4 до 7 критических точек, каждая из которых соответствует моменту одновременного начала и/или завершения физических процессов в зоне предстоящей вспышечной подготовки. Отметим, что параметры, введенные в данной статье, могут быть уточнены в дальнейших исследованиях.

Список литературы

1. Volvach, A.E., Kogan, L.P., Kanonidi K.H., et al., Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 108. 106200 (2022).

Оценка возможности применения различных датчиков для реализации алгоритма обнаружения протяженных объектов¹

Сорокин А. К.

Уральский Федеральный Университет
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
sorokinak@mail.ru

Аннотация: Основная идея этой статьи – оценка возможности применения различных типовых датчиков, которые могут быть использованы при обнаружении протяженных объектов. Приводится краткое описание алгоритма и особенности его реализации. В ранних работах метод обнаружения протяженных объектов описывался в приложении к импульсному радиовысотометру. В настоящее время кроме радиовысотометра доступны и другие типы датчиков: радиотепловые, рефлектометры и др. Рассматриваются вопросы выбора датчиков, требования к ним при реализации алгоритма обнаружения протяженных объектов, режим использования.

1. Введение

Современные навигационные системы должны обеспечивать надежное применение в разнообразных условиях. Необходимым элементом надежности является использование различных способов получения информации о положении ЛА. Традиционно используется комплексирование навигационного оборудования [1 – 3], основанного на различных физических принципах. В настоящее время выделяют автономные, так и неавтономные датчики физических полей. Недостатком неавтономных датчиков является необходимость получения навигационной информации извне. В случае внешнего воздействия получение информации для неавтономных датчиков затрудняется, что приводит к невозможности их использования. К таким датчикам относится система спутниковой навигации, которая не смотря на высокую точность в обычных условиях не обеспечивает надежное применение при внешней помехе. Таким образом, для повышения надежности рекомендуется использовать автономные средства навигации [1 – 3]. Наиболее часто используемой автономной навигационной системой является инерциальная навигационная система (ИНС), однако, необходимо корректировать ИНС по причине недопустимого увеличения систематической ошибки при дальностях полета больше 300 км. Среди систем коррекции выделяются навигационные системы по контрасту, в т.ч. системы синтеза изображения. К таким системам часто относят TERCOM, LiDAR, SATAN [2, 3] и др. В работе [4] была рассмотрена система получения информации о положении ЛА с помощью радиовысотометра, такая система позволяет получать информацию о положении протяженных объектов подстилающей поверхности, что может быть применено при оценке местоположения ЛА в задаче коррекции. В следующем разделе приведено краткое описание алгоритма обнаружения протяженных объектов подстилающей поверхности. В настоящей работе большое внимание уделяется рассмотрению разных типов датчиков для адаптации к предложенному алгоритму.

2. Алгоритм обнаружения протяженных объектов

Алгоритм основан на статистической обработке сигнала датчика принятого сигнала. В основе обработки лежит построение гистограмм амплитуд сигнала. Нормированные гистограммы можно представить как плотности вероятности распределения амплитуды принятого сигнала, что можно интерпретировать как характеристику подстилающей поверхности. Такие гистограммы можно сравнивать по площади пересечения:

$$P_{EH \cap TH} = \int \min[p_{ET}(u); p_{TH}(u)] du,$$

где $P_{EH \cap TH}$ – вероятность, соответствующая площади пересечения плотностей вероятности эталона и исследуемой гистограммы $p_{ET}(u)$; $p_{TH}(u)$ соответственно; u – исследуемая характеристика, например амплитуда принятого сигнала. Площадь пересечения соответствует функционалу принятия решения. По множеству эталонных гистограмм выбирается та гистограмма, которая обеспечивает наибольшую площадь пересечения с исследуемой гистограммой. По факту смены наиболее вероятного эталона принимается решение о местоположении протяженных объектов.

В результате анализа [4] показано, что для достижения удовлетворительных точностей (флуктуационная ошибка $\delta=0,2$, доверительный уровень $\alpha=0,25$ и вероятности правильного обнаружения

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № 075-03-2023-006).

$P=0,9$) обнаружения протяженных объектов шириной порядка 15 м при контрасте фоновой поверхности и объекта порядка 20 дБ потребуется порядка 1600 импульсов, что достижимо для импульсного радиовысотомера с длиной волны 3 см, шириной ДНА 40° . Примером обнаруживаемого объекта является река в поле.

3. Альтернативные датчики принятого сигнала

К альтернативным датчикам принятого сигнала можно отнести радиотепловые датчики и рефлектометры. При этом радиотепловые датчики являются достаточно известными и хорошо изученными, в то время как применение рефлектометров для измерения отражающих свойств является относительно новым [5]. Радиотепловые датчики работают на миллиметровых длинах волн и могут быть как активными, так и пассивными [6]. Пассивные датчики обладают большей скрытностью, но требуют значительно большего времени накопления входного сигнала для принятия решения. Основной проблемой радиотепловых датчиков является высокая зависимость радиояркости от времени года, температуры, суток, осадков и пр. Радиотепловые датчики обеспечивают угловое разрешение порядка 1° , дальность обнаружения около 1 км (пассивные) и 2 км (активные), сектор обзора $15\text{--}30^\circ$, частота модуляции составляет 1 – 2 кГц, при этом достижимый контраст сочетаний типовых подстилающих поверхностей также как и для радиовысотомера составляет до 20 дБ. Таким образом, радиотепловые датчики, при вертикальной ориентации, размещенные на ЛА могут быть использованы для получения 1000–2000 отсчетов/с, с учетом малой длины волны (мм) количество независимых отсчетов I зависит преимущественно от ширины ДНА θ : $I=\lambda/2\theta \sim 1,5 - 10$ мм, т.о. параметры радиотепловых датчиков показывают техническую возможность применения для реализации алгоритма обнаружения протяженных объектов [7].

Рефлектометры (на примере серии САВАН), обладают следующими характеристиками: диапазон рабочих частот десятки МГц – десятки ГГц, время измерения на одной частоте 100 мкс, рефлектометры совместимы с разнообразными антеннами, возможно применение различных типов антенн, печатных или рупорных, излучаемая мощность десятки дБ, контраст типовых поверхностей соответствует контрасту в диапазоне C (до 30 дБ). Таким образом, рефлектометры, оборудованные типовой антенной также могут быть применены для реализации предложенного алгоритма. Следует отметить, что рефлектометры в 5 – 10 раз дешевле, чем стандартный высотомер или радиометр, что позволяет считать его более доступным решением для задачи получения эталонов подстилающей поверхности. С учетом небольших массогабаритных характеристик (менее 1 кг, менее $165 \times 65 \times 40$ мм) возможна установка рефлектометра на гражданский квадрокоптер. Таким образом, представляет интерес использование альтернативных датчиков при реализации алгоритма обнаружения протяженных объектов.

