ISSN 2619-1628

34-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»
8–14 сентября 2024 г., Севастополь, Россия

КрыМиКо 2024 CriMiCo

September 8–14, 2024, Sevastopol, Russia
2024 34th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology»

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

2024
Вып. 6

Издается с 2020 года
Выходит 1 раз в год

Microwave and Telecommunication Technology

2024
Iss. 6

Issued since 2020
Published once a year

Севастополь — Sevastopol
2024

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 130 докладов 405 авторов на 34-й Международной научно-технической конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2024), состоявшейся в Севастопольском государственном университете 8—14 сентября 2024 г. Доклады представлены учеными и специалистами 83 университетов, НИИ и предприятий трех стран: Беларуси, Вьетнама, 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 38 докладов опубликованы в 7-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 05.06.2024
Формат 64×90/16. Уч.-изд. л. 25,10. Тираж 50 экз.

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

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

© СевГУ, 2024

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*
Кузьменко В. А., *СевГУ*
Романова Л. П., *КНТЦ им. Попова*
Свиридова Е. И., *КНТЦ им. Попова*
Слёзкин Г. В., *СевГУ*

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

д. ф.-м. н., проф. Богуш В. А., *БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)*
д. т. н., проф. Афонин И. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия (сопредседатель)*
проф. Ермолов П. П., *СевГУ, Севастополь, Россия (координатор)*

д. ф.-м. н., проф. Абрамов И. И., *БГУИР, Минск, Беларусь*
д. т. н., проф. Белкин М. Е., *МИРЭА, Москва, Россия*
д. ф.-м. н., проф. Бичурин М. И., *НовГУ, Великий Новгород, Россия*
д. т. н., Богатырёв Ю. В., *НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, Минск*
к. т. н. Богданов С. А., *АО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
к. т. н. Вертегел В. В., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., *НИИ «КрАО», Кацивели, Россия*
к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., *АО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
д. т. н., проф. Громов Д. В., *ОАО «СПЭЛС», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Гудков А. Г., *МГТУ им. Баумана, Москва, Россия*
д. ф.-м. н. Запевалов В. Е., *ИПФ РАН, Нижний Новгород, Россия*
д. т. н., проф. Иванов В. Э., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*
prof. Ilcev S. D., *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. 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. Совлуков А. С., *Институт проблем управления РАН, Москва, Россия*
к. ф-м. н. Торхов Н. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. ф.-м. н. Чаусов Д. Н., Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН
к. т. н. Чернега В. С., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. т. н., проф. Широков И. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия*

ПЕРСОНАЛИИ



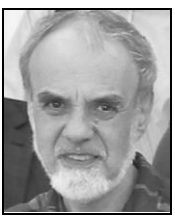
АБРАМОВ Игорь Иванович (род. 11 августа 1954 г. в Бресте) — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и наноэлектроники»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



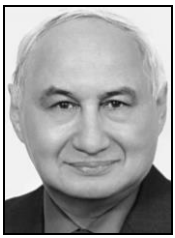
АФОНИН Игорь Леонидович (род. 12 сентября 1958 г.) — доктор технических наук (2008), профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета. Отличник образования Украины (1989),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



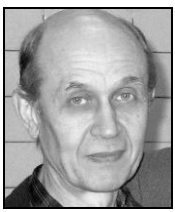
БАТУРА Михаил Павлович (род. 16 мая 1950 г.) — доктор технических наук, профессор, академик Международной академии наук высшей школы, заслуженный работник образования Республики Беларусь, ректор Учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники» с 02.10.2000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



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



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



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



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



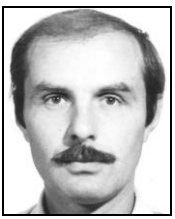
БОГУШ Вадим Анатольевич родился в 1975 году в г. Бобруйске Могилевской области. Доктор физико-математических наук, профессор. Окончил Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР). Аспирант, докторант, доцент кафедры сетей и устройств телекоммуникаций и кафедры защиты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



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



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



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



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



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



ЕРМОЛОВ Павел Петрович (род. 28 июля 1950 г. в Донецкой области) — кандидат технических наук, профессор кафедры «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 30 ноября 1949 г. в городе Бор (Нижегородская область). Окончил радиофизический факультет Горьковского государственного университета (ГГУ, 1972) по специальности радиофизика. Защитил кандидатскую диссертацию в 1985 г. Докторская диссертация (2008) посвящена проблемам повышения эффективности генерации мощных гиротронов. После окончания ГГУ работал в Горьковском государственном университете, а с 1985 и до текущего момента работает в ИПФ Академии наук СССР (в настоящее время ИПФ РАН). Область научных интересов: теоретическое и экспериментальное исследование электронно-волновых процессов в мощных электронных приборах, разработка гиротронов для управляемого термоядерного синтеза, спектроскопии и технологических приложений. Лауреат премии правительства РФ в области науки и техники (2011). Член Программного комитета КрыМиКо с 2018 г.



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



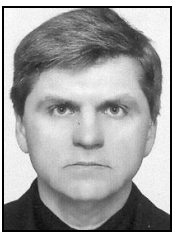
ИЛЬЧЕВ Димов (ILCEV Dimov Stojce, род. 18 августа 1944 г. в Болгарии) — профессор университета Йоханнесбурга. Автор книг “Global Mobile Satellite Communications for Maritime, Land and Aeronautical Applications”, Springer, Boston, USA, 2005; “International Recent Issues about ECDIS, e-Navigation and Safety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



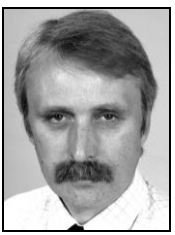
КАЛОШИН Вадим Анатольевич (род. 13 мая 1947 г.) — заведующий лабораторией «Электродинамика композиционных сред и структур» Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, профессор кафедры «Радиотехника и системы управления» МФТИ (ГУ), д.ф.-м.н. В 1970 г. окончил радиотехнический факультет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



КАРУШКИН Николай Федорович (род. 8 марта 1939 г. в Ярославле, Россия) — кандидат технических наук, начальник отдела НИИ «Орион». Окончил Харьковский государственный университет. Диссертацию защитил в НПО «Исток» (Фрязино). Лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники. Область научных интересов: разработка твердотельных приборов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Член Программного комитета КрыМиКо с 1997 г., сопредседатель — с 2016 г.



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



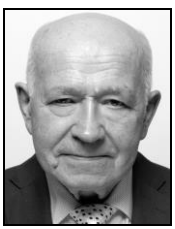
КИЩИНСКИЙ Андрей Александрович (род. 4 декабря 1959 г.) — кандидат технических наук, заместитель генерального директора — главный конструктор АО «Микроволновые системы» (Москва). В 1983 г. окончил МИРЭА по специальности радиотехника. В 1992 г. защитил кандидатскую диссертацию по вопросам моделирования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



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



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



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 комитеа КрыМиКо с 2014 г.



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



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



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 редколлегий журналов: «Infocommunications and Radio Technologies» (Севастополь), «Вестник МЭИ» (Москва), «Journal of Electronic Research and Application» (Сидней) и «Уральский радиотехнический журнал» (Екатеринбург). Участник КрыМиКо с 1991 г., член Оргкомитета с 2018 г.



ОБУХОВ Илья Андреевич (род. 20 мая 1956 г. в Уфе) — доктор физико-математических наук, старший научный сотрудник. Заместитель генерального директора по научной работе НПП «Радиотехника», профессор филиала РТУ МИРЭА в г. Фрязино. Окончил физический факультета МГУ им. М. В. Ломоносова (1979 г.) и аспирантуру того же факультета (1982 г.). Основные научные интересы: физика переноса заряда в структурах с активными областями нанометровых размеров; разработка конструкций и моделирование квантовых приборов СВЧ, КВЧ и терагерцового диапазонов, основанных на многослойных гетероструктурах и нанопроводах. Автор более 150 публикаций, включая 6 монографий. Член Программного комитета КрыМиКо с 1996 г. и Оргкомитета с 1999 г.



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



ОВЧИННИКОВА Елена Викторовна (род. 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 (ECMI), действительный член Европейской академии естественных наук (Германия, Ганновер). С 2008 г. председатель секции «История радиотехники, электроники и связи» Санкт-Петербургской организации РНТОРЭС им. А. С. Попова» (СПбНТОРЭС). С 2009 г. — член Программного комитета КрыМиКо по направлению «История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий». Почетный работник ВПО РФ (2011).



ПЕСТРЯКОВ Александр Валентинович (род. 27 мая 1954 г.) — доктор технических наук, профессор, декан факультета радио и телевидения Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), заведующий кафедрой радиооборудования и схемотехники, руководитель научно-исследовательского отдела «Радиотехнические системы и устройства». В 1976 году окончил Московский электротехнический институт связи. В 1980 г. защитил кандидатскую, в 1993 — докторскую диссертацию. С 1995 года профессор по кафедре радиопередающих устройств. Автор и соавтор боле 250 научных публикаций, в том числе монографии и 15 изобретений (включая ряд зарубежных патентов в США, Германии, Евросоюзе, Японии, Китае). На протяжении более 30 лет руководит секцией «Устройства синхронизации» в РНТОРЭС им. А. С. Попова. Область научных интересов: системы синхронизации, синтеза частот, абонентского оборудования систем мобильной связи, цифрового радиовещания, устройств и систем глобального космического мониторинга подвижных объектов. Награды и почетные звания: «Мастер связи» (2001 г.), Почетный работник высшего профессионального образования (2016). Член Программного комитета КрыМиКо с 2016 г.



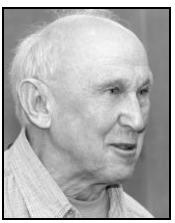
РЕДЬКИНА Елена Александровна (род. 7 июля 1981 г.) — кандидат технических наук (2009), доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем Севастопольского государственного университета (2012). Научные интересы: проектирование антенных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



РЖЕВЦЕВА Наталия Леонидовна (род в 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.



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



СОВЛУКОВ Александр Сергеевич (род. 27 мая 1947 г.) — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, г. Москва. Окончил в 1971 г. физический факультет Московского Государственного Университета им. М.В. Ломоносова. С этого же года работает в Институте проблем управления. В 1977 г. защитил кандидатскую диссертацию, а в 1992 г. – докторскую диссертацию в области разработки радиоволновых методов и средств измерений неэлектрических величин. Область научных интересов: радиочастотные и микроволновые методы и средства измерений неэлектрических величин, включая различные технологические параметры; методы повышения точности измерений и чувствительности датчиков. Является автором/соавтором 9 монографий, более 250 научных работ и более 150 патентов на изобретения. Член Программного комитета КрыМиКо в 1992—1996 гг. и с 2010 г.



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



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



ЧАУСОВ Денис Николаевич (род. 06.02.1983 г. в Орловской области) — доктор физико-математических наук, доцент, заведующий лабораторией фотоники и органической электроники Центра биофотоники Института общей физики им. А. М. Прохорова Российской академии наук (ИОФ РАН). С 2010 по 2022 гг. — заведующий учебно-научной лабораторией теоретической и прикладной нанотехнологии Московского государственного областного университета (МГОУ). Заместитель председателя диссертационного совета 72.2.020.03. Круг научных интересов: системы отображения информации, устройства фотоники, устройства микро- и наносистемной техники, физика жидких кристаллов и полимеров, межфазные взаимодействия. Автор более 150 научных работ в ведущих российских и зарубежных журналах, 10 патентов и 4 стандартных государственных методик. Лауреат золотой медали Российской академии наук, лауреат премии губернатора Московской области в сфере науки и инноваций. Член Программного комитета КрыМиКо с 2024 г.



ЧЕРНЕГА Виктор Степанович (род. 5 октября 1946 г. в Полтавской области) — кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационные системы» Севастопольского государственного университета (СевГУ). В 1969 г. окончил факультет автоматики и вычислительных устройств Севастопольского приборостроительного института. В 1976 г. в Киевском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Системы и средства передачи информации по каналам связи». Область научных интересов: теория и техника систем передачи информации, медицинские информационные системы,

применение лазерных технологий в урологии. Автор (соавтор) более 150 публикаций, включая 25 авторских свидетельств СССР, патентов РФ и Украины, 5 учебных пособий с грифом министерств высшего специального образования СССР и Украины. Член Программного комитета КрыМиКо с 2021 г.



ЧЕЧЕТИН Анатолий Васильевич (род. 26 ноября 1943 г.) — генеральный директор научно-производственного акционерного общества «Фаза», академик Академии изучения проблем национальной безопасности, действительный академический советник Академии инженерных наук РФ. Окончил Ростовский государственный университет по специальности «радиофизика» (1965 г). Является автором (соавтором) более 20 научных работ и авторских свидетельств. Область профессиональных интересов — СВЧ электроника. Член Оргкомитета КрыМиКо с 2004 г.



ШИРОКОВ Игорь Борисович (род. 25 июля 1959 г.) — доктор технических наук, профессор кафедры «Электронная техника» Севастопольского государственного университета, IEEE M'07, SM'12. Научные интересы: системы коммуникации, навигационные системы, радиолокационные системы, дистанционное зондирование, антенны и микроволновое распространение, поиск людей под завалами, позиционирование объектов, промышленные контроллеры и датчики технологического оборудования, силовая электроника, энергосберегающие технологии. Автор более 450 научных и методических работ, включая 3 монографии и около 100 патентов и заявок на изобретение. Член Программного комитета КрыМиКо с 2009 г.

Содержание

ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ

INV.1 ИЗУЧЕНИЕ ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ЯВЛЕНИЙ И ГЕОЛОГИЧЕСКИХ СТРУКТУР В РЕГИОНЕ ОТ БАЛТИЙСКОГО ДО СРЕДИЗЕМНОГО МОРЕЙ ПО ДАННЫМ СЕТИ МАГНИТОВАРИАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ, РАСПОЛОЖЕННЫХ В БЕЛАРУСИ И В КРЫМУ
Вольвач А. Е., Коган Л. П., Вольвач Л. Н., Аронов А. Г., Аронов Г. А. 1

INV.2 ПРИНЦИПЫ ПЕРЕХОДА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ БЛИЖНЕЙ НАВИГАЦИИ И ПОСАДКИ В САНТИМЕТРОВЫЙ ДИАПАЗОН ВОЛН
Криворучко Ю. Т., Король В. М., Княжский А. Ю., Шатраков Ю. Г. ..... A

СЕКЦИЯ 1: ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

1.1 ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ВАРИКАПА С ГЛУБОКИМИ ПРИМЕСНЫМИ ЦЕНТРАМИ
Богданов С. А. ..... B

1.2 ПРИМЕНЕНИЕ СОВМЕСТНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ СИЛЬНЫХ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТНЫХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ В РАЗРАБОТКАХ МИКРОВОЛНОВЫХ СМЕСИТЕЛЕЙ
Малышев И. В., Паршина Н. В. C

1.3р НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ p-i-n-ДИОДА ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ p-i-n-ДИОДНЫХ АТТЕНЮАТОРОВ
Богданов С. А., Богданович Ю. Д. 3

1.4р ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА В САПР
Елфимов А. Е., Величкина А. С., Усков Г. К., Бобрешов А. М. 4

1.5р МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ S-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ 180 нм КМОП ТЕХНОЛОГИИ
Ходжиков Д. В., Коколов А. А., Шеерман Ф. И., Бабак Л. И. 6

СЕКЦИЯ 2: ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ И МИКРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

2.1 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННО-ВОЛНОВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В ВЫХОДНЫХ СИСТЕМАХ СВЕРХМОЩНЫХ КЛИСТРОНОВ S-ДИАПАЗОНА
Голованов Н. А., Савин А. Н., Галдецкий А. В. 8

2.2 О СВЕРХМОЩНОМ МНОГОЛУЧЕВОМ КЛИСТРОНЕ S-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ РЕЗОНАТОРОВ С МЕТАМАТЕРИАЛОМ
Галдецкий А. В., Голованов Н. А. 10

2.3 К ВОПРОСУ О КОРРЕКЦИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ МОЩНОСТИ ОРОТРОНОВ 2-мм ДИАПАЗОНА С ПОМОЩЬЮ ГРАДУИРОВАННОЙ ДЕТЕКТОРНОЙ СЕКЦИИ, ВЫПОЛНЕННОЙ В ВОЛНОВОДЕ С ПОПЕРЕЧНЫМ СЕЧЕНИЕМ 1,6×0.8 мм^2
Мясин Е. А., Ильин А. Ю., Максимов Н. А. 12

[A] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 706—719.
[B] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 222—230.
[C] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 311—325.