4. Заключение

В работе показаны возможности предложенного алгоритма обнаружения протяженных объектов подстилающей поверхности. Приведено краткое описание алгоритма и показано, что алгоритм обнаружения протяженных объектов подходит для обнаружения небольших контрастных объектов. Также приведено описание возможностей радиотепловых датчиков и рефлектометров в приложении к предложенному алгоритму. Особый интерес вызывает использование рефлектометров (с учетом относительно невысокой цены и массы) для построения базы эталонов.

Список литературы

1. Сколник М. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника. Пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
2. Белоглазов И.Н., Джанджава Г.И., Чигин Г.П. Основы навигации по геофизическим полям. – М.: Наука, 1985
3. Баглицкий В.К. Корреляционно-экстремальные методы навигации и наведения. – Тверь: ТО «Книжный клуб», 2009. – 360 с.
4. Sorokin A.K., Vazhenin V.G., “Reliability of lengthened objects detection algorithm,” International Multidisciplinary Scientific GeoConference Surveying Geology and Mining Ecology Management, SGEM, 2019, 19(2.2), 2019, pp. 601-608.
5. Muzalevskiy K., Mikhaylov M., Ruzicka Z. “Synthesizing of Ultra-Wide Band Impulse by means of a Log-Periodic Dipole Antenna. Case Study for a Radar Stand Experiment” // 2022 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), 2022, pp. 1140 – 1143.
6. Быстров Р.П., Загорин Г.К., Соколов А.В., Федорова Л.В. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов. Монография. — М.: Радиотехника, 2008. — 320 с.
7. Баскаков А.И. Локационные методы исследования объектов и сред : учебник для студ. Учреждений высш. проф. образования. – М.: Издательский центр «Академия», 2011. – 384 с.

Предвестники землетрясений 6 февраля 2023 года на юго-востоке Турции

Вольвач А.Е.¹, Коган Л.П.², Канониди К.Х.³, Вольвач Л.Н.¹, Боборыкина О.В.⁴,

Бубукин И.Т.⁵, Штернберг В.Б.², Дмитроца А.И.¹, Неяченко Д.И.¹

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория,
Ялта, 298688, Крым, Российская Федерация

² Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет,
Нижегород, Российская Федерация

³ Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн
им. Н.В. Пушкова РАН, Москва, Российская Федерация

⁴ ФГБУН «Институт физики Земли им. О.Ю. Шмидта РАН», г. Москва

⁵ Научно-исследовательский радиофизический институт при Нижегородском государственном университете
им. Н. И. Лобачевского, Нижний Новгород, Российская Федерация

Аннотация: В этой статье рассматриваются предвестники землетрясений, произошедших 6 февраля 2023 года с интервалом в девять часов на юго-востоке Турции произошли два мощных землетрясения. Эпицентр первого, с магнитудой 7,8 ($\pm 0,1$), находился в районе Шехиткамилъ в Газиянтепе (Турция), эпицентр второго, с магнитудой 7,5 ($\pm 0,1$), — в районе Экинёзю в Кахраманмараше (Турция). Применяемый подход связан с исследованием изменения энтропии измеряемых полей, которое возникает вследствие активизации процессов разломов литосферных плит непосредственно перед землетрясением. Удалось выявить феномен процессов с высокой степенью детерминированности, возникающих перед сейсмическим событием.

1. Введение

Для того, чтобы предотвратить значительный ущерб от сейсмической активности, необходимо владеть методами краткосрочного прогнозирования эпицентра будущего землетрясения. Исходя только из одного факта, что структура физических полей, связанных с процессами в сейсмически активных регионах, значительно изменяется перед сильными землетрясениями, в общем случае трудно точно предсказать время надвигающегося сейсмического события. Особенность этих изменений в том, что они носят нерегулярный характер, и очень велико общее количество типов наблюдаемых колебаний. Таким образом, появляется необходимость в определении предвестника или критерия, который служил бы сигналом, предшествующим возникновению сейсмического события. К тому же, что не менее важно, этот критерий должен быть универсальным, т.е. он должен наблюдаться для полей самой разной природы.

2. Обработка данных и результаты

Мы изучаем свойства статистического функционала из данных измерений магнитного поля, проведенных с 22 января по 6 февраля 2023 года на нескольких магнитовариационных станциях сети INTERMAGNET, расположенных в Греции, Крыму и на Кавказе. Данный период времени включает 15 суток перед недавним крайне трагическим землетрясением в Турции с магнитудами 7.8 и 7.5, которое произошло 06.02.2023 в 01:17:34 UTC и в 10:24:49 UTC соответственно, а также измерения в день данного события.

В данной работе, использован метод, развитый в [1-5]. В основе применяемого подхода лежит обнаружение эффекта значительного изменения амплитуды мелкомасштабных вариаций плотности вероятности любого случайного процесса, когда в его составе появляется даже небольшой дополнительный член, который независим или слабо зависит от фонового шума. Под фоновым шумом мы понимаем набор обычно наблюдаемых случайных процессов (включая, в частности, шум измерительного оборудования), которые не связаны или слабо связаны с возмущениями, возникающими при разрыве литосферных плит.

Принципиально важным является вывод о том, что влияние процесса «итоговой подготовки» приближающегося сейсмического события, и в особенности это относится к сильным землетрясениям, с высокой вероятностью одновременно будет приводить к квазисинхронным вариациям статистики измерений в разных, и в том числе достаточно удаленных, географических районах. Далее это утверждение верифицируется по данным четырех магнитовариационных станций, расположенных в Греции, в Крыму, на Северном Кавказе и в Армении (соответственно магнитометры PEG, SIM, BAK

и GLK). На Fig.1 показано расположение эпицентра рассматриваемого землетрясения магнитудой 7.8, начало которого имело место 6 февраля 2023 года в 01:17:35 UTC вблизи города Шехиткамиль (Турция). Места расположения указанных магнитометров выделены красными кружками – заполненными – 1 секундные и не заполненными – 1 минутные.



Рис. 1. Расположение эпицентра указанного землетрясения и четырех рассматриваемых магнитовариационных станций.

Как следует из анализа по мере приближения момента начала землетрясения возникают области выраженного топологического подобия. В частности, для всех трех компонент магнитного поля имеет место отчетливо выраженный участок топологического подобия на интервале от 27–30 до 11–12 часов перед началом землетрясения. Отметим, что временной интервал топологического подобия во всех случаях также «тяготеет» к моменту начала события.