СЕКЦИЯ 3: СИСТЕМЫ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.1 РАЗРАБОТКИ В ОБЛАСТИ ПОДВОДНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ И С ПОМОЩЬЮ МАЛОГАБАРИТНЫХ МАГНИТНЫХ АНТЕНН
Широков И. Б., Головин В. В., Редькина Е. А., Сердюк И. В., Овчаров П. П. ..... D

3.2 СТОХАСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ КАНАЛА СВЯЗИ В ЗАДАЧЕ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Аверина Л. И., Гутерман Н. Е. ..... E

3.3 ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛА В ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ СУБТЕРАГЕРЦОВОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ
Бирюков В. В., Раевский А. С., Серафимова Е. А. ..... F

3.4р РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-АМПЛИТУДНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА КРЕНА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Гулько В. Л., Луц О. Я., Мещеряков А. А. 14

3.5р ВЛИЯНИЕ СНЕЖНОГО ПОКРОВА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЛИССАДНОГО РАДИОМАЯКА
Васнев А. Г., Войтович Н. И., Жданов Б. В., Ершов А. В. 16

3.6р ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МЕТОДОВ КОДИРОВАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НАЛИЧИИ ОШИБОК В ЦИФРОВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ
Петров Ю. В., Макеев И. А., Васьковский М. В., Захаров С. А., Филиппова Н. М. 18

3.7р АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ВЗАИМНОГО РАСПОЛОЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ ПРИ ИХ КООПЕРАТИВНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ
Зубков А. С., Кузьмин Л. В., Ефремова Е. В. 19

3.8р ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК ДЛЯ СИСТЕМ MASSIVE MIMO СВЧ ДИАПАЗОНА
Аверина Л. И., Смусева К. В., Усков Г. К. ..... G

СЕКЦИЯ 3а: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

3а.1 ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В MIMO-РАДИОЛОКАТОРЕ
Касьянов А. О., Потипак М. В. 21

3а.2 СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НА ОСНОВЕ ИНВЕРСНОГО СПАЙК-КОДИРОВАНИЯ
Бондарев В. Н. 23

3а.3 АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ИНТЕНСИВНОСТИ ДОЖДЯ ПО ТЕЛЕВИЗИОННЫМ ИЗОБРАЖЕНИЯМ
Начаров Д. В., Рукосуев Е. Р., Иванов В. А., Михайлюк Ю. П. ..... H

3а.4 РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ МАКСИМАЛЬНОЙ ПРИМЕНИМОЙ ЧАСТОТЫ ИОНОСФЕРНЫХ КВ РАДИОЛИНИЙ НА ОСНОВЕ СИНТЕЗА НЕЙРОСЕТИ
Рябова Н. В., Конкин Н. А., Елчанинова А. С. I

[D] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 93—105.
[E] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 280—294.
[F] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 517—532.
[G] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 485—500.
[H] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 533—543.
[I] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 691—705.

3а.5р ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПЛАНИРОВАНИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ РЕСУРСОВ
Александров В. Р., Обухов И. А., Чикало О. В. 25

3а.6р РАЗРАБОТКА МОБИЛЬНОГО РОБОТА ДЛЯ УДАЛЕННОГО НАБЛЮДЕНИЯ ЗА ОБЪЕКТОМ
Скаковская А. Н. 27

3а.7р АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ТЕРМИНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ТЕХНОЛОГИЮ БЛОКЧЕЙН
Лукьянчиков А. В., Нестеренко А. И., Ильяш Д. И. 29

3а.8р ПРИНЦИП МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕЙРОМОРФНЫМИ ВЫЧИСЛЕНИЯМИ НА СПИН-ВОЛНОВЫХ КОЛЕБАНИЯХ
Никитин А. О., Петров Р. В., Михайлов А. А., Хаванова М. А. 32

СЕКЦИЯ 4: АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

4.1 КОММУТАЦИОННЫЙ МЕТОД КАЛИБРОВКИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ ФАР В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ
Сучков А. В., Иванов Д. М. ..... J

4.2 ТРЕХСЕКЦИОННАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ИЗЛУЧЕНИЯ
Слезкин В. Г., Неведров М. Г. ..... K

4.3 АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ФРАКТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ
Щекатурин А. А., Иськив В. М., Васин Е. Е. 34

4.4 ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕНН МАЛЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ
Мельниченко О. И., Комиссарова Е. В. L

4.5р МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ АДАПТИВНОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ
Обуховец В. А. 36

4.6р УЛУЧШЕНИЕ РАЗВЯЗКИ ПЕЧАТНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ СИСТЕМ MIMO мм-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Мигалин М. М., Обуховец В. А. 38

4.7р АНТЕННЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ (обзор)
Овчинникова Е. В., Гаджиев Э. В., Фам Ван Винь, Сургаева Е. О., Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А. ..... M

4.8р ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ НА ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН
Бузова М. А. 40

4.9р ПРОЕКТИРОВАНИЕ АНТЕННЫ КАССЕГРЕНА НА ЧАСТОТУ 118 ГГц С ПРЕДЕЛЬНО ДОСТИЖИМЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ
Воробьев И. А., Раевский А. С. 42

4.10р МАЛОГАБАРИТНАЯ ОБЪЕМНАЯ СШП АНТЕННА НАПРАВЛЕННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ: РОЛЬ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ МОД
Дымов Г. А., Беличенко В. П., Буянов Ю. И. 44

[J] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 254—267.
[K] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 295—310.
[L] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 635—655.
[M] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 769—779.

4.11р ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ ФОЛЬГИРОВАННЫЕ МАТЕРИАЛЫ В СПИРАЛЬНЫХ АНТЕННАХ, РАБОТАЮЩИХ В САНТИМЕТРОВОМ И МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН
Прохоренко В. В. 46

4.12р КОНСТРУКЦИИ ТРАНСФОРМИРУЕМЫХ КОСМИЧЕСКИХ КРУПНОГАБАРИТНЫХ РЕФЛЕКТОРОВ
Железнова В. С., Овчинникова Е. В., Матросова И. В., Слепцов П. Е. ..... N

4.13р АНАЛИЗ ВИБРАТОРНОЙ МОДЕЛИ ПАТЧ-ИЗЛУЧАТЕЛЯ С ЦЕЛЬЮ СМЕЩЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО РАССТОЯНИЯ В ПРОМЕЖУТОЧНУЮ ЗОНУ
Громоздин В. В., Бартош А. Е., Беликов Д. Н., Новикова Т. В. ..... O

4.14р КОМПАКТНАЯ АНТЕННА С УВЕЛИЧЕННЫМ РАДИУСОМ ДЕЙСТВИЯ ДИАПАЗОНА 2,4 ГГц
Ткаченко М. О. ..... P

СЕКЦИЯ 5: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

5.1 ПОПЕРЕЧНО-НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С НАКЛАДНЫМ КЕРАМИЧЕСКИМ БРУСКОМ
Сычев А. Н., Артищев С. А., Рудый Н. Ю., Труфанова Н. С. ..... Q

5.2 МНОГОСЛОЙНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ СВЧ-ФИЛЬТР, ВЫПОЛНЕННЫЙ ПО SIW-ТЕХНОЛОГИИ
Сабурова В. С., Крутиев С. В., Махно А. С., Букин С. П. ..... R

5.3 ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ВОЛНОВОДНОГО ФИЛЬТРА
Амонский Д. С., Крутиев С. В. ..... S

5.4 ЭКСТРАКЦИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ СВЧ С ОБЪЕМНЫМИ КРИСТАЛЛАМИ
Арутюнян А. А., Малютин Н. Д. ..... T

5.5р АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АЛГОРИТМ СИНТЕЗА РАСПРЕДЕЛЕННО-СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЦЕПЕЙ С НЕСИММЕТРИЧНЫМИ НАГРУЗКАМИ
Малютин Г. А., Чепко Т. А., Чинь Т. Т., Майстренко А. В. 47

5.6р СПОСОБ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ОБЪЕМНЫХ КРИСТАЛЛОВ
Арутюнян А. А., Малютин Н. Д. 50

5.7р ИССЛЕДОВАНИЕ ЩЕЛЕВОЙ МОДЫ В СТРУКТУРЕ, ВКЛЮЧАЮЩЕЙ ЛИНИЮ ЗАДЕРЖКИ И РЕЗОНИРУЮЩУЮ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ ПЛАСТИНУ
Зайцев Б. Д., Бородина И. А., Теплых А. А., Семёнов А. П. 53

5.8р МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СВЧ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ
Лобекин В. Н., Кафаров Р. Г., Белышев А. А., Осипова И. С., Бичурин М. И. ... 55

5.9р КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ВОЛНОВОДНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТРА НА НАКЛОННЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРАХ
Шевченко А. К., Гризодуб А. Н., Крутиев С. В. ..... U

[N] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 404—424.
[O] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 106—116.
[P] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 672—690.
[Q] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 473—484.
[R] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 720—733.
[S] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 458—472.
[T] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 242—253.
[U] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 620—634.

5.10р ИССЛЕДОВАНИЯ СЕЛЕКТИВНЫХ СВОЙСТВ ПАРЫ ОДНОЗАХОДНЫХ ГАММАДИОНОВ ПРИ ИХ РОТАЦИИ ОТНОСИТЕЛЬНО СРЕДНИХ ТОЧЕК ПРОВОДЯЩЕГО УЧАСТКА ПЕРЕДАЮЩЕЙ ЛИНИИ ПОЛОСКОВОГО ТИПА
Малышев И. В., Дубченко Н. И. 56

5.11р МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩЕГО СВЧ ФИЛЬТРА НА МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ
Кафаров Р. Г., Лобекин В. Н., Белышев А. А., Осипова И. С., Бичурин М. И. ... 58

СЕКЦИЯ 5а/1: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ-ПРИБОРОВ

5а.1 АТОМНАЯ СИЛОВАЯ МИКРОСКОПИЯ ЛЕНТОЧНЫХ АМОРФНЫХ СПЛАВОВ ДЛЯ СВЧ-ТЕХНИКИ
Каминская Т. П., Степович М. А., Шипко М. Н., Стулов А. В. V

5а.2 ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ФОРМИРОВАНИЯ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ
Йе Мин Хлаинг, Калугин В. В., Паинг С. Х., Тху Та 59

5а.3 ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ТОЧКЕ ОБОБЩЕННОЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ СИНГУЛЯРНОСТИ ПРИ НАЛИЧИИ РЕЗИСТИВНОГО КЛИНА
Раевский А. С., Раевская Ю. В., Седаков А. Ю. ..... W

5а.4р ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ ПЛЕНОК ЖЕЛЕЗО-ИТТРИЕВОГО ФЕРРИТА-ГРАНАТА В ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРАХ
Ветошко П. М., Полулях С. Н., Бержанский В. Н., Спирин А. Л., Ксендзов А. В. 63

5а.5р ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МАГНИТОИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКИ НА СВОЙСТВА ЛЕНТОЧНЫХ АМОРФНЫХ СПЛАВОВ FeSiB
Шипко М. Н., Каминская Т. П., Степович М. А., Савченко Е. С., Стулов А. В. ... 65

5а.6р МАГНИТНОЭЛАСТОМЕРНЫЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ: ВЛИЯНИЕ СТРУКТУРИЗАЦИИ НА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА
Фионов А. С., Хачатуров А. А., Колесов В. В., Потапов Е. Э. 66

5а.7р МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ КОМПОЗИТОВ В СРЕДЕ COMCOL MULTIPHYSICS: ПРИБЛИЖЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ СРЕДЫ
Фионов А. С., Петрова Н. Г., Хачатуров А. А., Колесов В. В., Потапов Е. Э. 68

5а.8р МОДЕЛЬ И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ НА ОСНОВЕ ВИДЕОИМПУЛЬСНОГО МЕТОДА
Петененко Я. А., Тренкаль Е. И. 70

5а.9р ТАММОВСКИЕ РЕЗОНАНСЫ В СТРУКТУРЕ ОДНОМЕРНЫЙ СВЧ ФОТОННЫЙ КРИСТАЛЛ — СЛОЙ ВОДЫ
Скрипаль А. В., Пономарев Д. В., Волшаник М. А. 72

5а.10р СВЧ-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ ИЗ ГИБРИДНЫХ ОРГАНИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ ЦИНКОВЫХ КОМПЛЕКСОВ
Мазинов А. С., Цапик Д. К., Колосовский А. В., Варагушин П. А. 74

5а.11 ИМПЕДАНС-СПЕКТРОСКОПИЯ УЛЬТРАТОНКИХ SOI СТРУКТУР С ВЫСОКООМНЫМИ TR-HR СЛОЯМИ ДЛЯ MW IC
Попов В. П., Жилицкий В. Е., Антонов В. А., Мяконьких А. В., Руденко К. В. ... 76

[V] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 208—221.
[W] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 656—671.

5a.12 РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ПОЛУЧЕНИЯ БУФЕРНЫХ СЛОЕВ НИТРИДА ГАЛЛИЯ НА УСТАНОВКЕ МОС-ГИДРИДНОЙ ЭПИТАКСИИ AIXTRON CCS 6X2
Марончук И. И., Меженный М. В., Чельный А. А., Саникович Д. Д., Рыбин П. С., Широков И. Б. X

5a.13 DEVICE CHARACTERIZATION OF THE GATE-ALL-AROUND FIELD-EFFECT TRANSISTOR WITH A SiO_2/HfO^2 GATE DIELECTRIC
Volcheck V. S., Lovshenko I. Yu., Hvazdouski D. C., Baranava M. S., Roshchenko P. S., Stempitsky V. R. 78

5a.14p ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОДНОМЕРНЫХ 1D-КОНТАКТОВ ШОТТКИ
Торхов Н. А., Мосунов А. А. 80

5a.15p ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ИМС ВКЛЮЧЕНИЯ ПЛАНАРНОГО ДИОДА ШОТТКИ ТГц-ДИАПАЗОНА
Торхов Н. А., Тыщук Ю. Н., Ткаченко М. О., Никифоров С. М., Манько А. С. 82

5a.16p ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ КОПЛАНАРНОЙ ИМС ВКЛЮЧЕНИЯ ПЛАНАРНОГО ДИОДА ШОТТКИ В ТГц-ДИАПАЗОНЕ
Торхов Н. А., Тыщук Ю. Н., Ткаченко М. О., Иванюк Т. А., Коколов А. А., Ходжиков Д. В. 84

5a.17p ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ В ММ И СубММ ДИАПАЗОНАХ
Паршин В. В., Серов Е. А., Запевалов В. Е. 86

5a.18p НОВЫЕ УГЛЕРОДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ЭВП СВЧ И СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНОВ СРЕДНЕЙ И БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ
Яфаров Р. К. 88

5a.19p МОДЕЛЬ РАЗРУШЕНИЯ КЕРАМИЧЕСКОГО КОНДЕНСАТОРА В УСЛОВИЯХ СТАРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИКА
Пестриков В. М., Лукинов В. А. 90

5a.20p РАСПОЛОЖЕНИЕ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОДЛОЖКЕ, КАК ФАКТОР, ВЛИЯЮЩИЙ НА ШИРИНУ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ МЕТАСТРУКТУРЫ
Падалинский М. М., Мазинов А. С., Болдырев Н. А., Арсеничев С. П., Григорьев Е. В. 92

5a.21p ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ НА ОСНОВЕ Н-ФРАКТАЛА
Агейкин Н. А., Смирнов А. В., Фионов А. С. 94

СЕКЦИЯ 5b: НАНОЭЛЕКТРОНИКА И НАНОТЕХНОЛОГИЯ

5b.1 ТРЕНЧЕВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ: ТЕХНОЛОГИИ ФОРМИРОВАНИЯ ГЛУБОКИХ ТРЕНЧЕЙ В КРЕМНИИ
Руденко К. В., Мяконьких А. В., Лукичев В. Ф. 96

5b.2 ИНСТРУМЕНТАРИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ДВУХСЛОЙНОГО ГРАФЕНА
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А. 98

5b.3 ГЕТЕРОСТРУКТУРА Q-HEMT ДЛЯ МАЛОШУМЯЩИХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ
Богданов С. А., Карпов С. Н., Котекин Р. А., Пашковский А. Б. 100

[X] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 436—457.

5b.4 РЕЗЕРВУАРНАЯ СЕТЬ НА ОСНОВЕ ЕДИНИЧНЫХ ПРИМЕСНЫХ АТОМОВ В ТВЕРДОТЕЛЬНОЙ МАТРИЦЕ
Андреева А. С., Коровников С. А., Преснов Д. Е., Шорохов В. В., Трифонов А. С., Крупенин В. А., Снигирев О. В. 102

5b.5 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ГАННА НА ПРОТЕКАНИЕ ТОКА В GaAs HEMT
Карпов С. Н. 104

5b.6 МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С КАНАЛОМ ИЗ АНТИМОНИДА ИНДИЯ
Обухов И. А., Обухов И. И. ..... Y

5b.7р КРЕМНИЕВЫЙ РЕЛАКСАЦИОННЫЙ КВАНТОВЫЙ ТРАНЗИСТОР
Обухов И. А., Обухов И. И. ..... Z

5b.8р МИКРОСТРУКТУРЫ МЕМРИСТОРОВ НА ОСНОВЕ HfO_2: ТЕХНОЛОГИЯ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И МОДЕЛИРОВАНИЕ
Руденко К. В., Мяконьких А. В., Пермякова О. О., Рогожин А. Е., Фадеев А. В. 106

5b.9р РАЗРАБОТКА ОДНОЭЛЕКТРОННЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ НАВЕДЕННЫХ КВАНТОВЫХ ТОЧЕК В КРЕМНИИ И МЕТАЛЛОРГАНИЧЕСКИХ КАРКАСНЫХ ПОЛИМЕРОВ
Панкратов С. А., Крупенин В. А., Шорохов В. В., Преснов Д. Е. 108

5b.10р ЗАВИСИМОСТЬ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ НАНОМЕТРОВЫХ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНОК ОТ ТОЛЩИНЫ
Старостенко В. В., Кофанов А. Н., Григорьев Е. В., Зуев С. А., Таран Е. П., Грозовский А. Д. 110

5b.11р ИНСТРУМЕНТАРИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ГЕТЕРОСТРУКТУР, СОДЕРЖАЩИХ GaN, SiC И ГРАФЕН
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Батура М. П., Ермак В. О. 112

5b.12р ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЕХБАРЬЕРНЫХ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР MoS_2/WSe_2 С ВЕРТИКАЛЬНЫМ ТРАНСПОРТОМ
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А. 114

5b.13р МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ПАРАЗИТНОГО ТУННЕЛЬНОГО ТОКА В ЭЛЕМЕНТАХ ФЛЕШ-ПАМЯТИ
Жевняк О. Г., Борздов А. В., Борздов В. М., Абрамов И. И. 116

5b.14 ОПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ЛЕНГМЮРА — ШЕФФЕРА n-БУТИЛ-ЗАМЕЩЕННОГО НАФТАЛОЦИАНИНА ЦИНКА (II)
Казак А. В., Рыков И. В., Марченкова М. А., Набатов Б. В., Кузьмин М. М., Дубинина Т. В. 118

5b.15 СЕНСОРНЫЕ ПОКРЫТИЯ НА ОСНОВЕ СМЕШАННЫХ ПЛЕНОК ЛЕНГМЮРА — БЛОДЖЕТТ ДЛЯ СОЗДАНИЯ АКУСТОЭЛЕКТРОННОГО ДАТЧИКА УГАРНОГО ГАЗА
Горбачев И. А., Смирнов А. В., Колесов В. В. 120

5b.16 ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДАМИ АСМ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ГИДРАТИРОВАННЫХ КЛАСТЕРОВ ФУЛЛЕРЕНА $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$
Торхов Н. А., Мосунов А. А. 122

5b.17 КОНВЕРТОР ИЗЛУЧЕНИЯ «УФ→ИК» ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
Саркисов С. Э., Юсим В. А., Клосс Ю. Ю., Чаусов Д. Н. 124

[Y] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 190—207.
[Z] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 45—55.