3. Заключение

С учетом статистического смысла функционала $L(n)$, эффект подобия топологии зависимостей $L(n)$ может быть объяснен как следствие синхронного воздействия влияния процесса «итоговой подготовки» приближающегося события.

Список литературы

1. Volvach A.E., Kogan L.P., Kanonidi K.H., et al. Changes in the properties of the statistics of physical and biophysical fields as earthquake precursor. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation* 108, 106200 (2022).
2. Kogan L.P., Bubukin I.T., Shtenberg V.B. To the question of calculating the probability of strong earthquakes in real time. *Chaos, Solitons and Fractals* 145, 110807 (2021).
3. Volvach A.E., Kogan L.P., Kanonidi K.H., Nadezhka L.I., Bubukin I.T., Boborikina O.V., Shtenberg V.B., Biazitov D.T. A Possible Relationship between the Sets of Quasi-Linear Local Trends Statistically Detected in the Variations of the Magnetic Field Parameters before Earthquakes in Seismically Active Zones of the Black Sea, Caucasus, and Western Asia. *Geodynamics & Tectonophysics* 13(5), 0680 (2022).
4. Volvach A.E., Kogan L.P., Kanonidi K.H., Bubukin I.T., Shtenberg V.B., Volvach L.N., Biazitov D.T. Statistical precursors of a strong earthquake on April 6, 2009 on the Apennine Peninsula. *Heliyon* 8(8), e10200 (2022).

«Любое дело нужно делать наилучшим образом» (к 75-летию со дня рождения доцента Слэзкина В. Г.)

¹Дидус В. Т., ¹Афонин И. Л., ¹Поляков А. Л.

¹Севастопольский государственный университет

299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация

E-mail: diduslera@mail.ru, AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

Аннотация: 4 сентября 2023 г. исполняется 75 лет со дня рождения кандидата технических наук, доцента, доцента кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета Слэзкина Виталия Геннадьевича, который более пятидесяти лет своей жизни посвятил научному и педагогическому труду в области радиотехники. В публикации представлен его трудовой и жизненный путь.

1. Введение

«Любое дело нужно делать наилучшим образом» — девиз Виталия Геннадьевича Слэзкина. И он безусловно так и поступает в своей жизни, и в работе. Тем самым показывая достойнейший пример отношения к делу. Радиотехника — дело, которому Виталий Геннадьевич посвятил больше полувек. В таких случаях говорят — это стало делом его жизни. В этой ипостаси он реализовался как ученый, педагог, профессионал высочайшей квалификации.

2. Основная часть



**Слезкин Виталий
(1966 год)**

Родился Виталий Геннадьевич 4 сентября 1948 года в городе Харькове, где в то время проходил военную службу его отец, офицер Советской Армии. Доля военного человека — вся жизнь на колёсах! В 1951 году отца Виталия переводят к новому месту службы в г. Подольск. С этим городом и было связано детство, отрочество и юность Виталия. Именно в Подольске он с золотой медалью окончил среднюю школу.

Блестяще пройдя вступительные экзамены, Виталий стал студентом Московского энергетического института¹. Своей будущей профессией он выбрал радиофизику и электронику. И в институте он проявил себя как любознательный, трудолюбивый и целеустремленный студент. Получив в 1972 году диплом и квалификацию инженера-радиофизика, он остался в Московском энергетическом институте (МЭИ) инженером кафедры антенных устройств [2].

В МЭИ Виталий Геннадьевич проработал до 1981 года. Инженер, старший инженер, заведующий лабораторией, младший научный сотрудник — такие карьерные ступени прошел он, работая в МЭИ.

Работая в МЭИ, он параллельно обучается в аспирантуре, которую оканчивает в 1979 году. В 1980 году успешно защищает диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности «Антенны и устройства СВЧ».

Вполне ощутимые успехи молодого и энергичного инженера-радиофизика не ограничивались исключительно профессиональным поприщем. Росла и крепла молодая семья. В 1973 году у Виталия Геннадьевича и его супруги Людмилы Михайловны родился первенец, которого назвали Артемием. Второй сын в семье Слэзкина В. Г. появился на свет в 1978 году. Безусловно отцу семейства хотелось больше внимания уделять семье. В мае 1981 года он



МЭИ на Красноказарменной улице

¹ Московский энергетический институт — российское высшее учебное заведение в области энергетики, электротехники, радиотехники, электроники, информационных технологий и менеджмента. Основан в 1930 году. С 2011 года имеет статус Национального исследовательского университета

уходит из Московского энергетического института и устраивается на работу ведущим инженером в опытно- конструкторское бюро «Гидропресс» города Подольска.

В ОКБ «Гидропресс»² он проработал немногим более полугода [3]. Семья приняла решение переехать в Севастополь и в 1982 году это решение было реализовано.



Здание ОКБ «Гидропресс» г. Подольск

Дальнейшая профессиональная деятельность Виталия Геннадьевича более тридцати лет стала неразрывно связанной с Севастопольским государственным университетом. Это говорит о преданности человека выбранному пути.

Развал Советского Союза, Крымская весна и возвращение Крыма и Севастополя в родную гавань вносили радикальные перемены в жизнь людей и работу уни-

верситета. Но Виталий Геннадьевич оставался преданным своему делу, продолжая трудиться на кафедре радиотехнических систем университета. Сейчас кафедра называется «Радиоэлектронные системы и технологии». За время своего существования кафедра подготовила более семи тысяч инженеров-радиотехников. Без преувеличения можно сказать, что в этом есть значительный вклад Виталия Геннадьевича Слёзкина.

Обучая и воспитывая студентов, он продолжает активно заниматься научной деятельностью. За этот период им подготовлено более 150 научных и учебно-методических трудов, 8 авторских свидетельств и патентов на изобретение.



Слёзкин В. Г.

Семья и профессия безусловно играют главную роль в судьбе Виталия Геннадьевича.

Очевидно характеристика бала бы не совсем полной, если не упомянуть о его увлечениях.

Кого из молодых людей не манило своим простором и бескрайностью небо!? Наверное, таких не много. Вот и Виталий Геннадьевич в свое время не устоял!

Пройдя необходимую в таких случаях подготовку в аэроклубе, он стал прыгать с парашютом. И таки покорил воздушную стихию. И в этом его всецело поддерживала его жена Людмила. А еще литература, выступления в студенческом театре, огород на дачном участке и рыбалка.



После прыжков с парашютом

3. Заключение

Жизнь и труд Виталия Геннадьевича Слёзкина — достойный пример для подражания. И сегодня, продолжая трудиться на кафедре «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиотехники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета, он передаёт свой жизненный и профессиональный опыт коллегам по работе и студентам, которые только начинают постигать основы своей будущей профессии.