5b.18 НИЗКОТЕМПЕРАТУРНЫЙ СИНТЕЗ ПРОЗРАЧНЫХ ЗАРЯДОВО-ТРАНСПОРТНЫХ СЛОЕВ
Паращук Н. С., Курилов А. Д., Чиж К. В., Нуриев А. В., Стахарный С. А., Чаусов Д. Н. 126

5b.19р ГИДРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ НАНОКОМПОЗИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ГИБРИДНОГО ФОТО- И ТЕРМООТВЕРЖДЕНИЯ ДЛЯ ИНКАПСУЛЯЦИИ ПЕРОВСКИТНЫХ СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
Дежуров С. В., Кучеров Р. Н., Чекулаев И. С., Морозов А. А., Чаусов Д. Н. 128

5b.20р ВЛИЯНИЕ АНИЗОМЕТРИЧНОСТИ НАНОЧАСТИЦ НА МЕХАНИЗМЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗВУКА В МАГНИТНЫХ ЖИДКОСТЯХ
Губарева А .В., Зубков С. А., Курилов А. Д. 130

5b.21р ДОПИРОВАНИЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОСТРУКТУР В МАТРИЦУ ТРИДЕЦИЛАТА ХОЛЕСТЕРОЛА ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ
Кучеров Р. Н., Курилов А. Д., Смирнова А. И., Столбов Д. Н., Усольцева Н. В., Бедяев В. В., Чаусов Д. Н. 132

5b.22р ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ЖК-1289, ЛЕГИРОВАННОГО НАНОЧАСТИЦАМИ ЗОЛОТА
Чекулаев И. С., Курилов А. Д., Беляев В. В., Жачкин В. А., Чаусов Д. Н. 134

5b.23р ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛО- И МАССОПЕРЕНОСА ПРИ АТОМНО-СЛОЕВОМ ОСАЖДЕНИИ В ПРОЦЕССЕ ПРОИЗВОДСТВА ТОНКИХ НАНОПЛЕНОК
Чиж К. В., Юсим В. А., Калимуллин Р. К., Саркисов С. Э. Нуриев А. В., Стахарный С. А., Чаусов Д. Н. 136

5b.24р ЗАРЯДОВО-ТРАНСПОРТНЫЕ СЛОИ ДЛЯ ОПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ОРГАНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
Курилов А. Д., Паращук Н. С., Стахарный С. А., Нуриев А. В., Морозов А. А., Чаусов Д. Н. 138

5b.25р ПРЕДСКАЗАНИЕ ТРАЕКТОРИИ ОПТИЧЕСКИХ БЛОХОВСКИХ ОСЦИЛЛЯЦИЙ В СИСТЕМАХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ
Анастасиев А. А., Гозман. М. И., Полищук И. Я., Полищук Ю. И. 140

СЕКЦИЯ 6: СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА СВЕРХБОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ И ЭФФЕКТЫ

6.1 СПОСОБ ГЕНЕРАЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СУБГИГАВАТТНЫХ УЛЬТРАКОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ С НАНОСЕКУНДНЫМ ПЕРИОДОМ СЛЕДОВАНИЯ В РЕЖИМЕ СВЕРХИЗЛУЧЕНИЯ РЕЛЯТИВИСТСКОЙ ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ
Тотьменинов Е. М., Конев В. Ю., Выходцев П. В. ..... [AA]

6.2 ГИГАГЕРЦЕВЫЙ ГИРОТРОН БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ
Колосов С. В., Шатилова О. О. 142

6.3 О ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ СИЛЬНОТОЧНОГО РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОТРОНА ДИАПАЗОНА 500 ГГц С ПРОДОЛЬНО-ЩЕЛЕВЫМ РЕЗОНАТОРОМ
Леонтьев А. Н., Розенталь Р. М., Семенов Е. С. 144

6.4р ЭФФЕКТЫ НА ФРОНТЕ МОЩНОГО НАНОСЕКУНДНОГО СВЧ-ИМПУЛЬСА ОСЕСИММЕТРИЧНОЙ ВОЛНОВОЙ МОДЫ ПРИ ЕГО ВЗАИМОДЕЙСТВИИ СО ВСТРЕЧНЫМ РЕЛЯТИВИСТСКИМ ЭЛЕКТРОННЫМ ПУЧКОМ В УСЛОВИЯХ ЦИКЛОТРОННОГО РЕЗОНАНСА
Тотьменинов Е. М., Пегель И. В., Мутылин О. О. 146

[AA] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 81—92.

6.5р ПРОБЛЕМЫ КОЛЛЕКТОРНЫХ СИСТЕМ СОВРЕМЕННЫХ ГИРОТРОНОВ ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ
Запевалов В. Е. 148

6.6р НОВЫЙ ВАРИАНТ ГИРОТРОНА С ПРИОСЕВЫМ ПУЧКОМ
Запевалов В. Е., Зуев А. С., Планкин О. П., Семенов Е. С. 150

6.7р МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОТРОНА ДИАПАЗОНА 300 ГГц С УЧЕТОМ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА УСКОРЯЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ
Леонтьев А. Н., Розенталь Р. М., Планкин О. П., Семенов Е. С. 152

6.8р ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ГИРОТРОННЫЙ КОМПЛЕКС С ЧАСТОТОЙ ИЗЛУЧЕНИЯ 28—95 ГГц И ВЫСОКОЙ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ
Морозкин М. В., Проявин М. Д., Мануилов В. Н., Солуянова Е. А., Тай Е. М., Каменский М. В., Орловский А. А., Глявин М. Ю. 154

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

6а.1 ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИК СЧИТЫВАТЕЛЯ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ МАРКИРОВКИ И РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ УВЧ-ДИАПАЗОНА
Сотсков Д. И., Котов В. Н., Усачёв Н. А., Зубаков А. В., Ермаков А. В. 156

6а.2 ВЛИЯНИЕ ВЫСШИХ МОД РЕЗОНАНСНЫХ КОЛЕБАНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ВНУТРИ КОРПУСА РЭА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭКРАНИРОВАНИЯ
Бутин В. И., Кундышев П. Я., Руденко Ю. А., Сысоева Т. Г. 157

6а.3 АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ШУМОВЫХ И НАГРУЗОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ
Амбуркин К. М., Усачёв Н. А., Барбашов В. М. 159

6а.4р ГРАНИЧНАЯ ЧАСТОТА КАК КРИТЕРИЙ ВЫБОРА МЕТОДОВ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУРАХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА МОНТЕ-КАРЛО
Жевнеров К. С., Коровченко И. С., Прохоров К. А., Усков Г. К. 161

6а.5р ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ КМОП РЕГУЛЯТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С НИЗКИМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СОСТАВЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ РЧИ-МЕТОК
Котов В. Н., Сотсков Д. И., Усачёв Н. А. 163

6а.6р МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА GaAs pHEMT 0,25 мкм
Усачёв Н. А., Сотсков Д. И., Клоков В. А., Ермаков А. В. 165

СЕКЦИЯ 7: СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ

7.1 ВИРТУАЛЬНАЯ ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА ПО ИЗУЧЕНИЮ МНОГОТОНАЛЬНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ
Вяткина С. А., Губский Д. С., Иванова И. Н., Клещенков А. Б., Крутиев С. В. ... [BB]

7.2 ИЗМЕРИТЕЛЬ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦЕПЕЙ ОСНОВНОЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ ДО 100 МГц
Назаров М. А., Семенов Э. В. 167

7.3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МЕТАМАТЕРИАЛОВ ПРИ ПОМОЩИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ
Усков Г. К., Смусева К. В., Кононов А. А. ..... [CC]

[BB] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 425—435.
[CC] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 734—751.

7.4р РАЗРАБОТКА СОГЛАСОВАННОЙ НАГРУЗКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Москаленко В. С., Захаров С. В. 169

7.5р ЭФФЕКТ КОРРЕЛЯЦИИ ПО ДАЛЬНОСТИ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ВНОСИМЫХ ФАЗОВЫХ ШУМОВ
Королев А. В., Рыков С. Г. 170

7.6р АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ВЕСОВОГО МЕТОДА ОЦЕНКИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННОГО ДАЛЬНОМЕРА БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ
Езерский В. В. 172

7.7р ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОПРОЗРАЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ С ПОМОЩЬЮ СПЕКТРАЛЬНОГО ТЕНЗОРА ПРОХОЖДЕНИЯ
Кирпанев А. В., Кирпанев Н. А., Поляков А. С. 174

7.8р ДЕТЕКТОР СОВПАДЕНИЯ ПО ВРЕМЕНИ ФРОНТОВ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
Сагдиев А. В., Тренкаль Е. И. 176

7.9р РАДИОИЗЛУЧЕНИЕ ДЛИННОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ИСКРЫ В СВЧ ДИАПАЗОНЕ. ЛАБОРАТОРНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ
Сысоев В. С., Басов Е. В., Орлов А. И., Наумова М. Ю., Сухаревский Д. И., Швец Н. Н., Кузнецов Ю. А. 178

7.10р ОЦЕНКА ИДЕНТИЧНОСТИ ЦИКЛОВ ИСПЫТАНИЙ ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ
Клевцов С. И. 180

СЕКЦИЯ 8: ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ СВЧ-ТЕХНИКИ

8.1 ОПТОАКУСТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ПОД ВОДОЙ
Широков И. Б., Косарев Н. А., Широкова Е. И. ..... DD

8.2 ПРИМЕНЕНИЕ СВЧ ЗОНДОВ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕМЕНТОВ АРХЕОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ
Полетаев Д. А., Фитаев И. Ш., Нудьга А. А., Майко В. В., Власов В. П. ..... EE

8.3 ПРИМЕНЕНИЕ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ МИКРОСКОПИИ ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ВЗВЕШЕННЫХ В ВОДЕ ЧАСТИЦ МИКРОПЛАСТИКА
Полетаев Д. А., Соколенко Б. В. ..... FF

8.4р ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ ОТНОСИТЕЛЬНО ДОРОЖНОГО ПОЛОТНА С АНТЕННОЙ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ
Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Носков В. Я. 182

8.5р ДОПЛЕРОВСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ ОТНОСИТЕЛЬНО ДОРОЖНОГО ПОЛОТНА С АНТЕННОЙ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ
Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Носков В. Я. 184

8.6р ОСНОВНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ ДОПЛЕРОВСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ ОТНОСИТЕЛЬНО ДОРОЖНОГО ПОЛОТНА
Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Носков В. Я. 186

[DD] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 392—403.
[EE] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 501—516.
[FF] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 326—339.

8.7р РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАБОТЫ ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ ОТНОСИТЕЛЬНО ДОРОЖНОГО ПОЛОТНА С АНТЕННОЙ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ
Богатырев Е. В., Игнатков К. А., Носков В. Я. 188

8.8р ПРИМЕНЕНИЕ ПТИХОГРАФИИ ДЛЯ ЗАДАЧ ТГц ВИЗУАЛИЗАЦИИ
Бердюгин А. И., Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Перевалов А. В., Пидотова Д. А. 190

8.9р МАКЕТ СИСТЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ В РАДИОСВЕТЕ НА ОСНОВЕ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА
Петросян М. М., Рыжов А. И. 192

8.10р ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФАЗОВОГО РАССЕЯНИЯ СИГНАЛОВ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ИМПУЛЬСНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРИЕНИКАХ
Семенов Э. В., Фатеев А. В., Полторыхин К. М., Березин А. А. 194

8.11р ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЖИДКОСТИ С ПОМОЩЬЮ РЕЗОНАТОРА С ПОПЕРЕЧНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ
Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Теплых А. А. 196

8.12р СВЧ ДОПЛЕРОВСКИЕ ДАТЧИКИ СКОРОСТИ В СИСТЕМЕ АВТОНОМНОГО УПРАВЛЕНИЯ НА ТРАНСПОРТЕ
Хаблов Д. В. 198

8.13р ВОЛНОВОДНЫЙ СВЧ ДАТЧИК ДАВЛЕНИЯ
Совлуков А. С. 200

8.14р МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЖИДКОСТИ В ЕМКОСТИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДВУХ СООСНЫХ ОТРЕЗКОВ КОАКСИАЛЬНОЙ ДЛИННОЙ ЛИНИИ
Совлуков А. С., Яценко В. В., Кайченов А. В. 202

8.15р ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ В СВЧ-ПЕРЕХОДАХ TDR-УРОВНЕМЕРОВ ДЛЯ НЕФТЯНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
Берестов А. В., Тренкаль Е. И. 204

8.16р ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОВЫХ ПЕРЕХОДОВ ВОДНЫХ РАСТВОРОВ ХЛОРИДОВ С ПОМОЩЬЮ ОБЪЕМНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН
Шамсутдинова Е. С., Смирнов А. В., Анисимкин В. И. 206

8.17р ПЬЕЗОАКУСТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ УДАРА МИКРОЧАСТИЦ
Голованов Е. В., Колесов В. В., Кашин В. В., Дольников Г. Г., Захаров А. В. 208

8.18р ОПРЕДЕЛЕНИЕ СКОРОСТИ ПРОДОЛЬНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ, ПРОДОЛЬНЫХ МОДУЛЯ УПРУГОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТА ВЯЗКОСТИ ЖИДКОСТЕЙ
Семёнов А. П., Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Бородина И. А. 210

8.19р РАЗРАБОТКА ДРАЙВЕРА ЛАЗЕРНОГО ДИОДА ВРЕМЯПРОЛЕТНОГО ДАЛЬНОМЕРА
Черепанов В. В., Букин С. П., Горбачев Н. В., Клещенков А. Б., Крутиев С. В., Мошиченко С. Д. .....GG

[GG] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 752—768.

СЕКЦИЯ 8a: МИКРОВОЛНОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕХНИКА В БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

8a.1 СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЛЕЧЕНИЯ МОЧЕКАМЕННОЙ БОЛЕЗНИ СПОСОБОМ ЛАЗЕРНОЙ ЛИТОТРИПСИИ
Чернега В. С., Лушина В. С., Бондарев А. П. ..... НН

8a.2 ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НАНОЧАСТИЦ ФЕРРИТА НИКЕЛЯ НА ОПУХОЛЕВЫЕ КЛЕТКИ УСЛОВИЯХ ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА *in vitro*
Шохрина А. О., Николаева Е. Д., Крюкова О. В., Столяр С. В. 212

СЕКЦИЯ 8b: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА

8b.1 ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫ ВОЛНЫ В ФОТОННОЙ РОМБИЧЕСКОЙ РЕШЕТКЕ
Коровай О. В. 214

8b.2 ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОЙ РЕГИСТРАЦИИ ВРЕМЕННОЙ ФОРМЫ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ПИКОСЕКУНДНЫМ РАЗРЕШЕНИЕМ
Сорокин И. А., Кондратьев А. А., Куценко Н. С., Арадушкина М. Н., Потапов А. В., Гилёв О. Н. 216

8b.3 ТОЧНОСТЬ ВЕКТОРНО-МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ВЫПОЛНЯЕМЫХ НЕИДЕАЛЬНЫМ ИНТЕРФЕРОМЕТРОМ МАХА — ЦЕНДЕРА
Сидоренко К. В., Барабаш Н. В., Нежданов А. В., Бобров А. И. 218

8b.4 ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ РАДИОФОТОННЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ
Гамиловская А. В., Рыжих В. А. 220

СЕКЦИЯ 9: РАДИОАСТРОНОМИЯ, ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

9.1 ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СКВОЗНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ НА ОСНОВЕ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ ФРАКТАЛЬНО-СКЕЙЛИНГОВЫХ МЕТОДОВ И РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ МЕТАПОВЕРХНОСТЕЙ ДЛЯ РСА, СИСТЕМ MIMO И «УМНОЙ» РАДИОСРЕДЫ
Потапов А. А. 222

9.2 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ
Маленко В. А., Афонин И. Л., Поляков А. Л., Богдановский А. Н. 224

9.3 ТЕЛЕГРАФНЫЕ УРАВНЕНИЯ ОДНОПРОВОДНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ
Богатов Н. А., Янин Д. В. II

9.4 ОБНАРУЖЕНИЕ ГРАВИТАЦИОННЫХ ВОЛН ОТ САМОГО МОЩНОГО МАЗЕРА В ГАЛАКТИКЕ G25.65+1.05 И САМОГО МОЩНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ВО ВСЕЛЕННОЙ АЯГ S0528+134
Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Орленсон В. Б., Малашевич С. В. 226

9.5р РЕАЛИЗАЦИЯ МОДЕЛИ ЛЕСНОЙ ПОВЕРХНОСТИ В ИМИТАТОРЕ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ДЛЯ РАДИОВЫСОТОМЕРА
Боков А. С., Слизкой В. К. 228

9.6р ОЦЕНКА ТРЕБОВАНИЙ К РАЗРЯДНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧЕ ИМИТАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПОРТРЕТОВ
Дурнаков А. А., Боков А. С., Кутькин А. Е. 230

[НН] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 231—241.
[II] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 373—391.