Фото из личного архива Слёзкина В. Г.

Список литературы

1. Московский энергетический институт [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://mpie.ru/1141801> (дата обращения 05.05.2023 г.)
2. «Гидропресс» (ОКБ) [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.gidropress.podolsk.ru> (дата обращения 05.05.2023 г.)

² ОКБ «Гидропресс» было создано в рамках атомного проекта СССР в соответствии с Постановлением СНК СССР №229-100СС/ОП от 28 января 1946 г. В 2021 году ОКБ «Гидропресс» исполнилось 75 лет. Предприятие и сейчас продолжает играть важную роль в атомной энергетике страны.

Почетный работник науки и высоких технологий Российской Федерации (к 60-летию со дня рождения Савочкина А. А.)

¹Маленко В. А., ¹Афонин И. Л., ¹Поляков А. Л.

¹Севастопольский государственный университет

299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация

E-mail: diduslera@mail.ru, AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

***Аннотация:** 3 августа 2023 г. исполняется 60 лет со дня рождения кандидата технических наук, доцента, заведующего кафедрой «Инновационные телекоммуникационные технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета Савочкина Александра Анатольевича. Савочкин А. А. внес значительный вклад в подготовку инженерных кадров, развитие теории и практики радиотехнических систем. В публикации представлен его трудовой и жизненный путь.*

1. Введение

«В науке нет широкой столбовой дороги, и только тот может достигнуть ее сияющих вершин, кто, не страшась усталости, карабкается по ее каменистым тропам» — написал в «Капитале» Карл Маркс. Пожалуй, именно так идет по своему жизненному и научному пути Савочкин А. А. Именно не страшась усталости, настойчиво и скрупулезно, проявляя твердость и целеустремленность в достижении намеченных целей. Он пришел в Севастопольский приборостроительный институт студентом в 1980-м году, а сегодня возглавляет одну из ведущих кафедр — «Инновационные телекоммуникационные технологии». На этом пути у него не было «широкой столбовой дороги», а был труд и желание двигаться вперед.

2. Основная часть

Александр Анатольевич Савочкин родился 3 августа 1963 года в городе Севастополе в семье военнослужащего. Но по стопам отца он не пошёл. Обучаясь в школе (общеобразовательная школа № 8 г. Севастополя)¹, он увлекался точными науками — математикой, физикой [3]. Поэтому, окончив школу, в 1980 году Александр поступил на радиотехнический факультет Севастопольского приборостроительного института (сейчас Севастопольский государственный университет).²



Севастопольская средняя школа №8 1970 год

Несмотря на трудности обучения в институте, настойчивость и трудолюбие студента Савочкина А. А. дали свои закономерные плоды. В 1985 году он окончил институт, получив диплом с отличием. Не останавливаясь на достигнутом, Александр в этом же году поступает в аспирантуру кафедры радиотехнических систем Севастопольского приборостроительного института [2]. Обучаясь в аспирантуре, активно работает над диссертацией на соискание ученой степени кандидата технических наук на тему «Разработка и исследование многоручевых зеркальных антенн с широкоугольным разносом облучателей». Его научным руководителем была доктор технических наук, профессор Любовь Михайловна Лобкова. В 1990 году в специализированном совете К 118.06.05 Московского ордена Красного Знамени института связи диссертация была успешно защищена. Еще до защиты диссертации А. А. Савочкин с 1988 года начинает работать в институте на должности младшего научного сотрудника. По сути это было начало профессиональной карьеры молодого ученого, педагога.



А. А. Савочкин 1980 год

¹ В настоящее время Общеобразовательная школа №8 имеет название «Гимназия №8 имени Н. Т. Хрусталёва».

² Университет учрежден 8 октября 2014 года путем слияния семи образовательных организаций Севастополя. Соответствующее распоряжение о создании университета подписал премьер-министр Российской Федерации Дмитрий Анатольевич Медведев.

В 2000 году ему было присвоено ученое звание доцента. Параллельно с педагогической деятельностью он активно ведет научную работу. В 1990—1992 гг. он является ответственным исполнителем научно-исследовательской работы «Разработка моделей ослабления сигнала, методик испытания радиолиний на наклонных трассах и рекомендаций по построению антенн». В 2012—2013 гг. он является научным руководителем Госбюджетной НИР



А. А. Савочкин на технической выставке

«Разработка и исследование слабонаправленных многодиапазонных антенн», шифр «Созвездие». Кроме того, А. А. Савочкин являлся ведущим исполнителем научных проектов: «Разработка принципов построения системы радиочастотной идентификации с локализацией объектов»; хоздоговорной работы «Разработка специализированных модулей для контроллера КМ-04» (договор с ФГУП «Экспериментальный завод научного приборостроения со специальным конструкторским бюро РАН», г. Черноголовка). Ряд разработок, в которых он являлся соисполнителем, демонстрировались на различных выставках, в том числе и на ВДНХ СССР в 1990 г.

Область научных интересов Савочкина А. А. — теория и практика многодиапазонных антенных устройств, системы радиочастотной идентификации с возможностью позиционирования объектов, инфокоммуникационные системы и сети.

Им получено 8 патентов и авторских свидетельств, опубликовано более 350 научных и учебно-методических работ. За последние пять лет им опубликовано 110 научных трудов и 28 учебно-методических изданий, в том числе: научная монография «Многодиапазонные антенны на основе фрактальных структур» (в соавторстве с А. А. Нудьгой). За последние 5 лет был докладчиком на 14 международных конференциях, посвященных решению проблем в области радиотехники и инфокоммуникаций.

Сегодня Савочкин А. А. возглавляет кафедру «Инновационные телекоммуникационные технологии». С 2018 г. является главным редактором ежегодного сборника научных трудов «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций», с 2020 года входит в редколлегию сборника трудов Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». С 2015 г. руководит двумя тематическими направлениями и работает в составе программного комитета Международной крымской научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо).



Заведующий кафедрой ИТТ Савочкин А. А.

3. Заключение

Многолетний добросовестный труд Савочкина А. А. является достойным примером честного и ответственного отношения к делу. И совершенно не случайно в 2020 году за добросовестный труд в сфере научной, научно-технической деятельности ему было присвоено Почётное звание «Почетный работник науки и высоких технологий Российской Федерации».

Фото из личного архива Савочкина А. А.

Список литературы

1. Севастопольский приборостроительный институт [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/1141801> (дата обращения 06.05.2023 г.)
2. Гимназия № 8 имени Н. Т. Хрусталева [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://gymnasium8.edusev.ru/> (дата обращения 06.05.2023 г.)