9.7р ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ УСЛОВИЯХ
Сорокин А. К. 232

9.8р ВЛИЯНИЕ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ПРОВОДНИКА НА ПОВЕРХНОСТНЫЙ ИМПЕДАНС СЛОИСТОЙ СРЕДЫ «ЛЕД — МОРЕ — ПРОВОДНИК — МОРЕ»
Башкуев Ю. Б., Ангархаева Д. Х. 234

9.9р МОЩНАЯ ВСПЫШКА МАЗЕРА ВОДЯНОГО ПАРА В W51 ВБЛИЗИ ЛУЧЕВОЙ СКОРОСТИ +60 КМ/С
Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г., Дмитроца А. И. 236

9.10р КРАТКОСРОЧНЫЕ ПРЕДВЕСТНИКИ ВСПЫШЕК КЛАССА X2.1 И X2.2 НА СОЛНЦЕ В МАРТЕ 2023 года
Вольвач А. Е., Коган Л. П., Вольвач Л. Н., Гопасюк О. С., Якубовская И. В. 238

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

Н.1 ПЕРВЫЙ ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЙ ТРУД ПО РАДИОТЕХНИКЕ В РОССИИ. К 100-ЛЕТИЮ ВЫХОДА В СВЕТ ПЕРВОГО ИЗДАНИЯ «КУРСА РАДИОТЕХНИКИ» ПРОФЕССОРА И. Г. ФРЕЙМАНА
Золотинкина Л. И. ..... JJ

Н.2 НОВЫЕ УСПЕХИ КРЫМСКИХ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ В ОБЛАСТИ РАДИОСВЯЗЕЙ С КОСМОСОМ
Пузанков Л. А. ..... KK

Н.3 РАДИОТЕХНИЧЕСКАЯ РАЗВЕДКА В АВИАЦИИ
Лапшаков Д. В., Цыганова О. В., Руф Е. В. 240

Н.4 СОЗДАНИЕ МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОМАЯЧНОЙ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ДЛЯ ВЫСОКОМАНЕВРЕННЫХ САМОЛЕТОВ В СССР
Криворучко Ю. Т., Шатраков Ю. Г. LL

Н.5р РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНЫЙ КОМПЛЕКС «ВЫМПЕЛ»
Шундрин М. И., Дидус В. Т., Афонин И. Л., Поляков А. Л.,, Богдановский А. Н. 241

Н.6р ИЗОБРЕТАТЕЛЬ СССР МЕЛЬНИКОВ А. В.
Дидус В. Т., Шундрин М. И., Афонин И. Л., Поляков А. Л. 243

Н.7р ПЕРВЫЕ НАУЧНЫЕ ОТКРЫТИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА
Пестриков В. М. 245

Н.8р НАУЧНЫЕ ОТКРЫТИЯ СТИВЕНА ГРЕЯ
Пестриков В. М. 247

Н.9р К 100-ЛЕТИЮ НАЧАЛА ИСПЫТАНИЙ НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ СРЕДСТВ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ И ПОДАВЛЕНИЯ
Ермолов П. П., Коломийченко В. П. 249

Н.10р К 50-ЛЕТИЮ НАЧАЛА РАЗРАБОТОК В СКБ «ФОТОН» МОБИЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ ПРИЕМА, ОБРАБОТКИ И РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ
Ермолов П. П., Свиридова Е. И., Кондратова Е. В. 251

Н.11р К 75-ЛЕТИЮ ВЫХОДА ФИЛЬМА «АЛЕКСАНДР ПОПОВ»
Ермолов П. П. 253

Н.12р УСТАНОВКА ДЛЯ ДЕМОНСТРАЦИИ ОПЫТОВ ГЕНРИХА ГЕРЦА
Овчаров П. П., Беленко М. С., Филиппов М. Д. 255

[JJ] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 544—557.
[KK] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 144—155.
[LL] Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 780—797.

ХРОНИКА

Памяти профессора Дмитрия Михайловича Сазонова **259**
Памяти Вячеслава Георгиевича Алыбина **260**
К 80-летию Анатолия Васильевича Чечетина **261**
К 80-летию профессора Виктора Григорьевича Коберниченко **262**
К 70-летию профессора Александра Валентиновича Пестрякова **263**
К 70-летию профессора Игоря Ивановича Абрамова **264**

Авторы

Абрамов И. И. 98, 112, 114, 116
Аверина Л. И. [E, G]
Агейкин Н. А. 94
Александров В. Р. 25
Амбуркин К. М. 159
Амонский Д. С. [S]
Анастасиев А. А. 140
Ангархаева Д. Х. 234
Андреева А. С. 102
Анисимкин В. И. 206
Антонов В. А. 76
Арадушкина М. Н. 216
Аронов А. Г. 1
Аронов Г. А. 1
Арсеничев С. П. 92
Артищев С. А. [Q]
Арутюнян А. А. [T], 50
Афонин И. Л. 224, 241, 243
Бабак Л. И. 6
Бадьин А. В. 190
Барабаш Н. В. 218
Барбашов В. М. 159
Бартош А. Е. [O]
Басов Е. В. 178
Батура М. П. 112
Башкуев Ю. Б. 234
Бедяев В. В. 132
Беленко М. С. 255
Беликов Д. Н. [O]
Беличенко В. П. 44
Белышев А. А. 55, 58
Беляев В. В. 134
Бердюгин А. И. 190
Березин А. А. 194
Берестов А. В. 204
Бержанский В. Н. 63
Бирюков В. В. [F]
Бичурин М. И. 55, 58
Бобрешов А. М. 4
Бобров А. И. 218
Богатов Н. А. [II]
Богатырев Е. В. 182, 184, 186, 188
Богданов С. А. [B], 3, 100
Богданович Ю. Д. 3
Богдановский А. Н. 224, 241
Боков А. С. 228, 230
Болдырев Н. А. 92
Бондарев А. П. [HH]
Бондарев В. Н. 23
Борздов А. В. 116
Борздов В. М. 116
Бородина И. А. 53, 196, 210
Бузова М. А. 40
Букин С. П. [R, GG]
Бутин В. И. 157
Буянов Ю. И. 44
Варагушин П. А. 74
Васин Е. Е. 34
Васнев А. Г. 16
Васьковский М. В. 18
Величкина А. С. 4
Ветошко П. М. 63
Власов В. П. [EE]
Войтович Н. И. 16
Волшаник М. А. 72
Вольвач А. Е. 1, 226, 236, 238
Вольвач Л. Н. 1, 226, 236, 238
Воробьев И. А. 42
Выходцев П. В. [AA]
Вяткина С. А. [BB]
Гаджиев Э. В. [M]
Галдецкий А. В. 8, 10
Гамиловская А. В. 220
Гилёв О. Н. 216
Глявин М. Ю. 154
Гозман. М. И. 140
Голованов Е. В. 208
Голованов Н. А. 8, 10
Головин В. В. [D]
Гопасюк О. С. 238
Горбачев И. А. 120
Горбачев Н. В. [GG]
Григорьев Е. В. 92, 110
Гризодуб А. Н. [U]
Грозовский А. Д. 110
Громоздин В. В. [O]
Губарева А .В. 130
Губский Д. С. [BB]
Гулько В. Л. 14
Гутерман Н. Е. [E]
Дежуров С. В. 128
Дидус В. Т. 241, 243
Дмитроца А. И. 236
Дольников Г. Г. 208
Дорожкин К. В. 190
Дубинина Т. В. 118
Дубченко Н. И. 56
Дурнаков А. А. 230
Дымов Г. А. 44
Езерский В. В. 172
Елфимов А. Е. 4
Елчанинова А. С. [I]
Ермак В. О. 112
Ермаков А. В. 156, 165
Ермолов П. П. 249, 251, 253
Ершов А. В. 16
Ефремова Е. В. 19
Жачкин В. А. 134
Жданов Б. В. 16
Жевнеров К. С. 161
Жевняк О. Г. 116
Железнова В. С. [N]
Жилицкий В. Е. 76
Зайцев Б. Д. 53, 196, 210
Запевалов В. Е. 86, 148, 150
Захаров А. В. 208
Захаров С. А. 18, 169
Золотинкина Л. И. [JJ]
Зубаков А. В. 156
Зубков А. С. 19
Зубков С. А. 130
Зуев А. С. 150
Зуев С. А. 110
Иванов В. А. [H]
Иванов Д. М. [J]
Иванова И. Н. [BB]
Иванюк Т. А. 84
Игнатков К. А. 182, 184, 186, 188
Йе Мин Хлаинг 59
Ильин А. Ю. 12
Ильяш Д. И. 29
Иськив В. М. 34
Казак А. В. 118
Кайченов А. В. 202
Калимуллин Р. К. 136
Калугин В. В. 59
Каменский М. В. 154
Каминская Т. П. [V], 65
Карпов С. Н. 100, 104
Касьянов А. О. 21
Кафаров Р. Г. 55, 58
Кашин В. В. 208
Кирпанев А. В. 174
Кирпанев Н. А. 174
Клевцов С. И. 180
Клещенков А. Б. [BB, GG]
Клоков В. А. 165
Клосс Ю. Ю. 124
Княжский А. Ю. [A]
Коган Л. П. 1, 238
Коколов А. А. 6, 84
Колесов В. В. 66, 68, 120, 208

Коломейцева Н. В. 98, 112, 114
Коломийченко В. П. 249
Колосов С. В. 142
Колосовский А. В. 74
Комиссарова Е. В. [L]
Кондратова Е. В. 251
Кондратьев А. А. 216
Кондратьева С. Г. [M]
Конев В. Ю. [AA]
Конкин Н. А. [I]
Кононов А. А. [CC]
Коровай О. В. 214
Коровников С. А. 102
Коровченко И. С. 161
Королев А. В. 170
Король В. М. [A]
Косарев Н. А. [DD]
Котекин Р. А. 100
Котов В. Н. 156, 163
Кофанов А. Н. 110
Криворучко Ю. Т. [A, LL]
Крупенин В. А. 102, 108
Крутиев С. В. [R, S, U, BB, GG]
Крюкова О. В. 212
Ксендзов А. В. 63
Кузнецов Ю. А. 178
Кузьмин Л. В. 19
Кузьмин М. М. 118
Кундышев П. Я. 157
Курилов А. Д. 126, 130, 132, 134, 138
Кутькин А. Е. 230
Куценко Н. С. 216
Кучеров Р. Н. 128, 132
Лабунов В. А. 98, 114
Лапшаков Д. В. 240
Ларионов М. Г. 226, 236
Леонтьев А. Н. 144, 152
Лобекин В. Н. 55, 58
Лукинов В. А. 90
Лукичев В. Ф. 96
Лукьянчиков А. В. 29
Луц О. Я. 14
Лушина В. С. [HH]
Мазинов А. С. 74, 92
Майко В. В. [EE]
Майстренко А. В. 47
Макеев И. А. 18
Максимов Н. А. 12
Малашевич С. В. 226
Маленко В. А. 224
Малышев И. В. [C], 56
Малютин Г. А. 47
Малютин Н. Д. [T], 50
Мануилов В. Н. 154
Манько А. С. 82
Марончук И. И. [X]
Марченкова М. А. 118
Матросова И. В. [N]
Махно А. С. [R]
Меженный М. В. [X]
Мельниченко О. И. [L]
Мещеряков А. А. 14
Мигалин М. М. 38
Михайлов А. А. 32
Михайлюк Ю. П. [H]
Морозкин М. В. 154
Морозов А. А. 128, 138
Москаленко В. С. 169
Мосунов А. А. 80, 122
Мошиченко С. Д. [GG]
Мутылин О. О. 146
Мяконьких А. В. 76, 96, 106
Мясин Е. А. 12
Набатов Б. В. 118
Назаров М. А. 167
Наумова М. Ю. 178
Начаров Д. В. [H]
Неведров М. Г. [K]
Нежданов А. В. 218
Нестеренко А. И. 29
Никитин А. О. 32
Никифоров С. М. 82
Николаева Е. Д. 212
Новикова Т. В. [O]
Носков В. Я. 182, 184, 186, 188
Нудьга А. А. [EE]
Нуриев А. В. 126, 136, 138
Обухов И. А. [Y, Z], 25
Обухов И. И. [Y, Z]
Обуховец В. А. 36, 38
Овчаров П. П. [D], 255
Овчинникова Е. В. [M, N]
Орленсон В. Б. 226
Орлов А. И. 178
Орловский А. А. 154
Осипова И. С. 55, 58
Падалинский М. М. 92
Паинг С. Х. 59
Панкратов С. А. 108
Паращук Н. С. 126, 138
Паршин В. В. 86
Паршина Н. В. [C]
Пашковский А. Б. 100
Пегель И. В. 146
Перевалов А. В. 190
Пермякова О. О. 106
Пестриков В. М. 90, 245, 247
Петененко Я. А. 70
Петров Р. В. 32
Петров Ю. В. 18
Петрова Н. Г. 68
Петросян М. М. 192
Пидотова Д. А. 190
Планкин О. П. 150, 152
Полетаев Д. А. [EE, FF]
Полищук И. Я. 140
Полищук Ю. И. 140
Полторыхин К. М. 194
Полулях С. Н. 63
Поляков А. Л. 224, 241, 243
Поляков А. С. 174
Пономарев Д. В. 72
Попов В. П. 76
Потапов А. А. 222
Потапов А. В. 216
Потапов Е. Э. 66, 68
Потипак М. В. 21
Преснов Д. Е. 102, 108
Прохоренко В. В. 46
Прохоров К. А. 161
Проявин М. Д. 154
Пузанков Л. А. [KK]
Раевская Ю. В. [W]
Раевский А. С. [F, W], 42
Редькина Е. А. [D]
Рогожин А. Е. 106
Розенталь Р. М. 144, 152
Руденко К. В. 76, 96, 106
Руденко Ю. А. 157
Рудый Н. Ю. [Q]
Рукосуев Е. Р. [H]
Руф Е. В. 240
Рыбин П. С. [X]
Рыжих В. А. 220
Рыжов А. И. 192
Рыков И. В. 118
Рыков С. Г. 170
Рябова Н. В. [I]
Сабурова В. С. [R]
Савин А. Н. 8
Савченко Е. С. 65
Сагдиев А. В. 176
Саникович Д. Д. [X]
Саркисов С. Э. 124, 136
Свиридова Е. И. 251
Седаков А. Ю. [W]
Семёнов А. П. 210
Семёнов А. П. 53
Семенов Е. С. 144, 150, 152
Семенов Э. В. 167, 194
Серафимова Е. А. [F]
Сердюк И. В. [D]

Серов Е. А. 86
Сидоренко К. В. 218
Скаковская А. Н. 27
Скрипаль А. В. 72
Слезкин В. Г. [K]
Слепцов П. Е. [N]
Слизкой В. К. 228
Смирнов А. В. 94, 120, 206
Смирнова А. И. 132
Смусева К. В. [G, CC]
Снигирев О. В. 102
Совлуков А. С. 200, 202
Соколенко Б. В. [FF]
Солуянова Е. А. 154
Сорокин А. К. 232
Сорокин И. А. 216
Сотсков Д. И. 156, 163, 165
Спирин А. Л. 63
Старостенко В. В. 110
Стахарный С. А. 126, 136, 138
Степович М. А. [V], 65
Столбов Д. Н. 132
Столяр С. В. 212
Стулов А. В. [V], 65
Сургаева Е. О. [M]
Сухаревский Д. И. 178
Сучков А. В. [J]
Сысоев В. С. 178
Сысоева Т. Г. 157
Сычев А. Н. [Q]
Тху Та 59
Тай Е. М. 154
Таран Е. П. 110
Теплых А. А. 53, 196, 210
Ткаченко М. О. [P], 82, 84
Торхов Н. А. 80, 82, 84, 122
Тотьменинов Е. М. [AA], 146
Тренкаль Е. И. 70, 176, 204
Трифонов А. С. 102
Труфанова Н. С. [Q]
Тыщук Ю. Н. 82, 84
Усачёв Н. А. 156, 159, 163, 165
Усков Г. К. [G, CC], 4, 161
Усольцева Н. В. 132
Фадеев А. В. 106
Фам Ван Винь [M]
Фатеев А. В. 194
Филиппов М. Д. 255
Филиппова Н. М. 18
Фионов А. С. 66, 68, 94
Фитаев И. Ш. [EE]
Хаблов Д. В. 198
Хаванова М. А. 32
Хачатуров А. А. 66, 68
Ходжиков Д. В. 6, 84
Цапик Д. К. 74
Цыганова О. В. 240
Чаусов Д. Н. 124, 126, 128, 132, 134, 136, 138
Чекулаев И. С. 128, 134
Чельный А. А. [X]
Чепко Т. А. 47
Черепанов В. В. [GG]
Чернега В. С. [HH]
Чиж К. В. 126, 136
Чикало О. В. 25
Чинь Т. Т. 47
Шамсутдинова Е. С. 206
Шатилова О. О. 142
Шатраков Ю. Г. [A, LL]
Швец Н. Н. 178
Шевченко А. К. [U]
Шеерман Ф. И. 6
Шипко М. Н. [V], 65
Широков И. Б. [D, X, DD]
Широкова Е. И. [DD]
Шмачилин П. А. [M]
Шорохов В. В. 102, 108
Шохрина А. О. 212
Шундрин М. И. 241, 243
Щекатурин А. А. 34
Юсим В. А. 124, 136
Якубовская И. В. 238
Янин Д. В. [II]
Яфаров Р. К. 88
Яценко В. В. 202
Baranava M. S. 78
Hvazdouski D. C. 78
Lovshenko I. Yu. 78
Roshchenko P. S. 78
Stempitsky V. R. 78
Volcheck V. S. 78

A. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 706—719.
B. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 222—230.
C. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 311—325.
D. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 93—105.
E. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 280—294.
F. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 517—532.
G. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 485—500.
H. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 533—543.
I. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 691—705.
J. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 254—267.
K. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 295—310.
L. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 635—655.
M. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 769—779.
N. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 404—424.
O. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 106—116.
P. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 672—690.
Q. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 473—484.
R. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 720—733.
S. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 458—472.
T. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 242—253.
U. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 620—634.
V. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 208—221.
W. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 656—671.
X. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 436—457.