Академик, почётный профессор, отличник образования Александр Григорьевич Лукьянчук (к 75-летию со дня рождения)

¹ Афонин И. Л., ¹ Тыщук Ю. Н.

¹ Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
y.tyschuk@gmail.com

Аннотация: В работе описывается жизненный и профессиональный путь члена Академии наук прикладной радиоэлектроники Украины, почётного доктора Одесского национального политехнического университета, почётного профессора Харьковского университета радиоэлектроники, отличника образования Украины Александра Григорьевича Лукьянчука, которому в 2023 году исполняется 75 лет.

1. Введение

12 сентября 2023 года исполняется 75 лет доценту, кандидату технических наук, почётному ветерану кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет», члену Крымской региональной организации общероссийской общественной организации «Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи» (РНТОРЭС) Лукьянчуку Александру Григорьевичу.

Лукьянчук А. Г. родился 12 сентября 1948 года в городе Владивостоке. В 1966 году поступил в Севастопольский приборостроительный институт (СПИ). В 1971 году после окончания радиотехнического факультета СПИ принят на должность инженера научно-исследовательского сектора кафедры радиотехнических систем. В 1980 году защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка аппаратуры для измерения флуктуаций амплитуды и углов прихода радиоволн миллиметрового диапазона» (научный руководитель — профессор Лобкова Л. М.) по специальности 05.11.08 — Радиоизмерительные приборы. Являлся ответственным исполнителем ряда научно-исследовательских работ для ИРЭ АН УССР (Харьков) и МНИИРС (Москва). Стажировался в Венском техническом университете (Австрия) в 1981 — 1982 годах. Являлся ведущим преподавателем по важнейшим для специалитета и магистратуры системным дисциплинам: «Радиотехнические системы радиолокации и радионавигации», «Радиотехнические системы» и ряду других.



Рис. 1. Александр Григорьевич Лукьянчук

2. Образовательная деятельность

За более чем 45 лет преподавательской деятельности работал на должностях ассистента, доцента, заместителя декана и декана радиотехнического факультета, заведующего кафедрой радиотехники. С 1999 по 2013 годы — проректор и первый проректор СевНТУ. Являлся членом Научно-методического совета Министерства образования и науки Украины по радиотехнике, членом экспертного совета Государственной аккредитационной комиссии Украины, заместителем председателя редколлегии «Сборника научных трудов СевНТУ», сопредседателем оргкомитетов Международных научно-технических конференций «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии — КрыМиКо», «Теория и техника антенн — ICATT», «Сверхширокополосные и сверхкороткие импульсные сигналы — UWBUSIS», членом оргкомитетов ряда Международных конференций. Лукьянчук А.Г. — автор 4 учебных пособий с грифом МОН Украины и 140 научных и учебно-методических трудов. Имеет 9 авторских свидетельств на изобретения СССР и патентов Украины.

На настоящее время Александр Григорьевич получил множество наград и званий. Среди главных можно отметить следующие: Отличник высшего образования Украины (1999); Заслуженный работник образования Автономной республики Крым (2001); Заслуженный работник образования

Украины (2006); академик Академии наук прикладной радиоэлектроники (2004), Золотая медаль Академии наук прикладной радиоэлектроники (2007); Почётный профессор Харьковского национального университета радиоэлектроники (2008); Почётный доктор Одесского национального политехнического университета (2008).



Рис. 2. Диплом академика



Рис. 3. Удостоверение отличника образования

3. Заключение

Собранность, организованность в сочетании с требовательностью к себе, возвращаются признательностью и заслуженным авторитетом у коллектива кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета.

В день Юбилея желаем Александру Григорьевичу крепкого здоровья, долголетия, успехов, счастья и процветания!

Список литературы

1. Лукьянчук А. Г. Спутниковые системы связи, вещания и навигации : учеб. пособие для студ. вузов напр. «Радиотехника» / А. Г. Лукьянчук, Ю. П. Михайлюк, А. А. Савочкин ; ред. А. Г. Лукьянчук ; Севастоп. нац. техн. ун-т. — Севастополь : Изд-во Севастоп. нац. техн. ун-та, 2002. — 336 с.
2. Лукьянчук, А. Г. Работа в глобальной морской системе связи : учебное пособие для студентов вузов специальности «Эксплуатация транспортного оборудования» и «Судовождение» по дисциплинам «Международная радиосвязь и радиобмен», «Эксплуатация судовой РЭА», «Радиосистемы и радиосвязь на море» / А. Г. Лукьянчук, А. В. Мельников. — Севастополь : Издательство Севастопольского национального технического университета, 2003. — 172 с.

Детекторные радиоприемники компании Маркони

Пестриков В. М.

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
г. Санкт-Петербург, 191119, ул. Правды, 13. Российская Федерация
pvm205@yandex.ru

Аннотация: Исследованы причины, которые заставили Дж. А. Флеминга обратить внимание на практическое использование его клапана в области беспроволочной телеграфии. Рассмотрены конструкции клапанов Флеминга, которые выпускались мелкосерийно в первые два десятилетия 20 века. Представлены и проанализированы схемные решения и конструкции ламповых детекторных приемников компании Маркони с использованием двухэлектродной лампы.

1. Введение

В октябре 1906 года Дж. А. Флеминг сказал Гульельмо Маркони: «[Патент на клапан] никоим образом не является сильным патентом, и если мы откажемся поставлять клапан для различных целей, то люди могут импортировать подобное устройство Wehnelt из Германии или, возможно, сделают его сами. Я с трудом могу поверить, что за патент стоит сражаться ... Лично меня этот вопрос не интересует, так как у меня уже есть хоть какая-то научная заслуга в этом изобретении» [1].

Однако произошло непредвиденное. В США Ли де Форест 25 октября 1906 года подал заявку на получение патента US841387A на устройство под названием «Устройство для усиления слабых электрических токов» (англ. *Device for Amplifying Feeble Electrical Currents*). Устройство представляло собой пустотный клапан Флеминга, в который был добавлен третий электрод. Этот электрод находился перед анодом и катодом. Новая лампа по утверждению Ли де Фореста не только позволяла выпрямлять высокочастотный сигнал, но и его усиливать.

Ли де Форест пытался на сколько это возможно приуменьшить значение изобретения Флеминга. Что касается его научной стороны, то Ли де Форест подчеркивал, что работа Флеминга по односторонней проводимости в эффекте Эдисона уже была проделана до него Эльстером и Гейтелем. Де Форест утверждал, что использование клапана Флеминга ограничивается «количественными измерениями на коротких расстояниях».

Научная значимость изобретения Флеминга оказалась под угрозой, что было для него очень неприятно. Это привело его к союзу, представляющему взаимный интерес, к Маркони, поскольку Форест был одним из главных конкурентов Маркони. Флеминга исходя из сложившейся ситуации обратился к Маркони со следующим предложением: «Чрезвычайно важно сделать так, чтобы в Америке де Форесту запретили использовать ламповый детектор для различных целей... Я хочу, чтобы наша компания имела все возможные коммерческие преимущества, но я беспокоюсь о том, чтобы де Форест не лишил меня научной заслуги в изобретении клапана, как он этого хочет...» [2].

2. Клапан Маркони

Успехи Ли де Фореста заставили Флеминга обратить внимание на практическое использование его клапана в области беспроволочной телеграфии. Флеминг в начале для приемника беспроволочной телеграфии использовал схему на пустотном клапане, предложенную им в конце 1904 года. Фиксация сигналов в экспериментах производилась зеркальным гальванометром, который вскоре был заменен на головные телефоны, рис. 1.

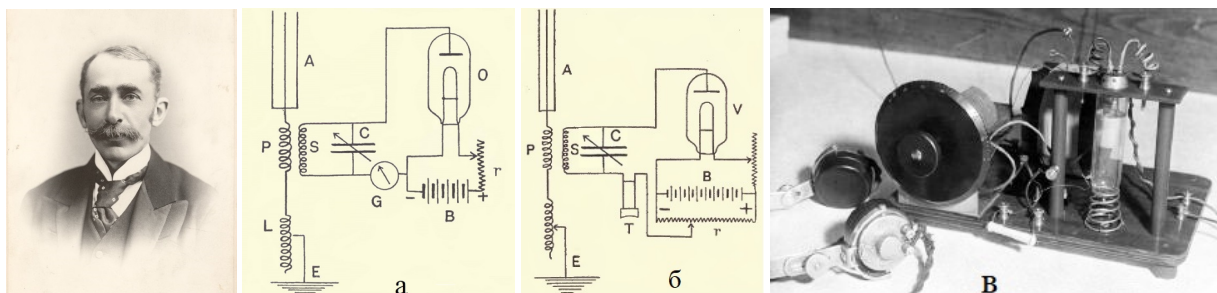


Рис. 1. Дж. Амброс Флеминг. Принципиальные схемы радиоприемников на двухэлектродной лампе: а — с фиксацией радиосигналов гальванометром, б — слуховой радиоприемник и в — общий вид слухового радиоприемника на пустотном клапане Флеминга (1905 г.)

Пустотные клапаны, которые получил Маркони от Флеминга, были им протестированы применительно к практической беспроводной телеграфии с телефоном в качестве принимающего или обнаруживающего устройства, причем за основу схем приемных устройств была взята та, что показана на рис. 1.

Маркони, хотя и не был изобретателем вакуумного клапана, но его практические эксперименты, а не Флеминга, с пустотным клапаном позволили превратить это устройство в промышленный детектор для беспроводной телеграфии, который мог использоваться в реальных условиях.

Радиоприемники на клапане Флеминга, которые выпускала компания Маркони назывались Marconi Valve Receiver (рус. *Ламповый приемник Маркони*) или сокращено «Marconi Valve», отсюда и следует название лампового детектора — клапан Маркони. Другими словами, под клапаном Маркони понимается схема приемника Маркони с использованием клапана Флеминга.

3. Ламповые радиоприемники компании Маркони

Вакуумные диоды, выпускавшиеся промышленностью в начале 20 века, отличались в основном формами и габаритами, а отсюда и величиной напряжения нити накала. Для защиты от внешних электрических полей на стеклянный баллон одевалась тонкая металлическая сетка. Такого типа пустотные клапаны изготавливались компанией Edison and Swan United Electric Light Company.

Как показали исследования, диодный ламповый детектор вносит незначительные искажения при приеме радиосигналов, если подводимое переменное напряжение имеет значительную амплитуду (1—2 В и более).

Изобретение Флеминга, несмотря на свою революционность, с большим трудом находило применение в радиоаппаратуре. Это было связано с высокой стоимостью мощной нити накала лампы. Компания Маркони в конструкциях радиоприемников на двухэлектродной лампе использовала две основные схемы. Одна — без источника анодного напряжения, другая — с батареей в качестве источника анодного напряжения, которая была предложена в патенте GB190813518А Дж. А. Флеминга.

Подача небольшого постоянного напряжения 10—22 В на анод лампы повышала качественные показатели детектора при диодной демодуляции радиосигнала. Такая схема работала значительно устойчивее, нежели с кристаллическим детектором (металлическое острие — кристалл). Для нагревания нити накала, использовалась гальваническая батарея напряжением от 4 до 12 вольт, в зависимости от размера используемого клапана. В схему, как правило, для регулирования напряжения накала включался потенциометр (переменный резистор). Входные цепи приемников строились по схеме, запатентованной (GB190712960А) компанией Маркони и ее инженером Чарльзом Франклином (Charles Samuel Franklin). На рис.2 представлен один из приемников Marconi Co. для диапазона волн от 600 до 1600 метров.

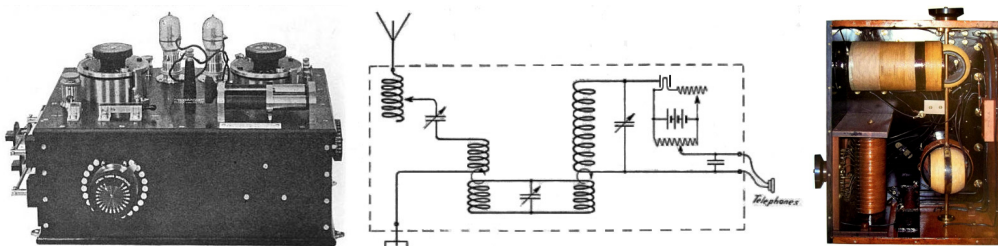


Рис. 2. Общий вид, принципиальная и монтажные схемы лампового радиоприемника Marconi–Fleming one valve tuner/detector. 1912 г.

4. Заключение

Детекторные радиоприемники на одной двухэлектродной лампе были довольно быстро вытеснены более чувствительными радиоприемниками на трехэлектродной лампе (аудионе), которая работала в режиме сеточного детектирования. Впрочем, вакуумный диод, благодаря своим уникальным свойствам, еще долго использовался в радиоаппаратуре. Этот радиокомпонент являлся важным элементом первых телевизоров и компьютеров. Он был неотъемлемой частью почти каждого передатчика и приемника радиосигналов на протяжении более трех десятилетий, пока его не заменил полупроводниковый диод.