Y. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 190—207.
Z. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 45—55.
AA. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 81—92.
BB. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 425—435.
CC. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 734—751.
DD. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 392—403.
EE. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 501—516.
FF. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 326—339.
GG. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 752—768.
HH. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 231—241.
II. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 373—391.
JJ. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 544—557.
KK. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 144—155.
LL. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 780—797.

Организации

Белорусский государственный университет	Минск	Беларусь	116
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники	Минск	Беларусь	78, 98, 112, 114, 116, 142
Центр геофизического мониторинга НАН Беларуси	Минск	Беларусь	1
Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куи Дона	Ханой	Вьетнам	M
Новгородский государственный ун-т им. Ярослава Мудрого	Великий Новгород	Россия	32, 55, 58
НПК «Автоприбор», ООО	Владимир	Россия	Y, 65
Воронежский государственный университет	Воронеж	Россия	E, G, CC, 4, 161
Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина	Екате-ринбург	Россия	182, 184, 186, 188, 228, 230, 232
Ивановский государственный университет	Иваново	Россия	132
Ивановский государственный энергетический университет	Иваново	Россия	Y, 65, 118
Поволжский государственный технологический университет	Йошкар-Ола	Россия	I
Калужский государственный ун-т им. К. Э. Циолковского	Калуга	Россия	Y, 65
Красноярский научный центр СО РАН	Красно-ярск	Россия	212
Сибирский федеральный университет	Красно-ярск	Россия	182, 184, 186, 188, 212
Крымская астрофизическая обсерватория, ФГБУН	Крым, Ялта	Россия	1, 226, 236
Московский физико-технический институт (МФТИ)	Моск.обл. Долго-прудный	Россия	19, 124, 136, 140
НИИ прикладной акустики	Моск.обл. Дубна	Россия	128
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал	Моск.обл. Фрязино	Россия	12
Российский федеральный ядерный центр — ВНИИ технической физики им. акад. Е. И. Забабахина	Моск.обл. Истра	Россия	178
Исток им. Шокина, НПП, АО	Моск.обл. Фрязино	Россия	B, 3, 8, 10, 25, 100, 104
АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М. Ф. Решетнева»	Москва	Россия	N
АО «Оптрон»	Москва	Россия	X

Астрокосмический центр Физического института им. П. Н. Лебедева РАН	Москва	Россия	226, 236, 238
ВНИИ автоматики имени Н. Л. Духова	Москва	Россия	157
Всероссийский НИИ радиотехники	Москва	Россия	170
Государственный университет просвещения	Москва	Россия	118, 126, 130, 132, 134, 136
Институт космических исследований РАН	Москва	Россия	208
Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН	Москва	Россия	118, 124, 126, 128, 130, 132, 134, 136, 138
Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН	Москва	Россия	198, 200, 202
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	Москва	Россия	19, 63, 66, 68, 94, 120, 192, 206, 208, 222
Курчатовский институт, НИЦ	Москва	Россия	118, 124, 140
МИСиС, национальный исследовательский технологический университет	Москва	Россия	65
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) — МАИ	Москва	Россия	M
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана	Москва	Россия	L, M, N,
Московский государственный университет им. М. В. Ломоносова	Москва	Россия	V, 65, 102, 108, 118
Московский политехнический университет	Москва	Россия	118
Московский технологический университет (МИРЭА)	Москва	Россия	65, 68
Национальный исследовательский университет «МИЭТ»	Москва Зеленоград	Россия	59
Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»	Москва	Россия	156, 159, 163, 165
НПО «Алмаз» им. А. А. Расплетина	Москва	Россия	J
Радиотехника, НПП	Москва	Россия	Y, Z, 25
СПЭЛС, ЭНПО, АО	Москва	Россия	156, 159, 163, 165
Физико-технологический институт им. К. А. Валиева РАН	Москва	Россия	76, 96, 106
Мурманский арктический университет	Мурманск	Россия	202
Гиком, НПП, ЗАО	Нижний Новгород	Россия	154
Институт прикладной физики РАН им. А. В. Гапонова-Грехова	Нижний Новгород	Россия	II, 86, 144, 148, 150, 152, 154
Нижегородский государственный технич. ун-т им. Р. Е. Алексеева	Нижний Новгород	Россия	F, W, 42
Нижегородский государственный ун-т им. Н. И. Лобачевского	Нижний Новгород	Россия	144, 218
Радио-гигабит, ООО	Нижний Новгород	Россия	F

Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю. Е. Седакова»	**Нижний Новгород**	**Россия**	**W**
Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН	**Новоси-бирск**	**Россия**	**76**
Центральное конструкторское бюро автоматики	**Омск**	**Россия**	**46, 169, 220, 240**
СМАРТСЕНС, НПО, ООО	**Ростов-на-Дону**	**Россия**	**GG**
ФАЗА, НПП, АО	**Ростов-на-Дону**	**Россия**	**63**
Южный федеральный университет	**Ростов-на-Дону, Таганрог**	**Россия**	**C, R, S, U, BB, GG, 23, 36, 38, 56, 180**
КОНТАКТ-1, ООО	**Рязань**	**Россия**	**172**
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики	**Самара**	**Россия**	**40**
Самарское инновационное предприятие радиосистем, АО	**Самара**	**Россия**	**40**
Саратовский государственный ун-т им. Н. Г. Чернышевского	**Саратов**	**Россия**	**72**
Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН	**Саратов**	**Россия**	**53, 88, 196, 210**
НИИР, Севастопольский филиал — Испытательный центр “Омега”	**Севасто-поль**	**Россия**	**O**
Севастопольский государственный университет	**Севасто-поль**	**Россия**	**D, H, K, O, P, X, DD, HH, 21, 29, 34, 80, 82, 84, 122, 214, 224, 241, 243, 249, 251, 253, 255**
Филиала МГУ им. М. В. Ломоносова в г. Севастополе	**Севасто-поль**	**Россия**	**27**
Черноморское высшее военно-морское училище им. П. С. Нахимова	**Севасто-поль**	**Россия**	**249, 251**
Институт археологии Крыма РАН	**Симфе-рополь**	**Россия**	**EE**
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского	**Симфе-рополь**	**Россия**	**EE, FF, 63, 74, 92, 110**
Российский телеграфный клуб	**Симфе-рополь**	**Россия**	**KK**
АО «Обуховский завод»	**СПб**	**Россия**	**A, LL**
ВОЕНМЕХ — Балтийский государственный технический университет им. Д. Ф. Устинова	**СПб**	**Россия**	**18**
Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского	**СПб**	**Россия**	**224, 241**
Радар ммс, НПП, АО	**СПб**	**Россия**	**174**
Санкт-Петербургский гос. ун-т гражданской авиации	**СПб**	**Россия**	**A, LL**
Санкт-Петербургский государств. электротехнический ун-т «ЛЭТИ»	**СПб**	**Россия**	**JJ**

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения	**СПб**	**Россия**	**90, 245, 247**
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого	**СПб**	**Россия**	**174**
Институт сильноточной электроники СО РАН	**Томск**	**Россия**	**AA, 146, 167, 194**
Национальный исследовательский Томский государственный университет	**Томск**	**Россия**	**44, 190**
НИИ полупроводниковых приборов (НИИПП), АО	**Томск**	**Россия**	**80**
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)	**Томск**	**Россия**	**T, Q, 6, 14, 47, 50, 70, 84, 167, 176, 194, 204**
Институт физического материаловедения СО РАН	**Улан-Удэ**	**Россия**	**234**
РФЯЦ — ВНИИТФ им. акад. Е. И. Забабахина	**Челяб.об. Снежинск**	**Россия**	**216**
Филиал ВУНЦ ВВС «ВВА» в г. Челябинск	**Челябинск**	**Россия**	**16**
Южно-Уральский государственный университет, НИУ	**Челябинск**	**Россия**	**16**

A. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 706—719.
B. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 222—230.
C. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 311—325.
D. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 93—105.
E. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 280—294.
F. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 517—532.
G. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 485—500.
H. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 533—543.
I. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 691—705.
J. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 254—267.
K. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 295—310.
L. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 635—655.
M. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 769—779.
N. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 404—424.
O. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 106—116.
P. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 672—690.
Q. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 473—484.
R. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 720—733.
S. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 458—472.
T. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 242—253.
U. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 620—634.
V. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 208—221.
W. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 656—671.
X. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 436—457.
Y. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 190—207.
Z. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 45—55.
AA. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 81—92.
BB. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 425—435.
CC. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 734—751.
DD. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 392—403.
EE. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 501—516.

FF. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 326—339.
GG. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 752—768.
HH. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 2. С. 231—241.
II. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 373—391.
JJ. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 3. С. 544—557.
KK. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 1. С. 144—155.
LL. Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. ISSN 2587-9936. Том 7, № 4. С. 780—797.

Изучение геофизических явлений и геологических структур в регионе от Балтийского до Средиземного морей по данным сети магнитовариационных станций, расположенных в Беларуси и в Крыму

Вольвач А.Е.[1], Коган Л.П.[1], Вольвач Л.Н. [1], А.Г. Аронов[2], Г.А. Аронов[2]

[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория, Ялта, 298688, Крым*
[2] *Центр геофизического мониторинга НАН Беларуси, Минск, Беларусь*

Аннотация: *По данным измерений магнитного поля, проведенных на магнитовариационных станциях SEC (Плещеницы, Беларусь) и SIM (Кацивели, Крым), рассматриваются предвестники землетрясений, произошедших 29 декабря 2020 года недалеко от хорватского города Петринча и 6 февраля 2023 года на юго-востоке Турции. 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 сейсмическими событиями. Важным практическим применением объединения магнитовариационных станций Беларуси и Крыма является как мониторинг и прогнозирование землетрясений, так и изучение особенностей расположения геологических структур.*

1. Введение

Геофизические явления включают в себя магнитное поле Земли, землетрясения, вулканическую активность и тектонические движения. Землетрясения являются одной из самых разрушительных геологических опасностей, серьезно влияющих на человеческую жизнь с точки зрения гибели людей, разрушения инфраструктуры и окружающей среды во всем мире. Прогнозирование землетрясений сложный и многогранный процесс, который пока не достиг полной точности и надежности. На данный момент точное предсказание времени, места и магнитуды землетрясения остается трудной задачей из-за сложности тектонических процессов. Большинство методов дают скорее вероятностные прогнозы и оценки риска, чем точные предсказания.

Регион от Балтийского до Средиземного морей включает разнообразные геологические и тектонические условия, которые создают уникальные возможности для изучения геофизических явлений. Регион характеризуется разнообразными тектоническими условиями: от стабильных платформ до активных тектонических зон, а также влиянием различных геологических структур: Балтийский щит, Восточно-Европейская платформа, Карпатско-Балканская система. В Беларуси преобладают платформенные условия, что влияет на характер магнитных вариаций, в то время как Крымский полуостров имеет активную тектонику, связанную с расположением на стыке Евразийской и Африканской плит, что приводит к более выраженным геодинамическим процессам.

В данной работе по данным магнитовариационных станций, расположенных в Беларуси и в Крыму, проведено изучение изменений в электромагнитном поле Земли, которые могут быть связаны с сейсмическими процессами и позволяют выявлять накопление напряжений в земной коре, которые предшествуют землетрясениям.

2. Обработка данных и результаты

Мы изучаем свойства статистического функционала по данным измерений магнитного поля, полученных с 15 по 29 декабря 2020 года, и с 22 января по 6 февраля 2023 года на магнитовариационных станциях, расположенных в Крыму и в Белоруссии. Данный период времени включает 15 суток перед землетрясением M7.8 в Турции, которое произошло 06.02.2023 г., а также землетрясением M6.4 недалеко от хорватского города Петринча 29.12.2020 г.

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 связанны или слабо связанны с возмущениями, возникающими при разрыве литосферных плит.

На Рис.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) и землетрясения с магнитудой 6.4 балла, которое произошло 29 декабря 2020 года в 11:20 (UTC) недалеко от хорватского города Петринча.

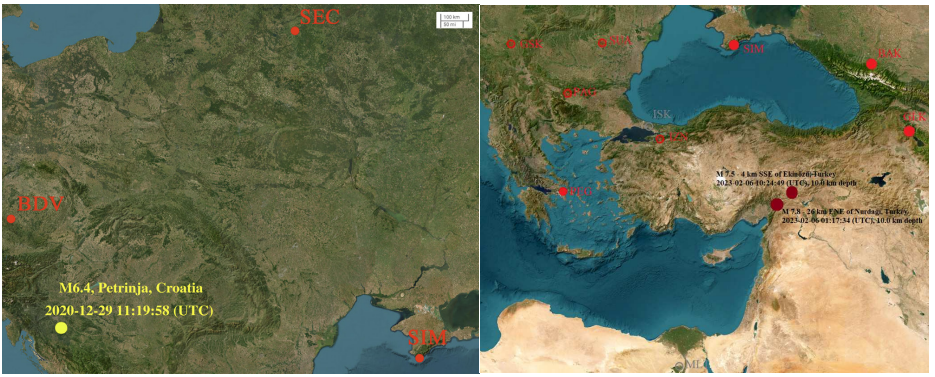


Рис. 1. Расположение эпицентра землетрясения в Хорватии (слева) и землетрясения в Турции (справа).

Применяемая методика позволила выявить совокупность предвестников на интервале от двух с половиной суток до менее чем одного часа до сейсмического события. В частности, для землетрясения в Турции 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 помощью применения предлагаемого подхода удалось выявить совокупность предвестников землетрясения магнитудой 6.4, которое произошло 29 декабря 2020 года в 11:20 (UTC) с эпицентром около г. Петринча в центре Хорватии и 6 февраля 2023 года в 01:17:35 UTC вблизи города Шехиткамиль (Турция). Следует обратить внимание и на существенно большее отличие числа рассматриваемых статистических феноменов (предвестников и критических точек) в случае белорусского магнитометра SEC и крымского SIM. Этот факт может быть, вероятно, связан с более высокой «включенностью» центрально-европейского региона (горная цепь Карпат и ее влияние) в сейсмические процессы, проходящие в южной Европе.

Изучение данных магнитовариационных станций в Беларуси и в Крыму позволяет получать ценную информацию о геофизических процессах, что важно, как для научных исследований, так и для практического применения в прогнозировании природных катастроф и изучения дислокации природных ресурсов.

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 Seismicly 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).
5. Volvach, A.E., Kogan, L.P., Volvach, L.N. et al. Statistical precursors of the 6.4 magnitude earthquake on December 29, 2020, near Petrinja town, Croatia. J Earth Syst Sci 133, 64 (2024). https://doi.org/10.1007/s12040-024-02273-8

Нелинейная модель *p-i-n*-диода для управляемых *p-i-n*-диодных аттенюаторов

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

Аннотация: *Предложена нелинейная квазистатическая модель прямосмещенного p-i-n-диода в виде эквивалентной схемы, учитывающая влияние зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока через диод на его сопротивление.*

1. Введение

Разработка и построение простых и в то же время нелинейных моделей p-i-n-диодов с небольшим количеством входных параметров для проектирования СВЧ-устройств на их основе является актуальной задачей, в том числе ввиду отсутствия таких моделей для отечественных диодов.

2. Модель *p-i-n*-диода

Эквивалентная схема предлагаемой модели *p-i-n*-диода приведена на рис. 1. Здесь L_b - блокировочная индуктивность; C_i - разделительная емкость; C_C - конструктивная емкость диода; $I_d(U)$ - источник тока, описывающий статическую вольт-амперную характеристику (ВАХ) диода, заданную табличным способом в соответствии с его экспериментальной ВАХ; L_S - последовательная индуктивность; R_S - последовательное сопротивление; C_j - барьерная емкость диода при нулевом смещении, R_{loss} - сопротивление потерь при нулевом смещении, $I_{R_i}(U, I_d)$ - управляемый напряжением и током динамический источник тока, эквивалентное сопротивление которого соответствует сопротивлению *i*-области *p-i-n*-диода.

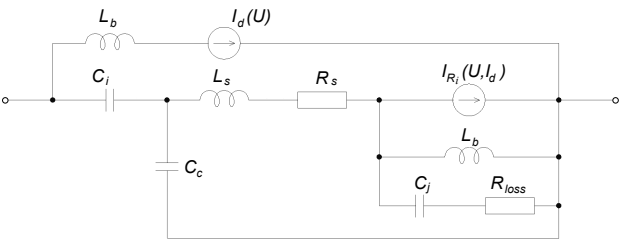


Рис.1 Эквивалентная схема нелинейной квазистатической модели прямосмещенного p-i-n-диода

С учетом простой аппроксимации зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока через диод [1], выражение для $I_{R_i}(U, I_d)$ имеет вид:

$$I_{R_i}(U, I_d) = \frac{UI_d A}{(1 + I_d / I_0)}, \quad (1)$$

где U - напряжение на клеммах источника тока, A – параметр модели, I_0 - ток, при котором время жизни уменьшается в два раза.

3. Заключение

Предложенная модель прошла аппробацию при разработке управляемых p-i-n-диодных аттенюаторов отражательного типа X-диапазона частот на основе отечественных диодов 2А533А-3.