Список литературы

1. Fleming to Marconi, 9 Oct. 1906, MCA, Chelmsford.
2. (A copy of) Fleming to Marconi, 14 Jan. 1907, UCL MS Add 122/48, Fleming Collection.

Инновации XVII века и зарождение электронных ламповых технологий

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 XVII века — вакуумный насос и электростатическая машина, благодаря которым появились газоразрядные трубки и были открыты катодные лучи. Рассмотрены эксперименты и изобретения Отто фон Герике, которые показали, что природа знает вакуум. Описаны особенности первой электростатической машины и ее способность генерировать электрическую энергию.

1. Введение

Бургомистр Магдебурга Отто фон Герике (*Otto von Guericke*, 20.11.1602—11.5.1686) был активен как в политической, так и в научной сфере в беспокойные времена середины 1600-х годов. Он участвовал в самой масштабной и кровопролитной Тридцатилетней войне и был бургомистром в течение 35 лет. Герике, несмотря на то, что у него было много занятий и общественных функций, находил время для проведения различных экспериментов по физике. Побудительным мотивом к проведению первых физических опытов Герике послужил старинный философский спор о пустом пространстве. Герике как эмпирик утверждал, что «философы, которые придерживаются исключительно своих умозрений и аргументов, не принимая во внимание опыт, никогда не могут прийти к надежным и правильным выводам относительно явлений внешнего мира. В самом деле, мы видим немало примеров, как человеческий разум, когда он не обращает внимания на результаты, добытые опытом, оказывается от истины на большем расстоянии, чем Земля от Солнца». Это и заставило Герике найти устройство, чтобы доказать на реальном опыте существование пустого пространства.

2. Первый воздушный насос для создания вакуума

Отто фон Герике был последователем польского астронома и математика Николая Коперника. Он рассуждал о том, что Земля, Луна и другие небесные тела, наблюдаемые в телескоп Галилея, должны двигаться в пустом пространстве, в противном случае сопротивление воздуха давно бы поставило все в тупик. В 1649 году Герике изобрел первый практический поршневой воздушный насос для создания вакуума, с помощью которого можно было изучать небесные условия. Позже он усовершенствовал этот вакуумный насос, используя для этого вертикальный цилиндр, в котором поршень можно было перемещать вверх и вниз с помощью рычага, а автоматический кожаный клапан в своей первоначальной конструкции заменил на запорный кран, рис. 1.

Герике с первой конструкцией насоса выполнил и интерпретировал некоторые новаторские вакуумные эксперименты. Он приобрел известность после так называемых «магдебургских экспериментов», в которых использовал для создания вакуума изобретенный насос. Герике 8 мая 1654 года на глазах у императора Священной Римской империи Фердинанда III впервые продемонстрировал силу атмосферы. Два медных полушария диаметром около 14 дюймов соединили вместе, а внутреннюю их часть вакуумировали. Закрепленные к каждому полушарию упряжки по 8 лошадей не смогли разъединить вакуумированные полушария до тех пор, пока в них не был впущен воздух. Эксперименты и изобретения Герике показали, что природа знает вакуум. Таким образом, постулируемое Аристотелем «отвращение природы к пустоте» (*horror vacui*) было опровергнуто [1].



Рис. 1. Первый улучшенный вариант воздушного насоса Отто фон Герике

3. Первая электрическая машина

В середине XVII века некоторые ученые считали, что электризация вызывает земное притяжение. Отто фон Герике, наиболее известный в тот период времени своими экспериментами с давлением воздуха, был одним из первых исследователей, открывших способ генерирования электричества за счет трения. Герике не только смог доказать электрическое притяжение, но и сумел произвести электрическое свечение. Для того чтобы продемонстрировать эффекты наэлектризованной серной сферы,

Отто фон Герике в 1663 году сконструировал первую электростатическую машину. Эта машина описана Герике в его книге «Новые Магдебургские эксперименты в вакуумном пространстве» (лат. *Experimenta Nova Magdeburgica de Vacuo Spatio*), изданной в Амстердаме в 1672 году. Здесь же рассматриваются электропроводность и электрическое отталкивание, описанные ранее итальянским философом-иезуитом Никколо Кабео (*Niccolò Cabeo*, 26.02.1586—30.06.1650) в его труде «Философия магнетизма» (лат. *Philosophia Magnetica*), вышедшем в городе Феррара (итал. *Ferrara*) в 1629 году.

Конструкция электростатической машины Герике, первого электрического генератора, представляла собой шар из серы, вращающийся на валу, рис. 2 [2]. Шар был сформирован путем заливки расплавленной серы в сферический стеклянный сосуд. Когда сера остыла, стеклянная оболочка была разбита, а сера оставалась в виде шара. В него вставлялся железный вал, и получившийся узел устанавливали на несущие опоры деревянной рамы. Выработка электричества происходила при потирании сухой рукой о вращающуюся сферу из серы. Машина была сконструирована таким образом, что шар на его валу можно было поднять с опор и переносить по комнате.



Рис. 2. Первый электростатический генератор, изобретенный немецким физиком Отто фон Герике. Гравюра по дереву. Франция. XIX век

С этой первой электрической машиной Герике сделал несколько важных открытий. Шар из серы электризовался гораздо сильнее, чем кусок янтаря. Между прочим, Герике заметил, что пушинка сначала притягивалась наэлектризованным шаром, но затем, прикоснувшись к нему отталкивалась от него. Вынув шар из станка и держа его под пушинкой, он смог удерживать пушинку в воздухе. Таким образом Герике открыл, что существует не только электрическое притяжение, но и электрическое отталкивание. Он фантастически предположил, что Земля — это огромная электрическая машина, которая «приводится во вращение рукой Всемогущего и возбуждается трением солнечных лучей». Во время опытов Герике заметил, что перо, парящее в воздухе, отталкивается от наэлектризованного серного шара, и предпочи-

тает притягиваться к «точкам любого объекта, находящегося перед ним, и его можно привести туда, где оно может зацепиться за нос любого человека». Таким образом, заостренные проводники наиболее эффективно притягивали наэлектризованное тело. Натирая шар рукой в темноте, Герике впервые наблюдал искусственную электрическую искру в виде слабого свечения.

Осуществив контакт льняной нити с наэлектризованным шаром, ему удалось «наглядно показать, что серный шар, предварительно возбужденный трением, может также проявлять свою силу через льняную нить длиной в 45 дюймов (114 см) или более и притягивать к себе что-то». Герике сделал первый шаг в области передачи электрической энергии на расстояние, хотя пройденное расстояние было немногим больше ярда (91,44 см). Полвека спустя Стивен Грей увеличил расстояние передачи до более чем 250 ярдов льняной нити. Шарлю Дюфе в 1733 г. оставалось лишь привлечь внимание Королевской академии наук Франции к важности электрических открытий Герике.