Список литературы

1. Г. М. Шевченко, Э. В. Семенов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 70–78

Исследование параметров диодов с накоплением заряда в САПР[1]

[1]Елфимов А.Е., [1]Величкина А.С., [1]Усков Г.К., [1]Бобрешов А.М.
[1]Воронежский государственный университет,
г. Воронеж, 394018, Университетская площадь, 1, Российская федерация
nastyavelichkina65@gmail.com

Аннотация: *В работе предложен новый подход к измерению параметров диодов с накоплением заряда, основанный на возможности независимого управления временем накопления и рассасывания заряда. Схема может быть применена для изучения процессов изменения величины заряда в активной и вне активной области ДНЗ. Возможно исследование в режиме низкоомной нагрузки и в случае 50-Омной нагрузки. Результаты моделирования показывают качественное совпадение с известными принципами функционирования ДНЗ.*

1. Введение

Сверхширокополосные системы связи (СШП), основанные на сверхкоротких импульсах (СКИ), находят применение в ряде технически сложных прикладных задач, в частности, в области подземной и высокоточной ближней локации и высокоскоростных системах связи [1-2]. Подобные системы с СКИ в форме гауссового импульса строятся на основе схем с диодом с накоплением заряда (ДНЗ)[3]. Такие схемы позволяют получать импульсы с разными уровнями амплитуд для различных практических приложений и длительностями порядка сотен пикосекунд. Однако, при моделировании таких схем разработчики сталкиваются с рядом проблем, вызванным неточностями известных моделей ДНЗ, связанными с импульсным режимом работы диодов и особенностями их переключения [4]. В связи с этим возник интерес к разработке модели, учитывающей особенности накопления и рассасывания заряда в активной области ДНЗ и накопление паразитного заряда вне активной области [5]. В литературе выделяется несколько подходов к измерению соответствующих параметров и определению времени переключения ДНЗ, однако, они не позволяют точно регулировать параметры напряжений и токов в процессах накопления и рассасывания заряда [6]. В связи с этим был предложен новый подход к созданию измерительных схем для определения параметров ДНЗ.

2. Моделирование в САПР

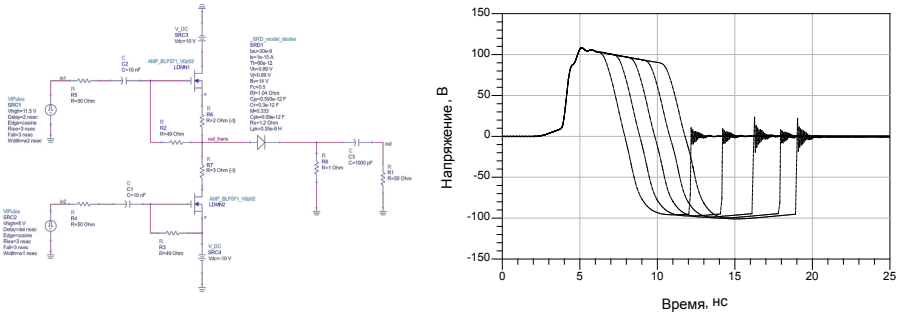
Для проверки работы модели диода была построена измерительная модель в САПР[2]. В ней применяется двухканальный подход к управлению объёмом заряда в ДНЗ [7-8]. Принципиальная схема модели приведена на рисунке 1(а). В момент формирования переднего фронта запускающего импульса на затворе, транзистор LDMN1 открывается. Через SRD1 начинает течь прямой ток, величина которого ограничена резистором R8. По заднему фронту запускающего импульса LDMN1 закрывается. В этот же момент на LDMN2 поступает передний фронт запускающего импульса с SRC2. Транзистор открывается, через ДНЗ начинает течь обратный ток, рассасывающий заряд. Предложенное решение позволяет независимо управлять длительностями протекания токов инжекции и экстракции заряда в активной области ДНЗ. Также в предложенной схеме можно регулировать сопротивление нагрузки для изучения параметров функционирования диода как для низкоомной нагрузки, так и нагрузки в 50 Ом. Изучаемая модель ДНЗ основана на изложенных ранее материалах, параметры диода исследовались для модели MACOM MAVR-044769-12790T [9]. В моделировании использовались LDMOS транзисторы Ampleon BLF574 [10].

Была проведена серия опытов по измерению времени переключения ДНЗ в зависимости от длительности инжекции заряда. В эксперименте регулировалась длительность запускающего импульса с SRC1. Полученные осциллограммы переходной характеристики диода изображены на рисунке 1(б). В ходе моделирования исследовались зависимости напряжения на диоде от времени для лучшей валидации с результатами практических исследований. Полученные результаты подтверждают известные характеристики ДНЗ и особенности их переключения. Таким образом,

1 Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, https://rscf.ru/project/24-19-00891/

2 Для выполнения моделирования в работе использовалось оборудование учебнонаучного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

предложенная модель может применяться для описания работы измерительных схем для изучения параметров ДНЗ. Также показана возможность широкого диапазона функционирования модели.



а) б)

Рис. 1. Принципиальная электрическая схема установки для измерения параметров диода (а). Переходная характеристика ДНЗ при разной длительности инжекции заряда (б).

3. Заключение

Таким образом, в ходе исследований была промоделирована и исследована схема для измерения параметров ДНЗ. Предложенная модель позволяет исследовать зависимость времени переключения ДНЗ от длительности импульса накопления тока и в зависимости от параметров импульса рассасывания заряда. Полученные зависимости адекватно совпадают с известными характеристиками ДНЗ.

Список литературы

1. Еремин С. А., Мокеев О. К., Носов Ю. Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение. М.: Сов. радио. 1966. 152 с.
2. Ильюшенко В. Н. Пикосекундная импульсная техника. Под ред. В. Н. Ильюшенко. М.: Энергоатомиздат. 1993. 386 с.
3. Белкин В. С., Шульженко Г. И. Формирователи мощных наносекундных и пикосекундных импульсов на полупроводниковой элементной базе. Новосибирск: ИЯФ СО АН СССР. 1990. 36 с.
4. Yueqing Wang, Qingyou Zhang, Jianping Ying and Chaoqun Sun, "Prediction of PIN diode reverse recovery," 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551), Aachen, Germany, 2004, pp. 2956-2959 Vol.4, doi: 10.1109/PESC.2004.1355304.
5. R. H. Dean and C. J. Nuese, "A refined step-recovery technique for measuring minority carrier lifetimes and related parameters in asymmetric p-n junction diodes," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 18, no. 3, pp. 151-158, March 1971, doi: 10.1109/T-ED.1971.17167.
6. D. J. Roulston and J. Hanson, "Lifetime measurements on step-recovery diodes using sinusoidal input," in Proceedings of the IEEE, vol. 57, no. 6, pp. 1201-1202, June 1969, doi: 10.1109/PROC.1969.7193.
7. Модель генератора с изменяемой формой СКИ / Г. К. Усков, А. Е. Елфимов, А. С. Величкина, А. М. Бобрешов // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции. В 5-ти томах, Воронеж, 16–18 апреля 2024 года. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. – С. 298-302.
8. Перестраиваемый генератор СКИ с низким уровнем звона / А. Е. Елфимов, А. С. Величкина, Г. К. Усков, А. М. Бобрешов // VI научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2023 : материалы XX Международной научно-технической конференции, Казань, 22–24 ноября 2023 года. – Казань: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева - КАИ», 2023. – С. 192-193.
9. MAVR-044769-12790T Datasheet, Macom.com. Accessed: May. 5, 2020. [Online]. Available: https://www.macom.com/products/ product-detail/MAVR-044769-12790T
10. Ampleon BLF574 HF / VHF power LDMOS transistor Datasheet, Ampleon.com/. Accessed: May. 5, 2023. [Online]. https://www.ampleon.com/documents/data-sheet/BLF574.pdf

Малошумящий усилитель S-диапазона на основе 180 нм КМОП технологии

Ходжиков Д.В., Коколов А.А., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И.

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

Аннотация: *В работе представлены результаты разработки малошумящего усилителя диапазона 2-4 ГГц, на отечественной 180 нм КМОП технологии. Полученный МШУ обладает следующими характеристиками: коэффициент шума менее 3 дБ; коэффициент усиления 23,5 дБ; коэффициенты отражения по входу/выходу не более -10 дБ; выходная мощность по точке сжатия 1 дБ на частоте 3 ГГц составляет 10 дБм. Потребляемая мощность составляет 80 мВт, а площадь кристалла равняется 1,26 мм^2.*

1. Введение

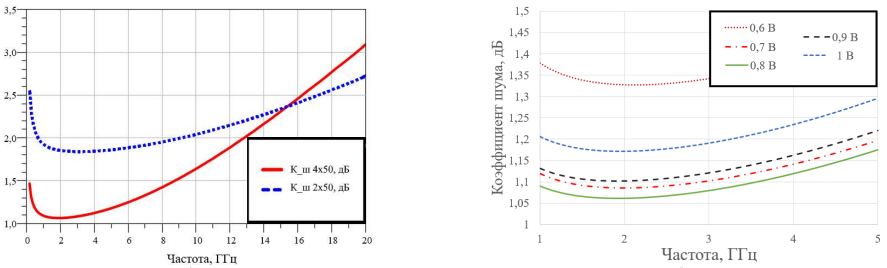
Использование кремниевых технологий в проектирования устройств СВЧ ИС, обладает рядом преимуществ от ИС на основе А3В5 технологий. Одним из них является уменьшение стоимости конечного продукта в массовом производстве, интеграция с цифровыми элементами и повторяемость элементов. Устройства на кремниевых технологиях обладают меньшей выходной мощностью и большими паразитными составляющими, так как КМОП технология имеет большее количество слоев, а подложка обладает более высокой проводимостью, что способствует образованию паразитных емкостей. Однако, проектирование маломощных СВЧ устройств на основе кремниевой технологии возможно, например, функциональные узлы приемопередающих модулей АФАР либо всю систему на одном кристалле ([1-3]).

В данной работе представлены результаты разработки малошумящего усилителя S-диапазона, основанного на 180 нм КМОП технологии (АО «Микрон»).

2. Проектирование МШУ

Малошумящий усилитель является важным блоков в приемных устройствах, так как первичные элементы после антенны определяют коэффициента шума в приемнике. Параметрами МШУ является: коэффициент шума, коэффициент усиления, коэффициенты согласование по входу/выходу, точка компрессии по уровню -1 дБ, коэффициент стабильности и т.д. Перед построением схемы МШУ предъявляются требования к конечному устройству: $К_У$ более 15 дБ, $К_Ш$ менее 3,5 дБ, согласование на уровне -10 дБ, выходная мощность по уровню -1 дБ более 5 дБм.

Первоначально необходимо определить оптимальные размеры усилительного СВЧ транзистора. Исходя из модели, предоставленной в комплекте средств проектирования (КСП) был проведен анализ минимального $К_Ш$ транзисторов в зависимости от ширины затвора и напряжения питания. Определено, что чем больше транзистор, тем меньше он вносит собственные шумы на низких частотах (рис. 1а). Так как устройство планируется на частотный диапазон в 2-4 ГГц, используется транзистор с 4×50 и напряжением смещения 0,8 В (рис. 1б)..



а) б)

Рис. 1. а) Зависимость $К_Ш$ от частоты для 2×50 и 4×50 КМОП-транзисторов;
б) Зависимость минимального $К_Ш$ и напряжения смещения от частоты для 4×50 КМОП-транзистора

МШУ построен на основе двухкаскадной схемы. Для стабилизации транзисторов, во всем частотном диапазоне применена параллельная обратная связь в виде последовательной RC цепи. Для

компенсации ёмкостной составляющей входного сопротивления транзистора и согласования на определенный частотный диапазон использованы катушки индуктивности. Так как присутствовала неравномерность АЧХ МШУ, между каскадами включена параллельная RC цепь. В КСП, предоставленном фабрикой, отсутствуют модели катушек индуктивности. Топологии катушек индуктивностей были разработаны и смоделированы при помощи ЭМ анализа в САПР Advanced Design System. На рис. 2г показано схематическое представление МШУ, а на 2а-2в представлены результаты полного ЭМ анализа топологии МШУ.

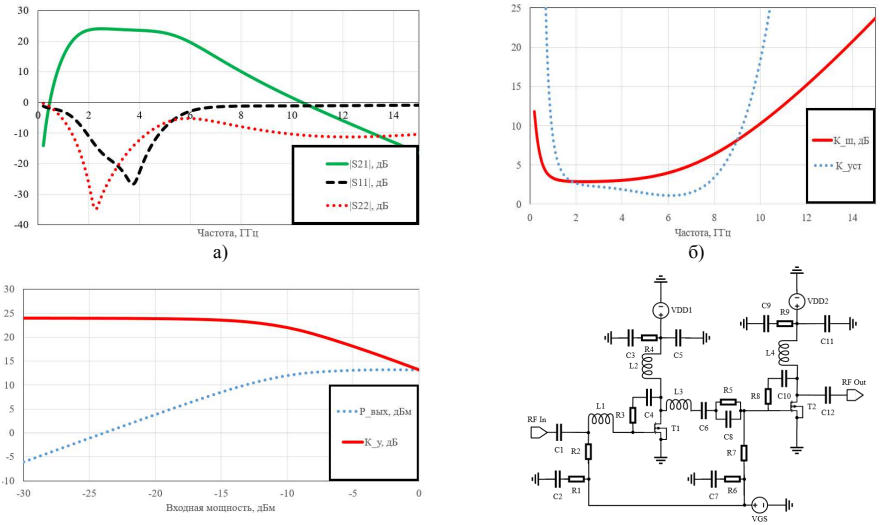


Рис. 2. Полученные результаты электромагнитного моделирования МШУ: а) $К_У$ и $К_{отр}$ от частоты; б) $К_Ш$ и $К_{уст}$ от частоты; в) $К_У$ и выходная мощность от входной мощности; г) схематическое представление МШУ

Из результатов, представленных выше следует что рабочая полоса МШУ составляет 2-4 ГГц. Коэффициенты отражения в полосе по входу и выходу менее -10 дБ, коэффициент усиления 23,5±0,3 дБ. Коэффициент шума в рабочей полосе частот составляет 3 дБ, а коэффициент устойчивости усилителя больше 1. Выходная мощность по уровню -1 дБ на частоте 3 ГГц составляет 10 дБм.

3. Заключение

В работе приведены результаты разработки принципиальной схемы и топологии СВЧ МИС МШУ S-диапазона на основе отечественной 180 нм КМОП технологии АО «Микрон». Так как в КСП отсутствуют модели катушек индуктивностей, они были разработаны путем электромагнитного анализа в Momentum RF (САПР Advanced Design System).

Разработка интегральной схемы выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006). Изготовление ТИМС осуществлено в ходе участия в прикладной научно-исследовательской работе «Разработка методики прототипирования электронной компонентой базы на отечественных микроэлектронных производствах на основе сервиса MPW», выполняемой НИУ МИЭТ в рамках федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности.

Список литературы

1. X. Zhang, D. Chen, W. Lu, L. Zhang, Y. Wu, Q. Xu, et al., "A Ku band 4-Element phased array transceiver in 180 nm CMOS", 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pp. 1595-1598, 2017.
2. Guo, B., Wang, X., Chen, H.: A 28 GHz front-end for phased array receivers in 180 nm CMOS process. Mod. Phys. Lett. B 34, 2020.
3. X. Zhang, D. Chen, W. Lu, L. Zhang, Y. Wu, Q. Xu, et al., "A Ku band 4-Element phased array transceiver in 180 nm CMOS", 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pp. 1595-1598, 2017.

Исследование электронно-волнового взаимодействия в выходных системах сверхмощных клистронов S-диапазона

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

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

Аннотация: *Представлены результаты теоретического исследования электронно-волнового взаимодействия в выходных системах сверхмощного клистрона S-диапазона частот, имеющих различный тип и количество щелей связи. Показано, что снижение азимутальной неоднородности электрического поля в области пространства взаимодействия в выходной системы с двумя индуктивными щелями связи позволяет повысить выходную мощность и КПД сверхмощного клистрона.*

1. Введение

Сверхмощные клистроны (СМК) с импульсной мощностью до 50 МВт широко используются в системах питания линейных ускорителей частиц и в различных научных исследованиях [1].

Предъявляемые к ним требования по КПД и уровню выходной мощности требуют разработки специфических выходных систем (ВС), образуемых выходным резонатором и системой отбора мощности от него, обеспечивающих максимально возможный отбор СВЧ энергии от сгруппированного электронного потока (ЭП) для получения высокого КПД и имеющих при этом достаточную электропрочность для передачи больших уровней мощности [2].

Используемые в СМК конструкции ВС при оптимальных с точки зрения электронно-волнового взаимодействия параметрах: эффективное характеристическое сопротивление ρM^2 нагруженного выходного резонатора на частоте f_0 рабочего вида колебания, нагруженной добротности $Q_н$, отсутствие возвратных электронов в пространстве взаимодействия выходного резонатора, должны обеспечивать низкие значения электрического поля в её полости и поверхностных токов для предотвращения СВЧ пробоев и перегревов.

В работе [3] приведены результаты исследования электродинамических и энергетических параметров конструкций ВС СМК S-диапазона частот, как традиционно используемых, так и предложенной авторами. Целью данной работы является математическое моделирование и оптимизация электронно-волнового взаимодействия в выходном резонаторе представленных в [3] ВС.

2. Объекты и результаты исследования

Рассматриваемые ВС СМК S-диапазона с импульсной мощностью 10÷20 МВт приведены на рис. 1. В ВС на рис. 1а, б СВЧ энергия от сгруппированного ЭП в выходной волновод 2 отбирается через индуктивные 4, а на рис. 1в ёмкостную 3 щели связи. ВС на рис. 1а для снижения азимутальной неоднородности электрического поля в области пространства взаимодействия с ЭП имеет присоединённый через индуктивную щель связи 4 закороченный отрезок волновода 5 [3]. У всех указанных ВС одинаковые рабочая частота f_0 и пространство взаимодействия.

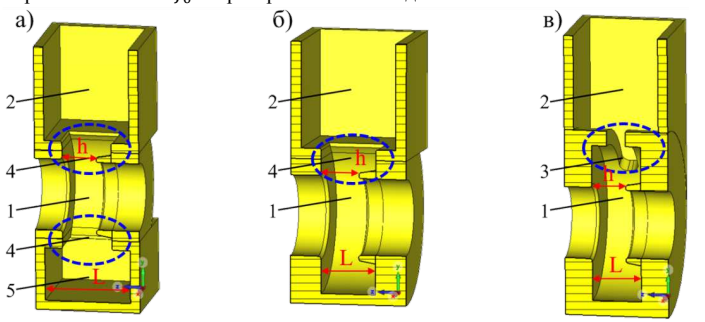


Рис. 1. Выходная система СМК с двумя индуктивными щелями связи (а), с индуктивной щелью связи (б) и с ёмкостной щелью связи (в): 1 – выходной резонатор; 2 – выходной волновод; 3 – ёмкостная щель связи; 4 – индуктивные щели связи; 5 – закороченный отрезок прямоугольного волновода. Отношение ширины зазора к высоте резонатора $h/L = 0.69$; рабочая частота $f_0 = 2.797$ ГГц; ток электронного потока $I_0 = 200$ А; ускоряющее напряжение $U_0 = 185$ кВ.

Приведённые на рис.1 ВС оптимизировались по следующему критерию: отсутствие возвратных электронов в их пространстве взаимодействия при максимально допустимых с точки зрения СВЧ пробоев и локальных перегревов напряженностей электрических полей и поверхностных токов в критически важных областях [3].

Рассчитанное PIC-методом распределение по энергиям крупных заряженных частиц, моделирующих сгруппированный кольцевой ЭП в момент его пролёта в пространстве взаимодействия выходного резонатора оптимизированных ВС, представлено на рис. 2.

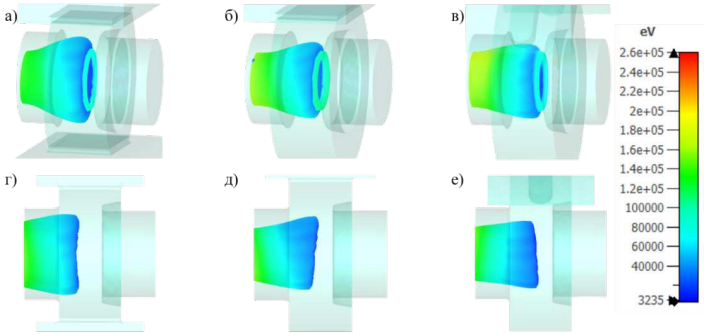


Рис. 2. Распределение по энергиям кольцевого ЭП в пространстве взаимодействия выходного резонатора оптимизированных ВС: (а), (б), (в) – в одинаковый момент времени для всех ВС; (г), (д), (е) – в момент максимального торможения.

Согласно полученным данным оптимизация пространства взаимодействия ВС с двумя индуктивными щелями связи (рис. 2а, г) позволила обеспечить симметричный кольцевой сгруппированный ЭП, в отличии от ВС с одной индуктивной (рис. 2б, д) и емкостной (рис. 2в, е) щелями связи, в которых наблюдается значительная азимутальная неоднородность ЭП.

Рассчитанные максимальные выходные мощности и электронные КПД СМК с оптимизированными ВС приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Максимальная выходная мощность и электронный КПД оптимизированных ВС СМК.

Тип выходной системы СМК	$P_{\text{вых}}$, МВт	η_e, %
1 ёмкостная щель	17.9	48
1 индуктивная щель	17.0	46
2 индуктивные щели	20.1	54
Азимутально однородное электрическое поле в зазоре (идеализированный случай)	24.1	65

Согласно представленным в табл.1. данным, ВС с двумя индуктивными щелями связи имеет прирост по выходной мощности 2÷3 МВт, а по КПД 6÷8 % по сравнению с ВС с одной емкостной и одной индуктивной щелями связи соответственно. Наличие щелей связи во всех случаях ВС приводит к неоднородности электрического поля в области пространства взаимодействия, что приводит к падению выходной мощности по сравнению с идеализированным случаем – когда перепад напряженности поля на зазоре отсутствует. В идеальном случае максимальная выходная мощность составляет 24.1 МВт при электронном КПД 65 %.

3. Заключение

По результатам математического моделирования и оптимизации электронно-волнового взаимодействия установлено, что снижение азимутальной неоднородности в выходном резонаторе ВС с двумя индуктивными щелями связи в СМК S-диапазона частот позволяет повысить выходную мощность и увеличить КПД.

Список литературы

1. CHAPTER 5. X-band RF power sources // ISG Progress Report. – April, 2000. – P. 150 – 175.
2. Faillon G.J. THOMSON high peak power klystrons / PS Klystron Modulator Technical Meeting. October 7th and 8th 1991. – Cern. – P. 239.
3. Савин А.Н., Голованов Н.А., Галдецкий А. В. Исследование параметров выходных систем сверхмощных клистронов S-диапазона // 33-я Международная научно-техническая конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Крымико-2023, 10-16 сентября 2023 г., Севастополь. Сборник научных трудов – 2023. - Вып. 5. – С. 11-12.

О сверхмощном многолучевом клистроне S-диапазона на основе резонаторов с метаматериалом

Галдецкий А.В., Голованов Н.А.

АО «НПП «Исток» имени Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
e-mail: galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Проведён расчёт основных функциональных узлов сверхмощного многолучевого клистрона с метаматериалом в зазорах взаимодействия и плотной упаковкой пролётных каналов. Моделирование показывает, что в системе с 37 парциальными электронными лучами, током 19.8 А на луч и ускоряющим напряжением 85 кВ удаётся достичь выходной мощности 39 МВт и КПД 64.5%. В более низковольтном варианте при напряжении 58 кВ и токе 9.2 А на луч обеспечивается выходная мощность 11 МВт при КПД 63%.*

1. Введение

В настоящее время сверхмощные многолучевые клистроны (МЛК) для ускорительной техники строились на основе тороидальных или кольцевых резонаторов. В тороидальных резонаторах диаметр области взаимодействия не превышает ~λ/4, что ограничивает выходную мощность и/или срок службы прибора. В приборах с кольцевыми резонаторами область эмиссии занимает небольшую кольцевую часть общей площади катода, что также ограничивает общий ток и мощность клистрона [1,2]. Ранее был рассмотрен новый класс резонаторов с метаматериалом в зазоре взаимодействия и плотной упаковкой каналов [3]. Благодаря такому техническому решению принципиально возможно обеспечить повышение однородности поля в зазоре (в том числе и в выходном резонаторе), увеличение размера области взаимодействия, тока и выходной мощности клистрона при ограниченном напряжении питания.

В работе рассмотрена конструкция сверхмощного многолучевого клистрона с восьмью тороидальными резонаторами, изучены электродинамические характеристики, а также критерии эффективного взаимодействия резонаторов с электронными пучками.

2. Особенности предлагаемой конструкции сверхмощного клистрона

С целью повышения выходной мощности многолучевых клистронов при ограниченном напряжении питания предлагается использовать новую конструкцию клистрона, тороидальные резонаторы которого имеют плотную гексагональную упаковку парциальных каналов и увеличенный диаметр области взаимодействия, содержащей метаматериал - набор индуктивных вставок (рис. 1). Электронные потоки эмитируются катодом, в котором расположены 37 парциальных эмиттеров. Пучки транспортируются в поле реверсной магнитной системы или соленоида. Отработанные пучки после прохождения общего для всех выходного резонатора попадают в единый коллектор, где распределяются на большую площадь.

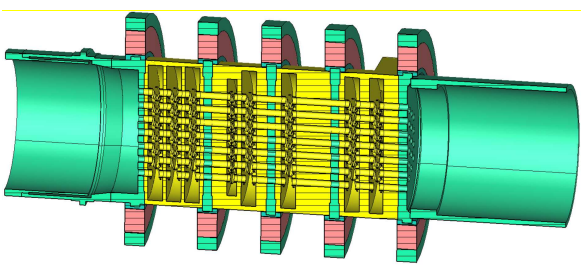


Рис. 1. Модель анодного блока МЛК с 8 резонаторами вместе с магнитной системой.

Предложенная конструкция обладает преимуществами по сравнению с традиционными МЛК с тороидальными резонаторами. Резонатор с металлическими спиральными вставками обеспечивает существенно более однородное СВЧ поле и позволяет значительно увеличить диаметр области взаимодействия. Это дает возможность повысить число лучей, общий ток и выходную мощность лампы без существенного роста напряжения питания.

3. Расчёт пространства взаимодействия сверхмощного клистрона

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	37	39.3	85	733.5	50.5	64.5

Высокое значение КПД достигнуто з счет использования резонатора второй гармоники. На рис. 2 представлены зависимости распределения первой гармоники тока и фазовые траектории сгруппированного электронного потока вдоль пространства взаимодействия.

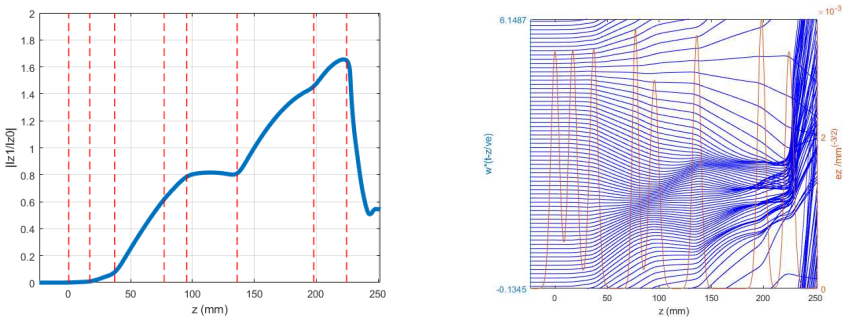


Рис. 2. а) распределение первой гармоники сгруппированного тока по пространству взаимодействия; б) распределение вч полей в зазорах и фазовых траекторий сгруппированного потока.

Одномерная модель дает несколько завышенные результаты для мощности и КПД. В реальности можно ожидать КПД на уровне 55-60%.

4. Заключение

В результате проведённых трёхмерного моделирования резонаторов и расчётов пространства взаимодействия клистрона установлено, что предложенная конструкция сверхмощного многолучевого клистрона позволяет обеспечить рекордную выходную мощность в 39 МВт при достаточно низком напряжении питания 85 кВ. В рассмотренном примере задействовано 37 лучей с первеансом 0.8 мкА/В$^{1.5}$ – общий первеанс 29.6 мкА/В$^{1.5}$. При этом КПД составляет 64.5%, 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.

К вопросу о коррекции результатов измерений мощности оротронов 2-мм диапазона с помощью градуированной детекторной секции, выполненной в волноводе с поперечным сечением 1,6×0,8 мм^2

Мясин Е. А., Ильин А. Ю., Максимов Н. А.

ФИРЭ им. В. А. Котельникова РА: 141190, Российская Федерация, Московская область, г. Фрязино, пл. Введенского.1

***Аннотация**. Предложен подход для коррекции результатов измерений выходной мощности оротронов в диапазоне 180ГГц – 400ГГц,, выполненных с помощью градуированной детекторной секции в волноводе с поперечным сечением 1.6×0.8 мм^2 с учётом расположения детектора в середине широкой стенки волновода.*

1. Введение

Ранее был рассмотрен вопрос о коррекции измерений выходной мощности оротронов 2-мм диапазона волн с помощью градуированной в 2-мм диапазоне детекторной секции, выполненной в волноводе с поперечным сечением 1.6x0.8 мм^2 с учётом расположения детектора в середине широкой стенки волновода. Здесь будет рассмотрен вопрос о коррекции результатов измерений мощности оротронов диапазона 180ГГц – 400ГГц тем же способом.

2. Теория

В 1-мм и субмиллиметровом диапазонах, когда волновод 1.6x0.8 мм^2 становится для этих диапазонов сверх размерным, в волноводе могут распространяться волны высших типов H_{20} H_{30}, H_{40} и т.д. В этой связи корректирующая функция должна быть изменена и принимает вид:$F = \left| \sin [(\pi/a)n \lambda_в/4] \right|$, где n =1, 2, 3, 4 и т.д. При n =1 это выражение, как было показано ранее [2], определяет корректирующую функцию с одним максимумом, для распределения высокочастотного поля вдоль широкой стенки волновода волны типа H_{10} .При n = 2, 4 и всех последующих чётных значениях функция F будет представлять систему чётного числа волноводных полуволн с максимумами, симметричными относительно нулевого значения на середине широкой стенки а волновода [2]. Поэтому эти типы волн не влияют на результаты измерений. Другое дело нечётные значения n. При n =3 на длине широкой стенки волновода размещаются три волноводные полуволны с тремя максимумами, а при n = 5 таких волноводных полуволн будет уже 5, т.е. в волноводе распространяются волны типа H_{30} и H_{50}. Тогда, по аналогии с заданием этой функции при одном максимуме на длине широкой стенки волновода [1], для H_{30} будем иметь: $(\lambda^{/}_в/2)3 = a$. Следовательно $\lambda^{/}_в = (2/3)a = (2/3)1.6 = 1.06666$ мм и $F = \left| \sin[(3\pi/a)(\lambda^{/}_в/4) \right|$ при n = 3. Этот случай имеет место при длине волны в свободном пространстве $\lambda_0 \approx 1$мм. Поскольку на длине широкой стенки волновода располагаются три равноценные полуволны, то энергия высокочастотного поля распределена между ними равномерно, но только одна из них расположена так, что её максимум совпадает с местом расположения детектора. Поэтому две другие не должны вносить свой вклад воздействия на детектор, так как они не имеют отношения к середине широкой стенке волновода, где он размещён. Отсюда следует вывод: регистрируемая детектором мощность излучения занижена в 3 раза. Поэтому реальная мощность, зафиксированная на максимальной частоте, соответствующей волноводной длине волны $\lambda^{/}_в = (2/3)a = (2/3)1.6 = 1.06666$ мм, в расчётах должна при коррекции рассчитываться не от 1, а от 3.

2.1. Расчёт корректирующей функции $F = \sin\{[(3\pi/1.6)1/4]x\ \lambda^{/}_в\}$ и $1/F$

Расчёт функции F и 1/ F был проведен, начиная с 1) $\lambda_0 = 2.0$мм, f = 150ГГц, $\lambda_в = 3.282$м, F = - 0.99071 , 1/ F = - 1.01 и кончая 14) $\lambda_0 = 0.75$ мм, f = 400ГГц, $\lambda_в = 0.77$мм , F = 0.905, 1/ F = 1.104.

Кроме того, был проведен дополнительно расчёт для 15) $\lambda_0 = 0.7595$, f = 395ГГц $\lambda_в = 0.78$мм, Оказалось, что F и 1/ F , начиная с 1.75 мм > λ_0 < 1.8мм меняют знак с - на +. Это означает, что изменения F для длин волн λ_0 > 1.8мм не могут быть описаны таким выражением для корректирующей функции, так как она проходит через ноль, а 1/ F принимает возможное

максимальное значение вблизи неё, т.е. стремится к бесконечности при смене знака. Поэтому для длин волн λ_0 = 2мм - 1.8мм следует вернуться к функции $F = |\sin[(\pi/a)\,\lambda_в/4]$.Таким образом, началом 1мм диапазона, когда на длине широкой стенки волновода 1.6х08мм^2 имеют место 3 волноводных полуволны, следует считать длину волны 1.75 мм < $\underline{\lambda_0}$ < 1.8 мм или частоту 166.66 ГГц < $\underline{f}$ < 171.43 ГГц. Поэтому для диапазона длин волн λ_0 = 2 мм - 1.8 мм следует использовать функцию $F = \sin[(\pi/a)\,\lambda_в/4]$ и тем самым определить весь диапазон существования распределения ВЧ поля волны типа H_{10} с одним максимумом на длине широкой стенки волновода с поперечным сечением 1.6х 0.8 мм^2.

2.2. Расчёт корректирующей функции $F_1 = \sin[(\pi/a)\,\lambda_в/4]$ и $1/F_1$ для λ_0 = 2,0мм - 1.8мм

1) λ_0 = 2,0мм, f = 150ГГц, $\lambda_в$ = 3.282мм F_1= 0.99919 $1/F_1$=1.0008; {F = - 0.99071 1/ F = - 1.01
2) λ_0 = 1.9мм, f = 157.89ГГц, $\lambda_в$ = 2.361мм F_1 = 0.9164 $1/F_1$=1.091; {F = - 0.329 1/ F = - 3.0395
3) λ_0 = 1.8мм, f = 166.66ГГц, $\lambda_в$ = 2.177мм F_1 = 0.8766 $1/F_1$= 1.141; {F = -0.0646 1/ F = - 15.532
Проанализировав изменения корректирующей функции F_1в низкочастотной части 1мм диапазона в Разделе 2.2, обратимся теперь к его высокочастотной части.

2.3. Расчёт числа волноводных полуволн на длине широкой стенки волновода 1.6х 0.8мм^2.

Это нужно для определения числа n = 1.6х2/ $\lambda_в$, в формуле для F. Нетрудно показать, что для
13) λ_0 =0.77мм , f = 389.6 ГГц, $\lambda_в$ =0.817мм n = 1.6/ 04085 = 3.9167.
14) λ_0 = 0.75мм, f =400ГГц $\lambda_в$ = 0.77мм, n = 1.6/ 0.385 = 4.155
15) λ_0 = 0.7595, f = 395ГГц $\lambda_в$ =0.78мм, n = 1.6/ 0.3909 = 4.09 и значит 14)и 15) принадлежат чётному четвёртому максимуму на длине широкой стенки волновода 1.6х0.8 мм^2.и, следовательно, не могут влиять на регистрацию излучения детектором, если считать его точечным и расположенным точно в середине широкой стенки волновода 1.6х 0.8 мм^2. Таким образом, только при n ≈3.92 может быть зарегистрирована генерация с самой высокой частотой.