4. Заключение

Изобретение Отто фон Герике почти четыреста лет назад примитивного вакуумного насоса и электростатической машины трения способствовало зарождению электронных ламповых технологий. Насос Герике позволил удалить воздух из стеклянного сосуда с прикрепленными внутри его двумя металлическими электродами и наблюдать цветное свечение газа в вакуумированном сосуде. Это стало впоследствии основным принципом электронных и электрических ламп. Благодаря этому появились газоразрядные трубки и были открыты катодные лучи.

Начиная с электростатической машины Герике интерес человека к электричеству неуклонно возрастал. Герике не мог предположить, что однажды вакуум будет иметь огромное значение для современной науки и техники. Без широкого технического применения вакуумной технологии в промышленности не было бы ни электрических лампочек, ни компьютерных чипов, ни фундаментальных исследований с использованием ускорителей частиц и, прежде всего, радиоламповых технологий. Современный мир был бы пустым местом без вакуума.

Список литературы

1. Otto von Guericke and the Horror of Vacuum. URL: <http://scihi.org/guericke-horror-vacuum/> (05.05.2023).
2. Guericke O. *Experimenta Nova Magdeburgica de Vacuo Spatio*. Amstelodami : apud Joannem Janssonium a Waesberge, 1672. P. 143.

Хроника

Памяти профессора Евгения Евгеньевича Нечаева



Нечаев Евгений Евгеньевич
(23.05.1952—22.06.2022)

22.06.2022 года скоропостижно скончался заведующий кафедрой 406 МАИ, профессор, доктор технических наук Евгений Евгеньевич Нечаев.

Евгений Евгеньевич начал свою работу на кафедре 406 в 1979 году. Окончив в 1988 году аспирантуру Московского авиационного института, был приглашен на работу в МГТУ ГА. В 2018 году вновь приступил к работе на кафедре сначала в должности профессора, а затем исполняющего обязанности заведующего кафедрой. В 2021 году был назначен заведующим кафедрой.

Работая на кафедре 406 проявил себя высококвалифицированным преподавателем, успешно выполняющим все виды учебно-методической работы. Является автором и соавтором нескольких учебников и учебных пособий.

С 2006 г. Евгений Евгеньевич входил в состав Программного комитета конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо).

Организационный и Программный комитет конференции КрыМиКо выражают глубокие соболезнования родным и близким Евгения Евгеньевича Нечаева.

Памяти Марианны Ивановны Пойгиной



Пойгина Марианна Ивановна
(31.01.1938—17.03.2021)

17 марта 2021 года преждевременно ушла из жизни член Организационного комитета Международной конференции КрыМиКо М. И. Пойгина.

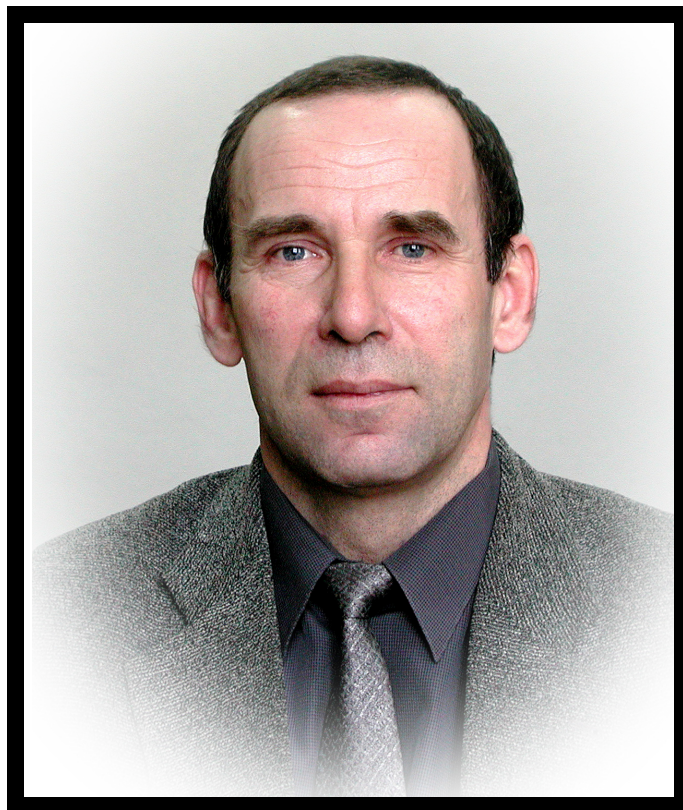
Марианна Ивановна прошла многомерный трудовой путь: инженер, старший научный сотрудник, начальник отдела киевского НИИ «Орион», директор созданного на базе НИИ «Орион» базового центра «Микротек» (1994—2000 гг.). Кандидат технических наук, Лауреат премии Кабинета министров Украины 2014 года за разработку и внедрение инновационных технологий. Награждена знаком «Почетный работник электронной промышленности».

Марианна Ивановна принимала непосредственное участие в реализации проектов и в формировании Государственных программ развития СВЧ-электроники. С 1993 по 2014 гг. входила в состав Оргкомитета Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо). Выполняя обязанности заместителя директора по научной работе ГП БЦКТ «Микротек», Марианна Ивановна принимала непосредственное активное участие в разработке новых инновационных технологий создания систем защиты бронированной техники.

Марианна Ивановна и ее активная творческая деятельность навсегда останутся в наших сердцах.

Организационный и Программный комитет конференции КрыМиКо выражают глубокие соболезнования родным и близким Марианны Ивановны Пойгиной.

Памяти Александра Владимировича Крутова



Крутов Александр Владимирович
(20.04.1954—7.08.2023)

7 августа 2023 года скорпостижно скончался один из ведущих разработчиков СВЧ приборов Александр Владимирович Крутов. Не стало талантливого и многогранно одаренного человека. Не стало нашего надежного друга и верного товарища. «Исток» и вся СВЧ отрасль России понесли тяжелую утрату. Александр Владимирович окончил МЭИ в 1977 году и сразу пришел на «Исток». Здесь в полной мере раскрылся талант Инженера. За более чем 45 лет активной творческой работы он разработал и внедрил в производство многие десятки СВЧ приборов. Он всегда стремился помочь любому человеку, который обращался к нему за помощью. Сотрудники «Истока», компании «Микроволновые системы», Организационный и Программный комитеты конференции КрыМиКо выражают глубокое соболезнование родным и близким Александра Владимировича.