3. Заключение

Установлен факт существования трех волноводных полуволн на длине широкой стеки волновода и в этой связи изменена формула для корректирующей функции в 1-мм диапазоне. Отсюда следует вывод: регистрируемая детектором мощность излучения занижена в 3 раза. Проведен расчёт корректирующей функции $F = \sin\{[(3\pi/1.6)1/4]\text{x}\,\lambda'_в\}$ и 1/ F для 1-мм и субмиллиметрового диапазонов. Установлен факт изменения знака этой функции при изменении длин волн от 1.75мм до 1.8мм. Вывод: при длине волны больше 1.8мм следует использовать корректирующую функцию $F_1 = \sin\{[(\pi/1.6)1/4]\text{x}\,\lambda'_в\}$. Посредством определения числа волноводных полуволн на длине широкой стенки волновода определены их чётные и нечётные значения. На основании этого рассмотрения установлена возможная предельная частота генерации, которая может быть зарегистрирована рассматриваемым способом. Это частота 389.6 ГГц (длина волы λ_0 = 0,77 мм).

Список литературы

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

Радиолокационный поляризационно-амплитудный метод определения угла крена летательного аппарата [1]

Гулько В.Л., Луц О.Я, Мещеряков А.А.

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

Аннотация: *Предлагается радиолокационный метод определения угла крена летательного аппарата по пассивному радиомаяку с заданными поляризационными характеристиками рассеяния, в котором отраженный радиоимпульс содержит полную информацию о крене летательного аппарата. Для определения угла крена в бортовой РЛС используются зондирующие импульсные радиосигналы, линейная плоскость поляризации которых составляет угол сорок пять градусов с поперечной осью летательного аппарата. Оценка угла крена летательного аппарата осуществляется по одному отраженному радиоимпульсу на выходе СВЧ двухканального приемного устройства по измеренному отношению амплитуд ортогонально линейно поляризованных составляющих принятого сигнала.*

1. Введение

Традиционно, в практической навигации для измерения навигационных элементов полета (крен, тангаж) используются сложные дорогостоящие инерциальные средства навигации, в частности, гироскопические системы ориентации [1]. В работе [2] для измерения угла крена летательного аппарата (ЛА) был предложен радиолокационный метод, основанный на использовании пассивного радиомаяка в виде радиолокационного поляризационно-анизотропного трехгранного уголкового отражателя (УО) с горизонтальной собственной поляризацией. Для определения крена ЛА предлагалось использовать в бортовых РЛС зондирующие импульсные радиосигналы у которых линейная плоскость поляризации вращалась с некоторой частотой. Оценка угла крена производилась на выходе приемного устройства по фазе второй гармоники частоты вращения плоскости поляризации, содержащейся в спектре огибающей принятых сигналов. Данный метод производит оценку угла крена при приеме последовательности импульсов за период поляризационной модуляции, что ограничивает его быстродействие. Предлагаемый метод позволяет осуществлять моноимпульсную оценку угла крена ЛА по отраженному радиоимпульсу от пассивного радиомаяка с заданными поляризационными характеристиками рассеяния. Угол крена определяется по измеренному отношению амплитуд ортогонально линейно поляризованных составляющих принятого сигнала на выходе двухканального приемного устройства.

2. Матрица рассеяния пассивного радиомаяка с заданными поляризационными характеристиками рассеяния

Пассивный радиомаяк представляет собой два пространственно разнесенных в горизонтальной плоскости радиолокационных поляризационно-анизотропных трехгранных УО с горизонтальной и вертикальной собственными поляризациями. Известно [2, 3], что для придания поляризационно-изотропному УО поляризационно-анизотропных свойств с горизонтальной собственной поляризацией необходимо в раскрыве УО разместить вертикально ориентированную поляризационную решетку из параллельных металлических проводников с заданным шагом и диаметром. Соответственно для придания УО поляризационно-анизотропных свойств с вертикальной собственной поляризацией необходимо в раскрыве УО разместить горизонтально ориентированную поляризационную решетку с теми же параметрами. Шаг и диаметр проводников поляризационных решеток выбираются такими [2, 3], чтобы горизонтально поляризованная составляющая $\vec{E}_{xi}$ вектора напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны $\vec{E}_i$, плоскость поляризации которой ортогональна металлическим проводникам проходила через поляризационную решетку практически не изменяясь, и после трехкратного отражения от треугольных граней УО распространялась в направлении, обратном направлению падения. При этом отраженная $\vec{E}_{Sx}$ электромагнитная волна будет всегда горизонтально поляризована. В тоже время вертикально поляризованная составляющая $\vec{E}_{yi}$, плоскость поляризации которой параллельна металлическим

[1] Работа выполнена в рамках проекта по госзаданию Минобрнауки РФ № FE-2023-0014.

проводникам поляризационной решетки, полностью отражается от нее как от плоской металлической пластины. Аналогичным образом действует горизонтально ориентированная поляризационная решетка УО. Только в этом случае отраженная электромагнитная волна $\vec{E}_{Sy}$ будет всегда вертикально поляризована. Матрицы рассеяния (МР) двух пространственно разнесенных поляризационно-анизотропных УО могут быть представлены в линейном поляризационном базисе в виде:

$$[S_1] = \sqrt{\sigma_{m1}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},\ [S_2] = \sqrt{\sigma_{m2}}\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где σ_{m1}, σ_{m2} — максимально возможные ЭПР УО при облучении их горизонтально и вертикально поляризованными волнами соответственно.

3. Описание метода

Бортовая РЛС ЛА облучает пассивный поляризационно-анизотропный радиомаяк линейно поляризованной волной $\vec{E}_i$, плоскость поляризации которой составляет угол $\pi/4$ с поперечной осью ЛА. Используя формализм векторов и матриц Джонса [4], амплитуды A_{Sx} и A_{Sy} ортогонально линейно поляризованных составляющих $\vec{E}_{Sx}$ и $\vec{E}_{Sy}$ отраженной электромагнитной волны $\vec{E}_S$ от уголковых отражателей с матрицами рассеивания (1) в точке приема на борту ЛА, имеющего в общем случае крен $\pm\gamma$, будут равны

$$A_{Sx} = \cos\gamma \cdot \cos\left(\pi/4 \pm \gamma\right), \quad (2)$$

$$A_{Sy} = \cos\gamma \cdot \sin\left(\pi/4 \pm \gamma\right), \quad (3)$$

где $+\gamma$ - положительный угол крена, когда поперечная ось ЛА или его правое крыло находится ниже горизонтальной плоскости [1],

$-\gamma$ - отрицательный угол крена, когда поперечная ось (или правое крыло) находится выше горизонтальной плоскости [1].

Найдем отношение амплитуд A_{Sy}/A_{Sx}

$$\frac{A_{Sy}}{A_{Sx}} = \left|\mathrm{tg}\left(\pi/4 \pm \gamma\right)\right|, \quad (4)$$

Тогда угол крена γ ЛА будет равен

$$\gamma_{[рад]} = \pm\left(\pi/4 - \mathrm{arctg}\, A_{Sy}/A_{Sx}\right). \quad (5)$$

Из (5) следует, что когда отношение амплитуд $A_{Sy}/A_{Sx} = 1$, то $\gamma = 0$, при $A_{Sy}/A_{Sx} < 1$ крен $\gamma > 0$, а при $A_{Sy}/A_{Sx} > 1$ крен $\gamma < 0$.

4. Заключение

1. По сравнению с широко используемыми на практике инерциальными средствами измерения угла крена ЛА, предлагаемый поляризационно-амплитудный метод измерения основан на другом физическом принципе и предполагает использование радиолокационных средств измерений. Это дает возможность осуществлять совместные комплексные измерения угла крена инерциальными и радиолокационными средствами навигации и повысить точность измерений данного навигационного параметра.

2. Описанный метод является моноимпульсным, технически прост в реализации и может найти применение в системах ориентации ЛА при заходе на посадку по пассивным радиомаякам не требующих источников электропитания и технического обслуживания.

Список литературы

1. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с.
2. Гулько В.Л., Мещеряков А.А., Блинковский Н.К. Радиолокационный метод определения угла крена летательного аппарата. // Приборы и техника эксперимента. 2022. №3. С. 126-134.
3. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. Радио и связь, 1975. 247 с.
4. Аззам Р., Башара Н. Эллипсометрия и поляризованный свет. М.: МИР. 1981. 583 с.

Влияние снежного покрова на характеристики глиссадного радиомаяка

[1]Васнев А.Г., [2]Войтович Н.И., [2]Жданов Б.В., [2]Ершов А.В.

[1] *Филиал ВУНЦ ВВС "ВВА" в г. Челябинске, Российская Федерация, tolantmb2009@rambler.ru*

[2] *ФГАОУ ВО «Южно-Уральский госуниверситет (НИУ)», г. Челябинск, проспект Ленина, 72*

Аннотация: *Методом геометрической оптики с учетом многократных отражений преломлённой волны в слое снега на земной поверхности показано, что снежный покров может как увеличивать, так и уменьшать величину угла глиссады глиссадного радиомаяка (ГРМ) «нулевой зоны». Приведены результаты лётных и наземных исследований глиссады ГРМ дециметрового диапазона волн (ДЦВ) при изменении высоты и электродинамических свойств снежного покрова.*

1.Введение

Заход на посадку и посадка являются наиболее сложными и ответственными этапами, выполняемыми пилотом или автопилотом в процессе полета воздушного судна [1]. Траектория захода на посадку, называемая глиссадой [2], формируется в результате пересечения вертикальной курсовой плоскости наведения и наклонной глиссадной поверхности, формируемой глиссадным радиомаяком. Глиссада должна выводить самолёт в заданную точку на оси взлетно-посадочной полосы. Как показывает опыт эксплуатации, наибольшее влияние на характеристики ГРМ оказывает снежный покров на подстилающей поверхности [3].

В настоящем докладе рассмотрено влияние снежного покрова на поведение глиссады в ближней и дальней зонах на примере ГРМ ДЦВ "нулевого" типа, наиболее чувствительного к состоянию подстилающей поверхности.

2. Анализ зоны глиссадного радиомаяка с нулевым методом формирования глиссады

Пусть над плоской однородной землей с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_з$ расположены на расстоянии $D \gg \lambda$ друг от друга (где λ — длина волны) передающая и приемная антенны с высотами подвеса над землей соответственно h и H.

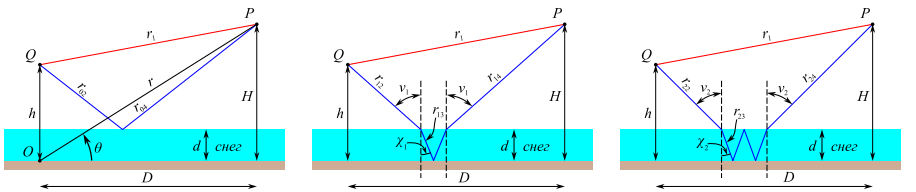


Рис. 1. Геометрооптическая картина формирования поля в точке приема Р.

Передающая антенна излучает волны горизонтальной поляризации. Полагаем, что земная поверхность покрыта слоем снега толщиной d с относительной диэлектрической проницаемостью ε_c. Сигнал в точке приема P (рис. 1) вычислим в приближении геометрической оптики. Поле в точке приема P является результатом интерференции полей прямой волны и волны, отраженной от слоя снега, являющейся суперпозицией следующих волн:

а) волны, отраженной от верхней границы слоя (границы воздух-снег (рис. 1, а));

б) волны, проникшей через границу воздух-снег, прошедшей через слой снега, отразившейся от земли, прошедшей через слой снега и вышедшей из слоя через границу снег-воздух (рис. 1, б);

в) волны, проникшей в слой слега, дважды отразившейся от земли, один раз от границы снег-воздух, прошедшей два раза туда и обратно по слою и вышедшей из слоя (рис. 1, в) и т.д.

Угол падения ν_n на снег луча, прошедшего n раз туда и обратно в слое, найдем из (1):

$$(h-d)tg\nu_n + 2nd\,tg\,\chi_n + (H-d)tg\nu_n = R \qquad (n = 0, 1, 2, ...). \tag{1}$$

Угол преломления χ_n в (1) связан с углом падения ν_n соотношением: $\sin\nu_n / \sin\chi_n = \sqrt{\varepsilon_c}$ [4].

Суммируя все волны, из которых формируется результирующая отражённая от слоя волна, получим (2) для коэффициента V отражения от слоя

$$V = V_{вс}\frac{e^{-i\kappa_в\left(r_{02}+r_{04}\right)}}{r_{02}+r_{04}} + T_{вс1}T_{св1}V_{сз1}\frac{e^{-i\left[k_в\left(r_{12}+r_{14}\right)+k_c 2r_{13}\right]}}{r_{12}+r_{14}+2r_{13}} + \\ + T_{вс2}T_{св2}V_{св}V_{сз2}^2\frac{e^{-i\left[k_в\left(r_{22}+r_{24}\right)+k_c 4r_{23}\right]}}{r_{22}+r_{24}+2r_{23}} + + T_{вс3}T_{св3}V_{св}^2V_{сз3}^3\frac{e^{-i\left[k_в\left(r_{32}+r_{34}\right)+k_c 6r_{33}\right]}}{r_{32}+r_{34}+2r_{33}} + \ldots . \quad (2)$$

где: $T_{вс\,n}$ ($T_{св\,n}$) и $V_{вс}$, $V_{св\,n}$ ($V_{сз\,n}$) — соответственно, коэффициенты прозрачности и отражения n-ой нормально поляризованной волны при падении волны на границу воздух-снег, снег-земля или снег-воздух из среды, названной первой буквой в индексе обозначения; $\kappa_в = 2\pi/\lambda$; $\kappa_c = 2\pi\sqrt{\varepsilon_c}/\lambda$.

Можно заметить (рис. 2, 3), что достоверность выносного контроля зоны ГРМ повысится, если в точке контроля обеспечить фазировку полей передающих антенн такую же, как в дальней зоне.

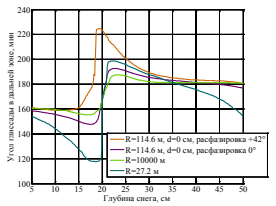


Рис. 2. Зависимость угла глиссады от уровня снежного покрова; $\theta_{г.п}$=2°40'; ε_c=1,15; $\varepsilon_з$=4.

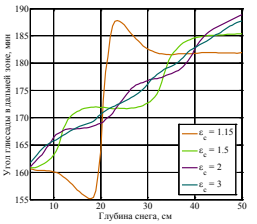


Рис. 3. Зависимость угла глиссады в дальней зоне от ε_c и глубины снежного покрова.

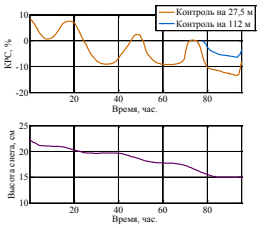


Рис. 4. Зависимость КРС от высоты и состояния снежного покрова.

3. Результаты эксперимента

Угол глиссады в дальней зоне определялся в период становления снежного покрова (с октября по декабрь) в течение 11 дней путем облета маяка самолёт-лабораторией по стандартной методике. Показано, что плотный, слежавшийся снег приводит к увеличению угла глиссады. Слой сухого, рыхлого снега толщиной 8 см на мерзлой почве уменьшил угол глиссады на 9'.

Положение глиссады над ближним и дальним приводными радиомаяками определялось в период схода снежного покрова самолётами при выполнении плановых учебных полетов.

Влияние уровня и свойств снежного покрова на показания контрольно-выносного пункта ГРМ ДЦВ исследовалось при непрерывной 5-суточной работе ГРМ в период интенсивного таяния снежного покрова. При этом разность фаз полей верхней и нижней передающих антенн на удалении 112 м была установлена равной 0° (за счет разноса передающих антенн в горизонтальной плоскости и соответствующего размещения мачты с контрольной антенной). Зависимость коэффициента разнослышимости сигналов (КРС) от состояния снежного покрова приведена на рис. 4. Днем по мере прогрева и намокания снежного покрова угол глиссады увеличивается. К полуночи, при промерзании снежного покрова угол глиссады уменьшается.

4. Выводы

Влияние снежного покрова в большей мере проявляется в ближней зоне (27м) ГРМ.

Фазировка полей в точке дальнего контроля (112м) повышает объективность контроля ГРМ.

Список литературы

1. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. — 616 с
2. Пахолков Г.А.и др. Угломерные радиотехнические системы посадки. - М.: Транспорт. — 1982.
3. Y. Oikawa, H. Yokoyama, The investigation of the influence of snow upon Glide Slope, 16th International Flight Inspection Symposium (IFIS), Beijing, 2010, pp. 29-38.
4. Л. М. Бреховских. Волны в слоистых средах. Изд. АН СССР, 1957.

Исследование влияния методов кодирования на точность передачи информации при наличии ошибок в цифровом канале связи

Петров Ю.В., Макеев И.А., Васьковский М.В., Захаров С.А., Филиппова Н.М.

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

***Аннотация**. При передаче в цифровых каналах связи изображений с различных датчиков (оптических, радиолокационных) информация в них заложена непосредственно в значения яркостей пикселей, которые могут быть представлены различными кодовыми комбинациями. Наиболее распространенным является использование бинарного кода или кода Грея. При интенсивных помехах в канале связи появляются битовые ошибки. При этом разное кодирование приводит к разным ошибкам в передаваемой информации. В общем случае значения ошибок зависят от разрядов, в которых появились битовые ошибки, значения передаваемой информации и вида кодирования. Целью данного исследования являлось оценивание влияния вида кодирования на точность передаваемой информации. В результате сделан вывод, что при передаче по цифровому каналу связи оптических изображений предпочтительно использовать код Грея, радиолокационных изображений – бинарный код.*

Перед началом аналитических исследований была предложена методика их проведения. Измерительная информация передается посредством кодирования бинарным кодом или кодом Грея. В процессе ее передачи по каналу радиосвязи появляются битовые однократные и двукратные ошибки. Качество передачи информации определялось дисперсиями ошибок передаваемой информации и анализа полученных гистограмм их распределения.

При равновероятных значениях яркостей пикселей изображения при наличии ошибок и бинарном кодировании дисперсии ошибок передачи информации будут одинаковы. При кодировании кодом Грея дисперсии ошибок передаваемой информации увеличиваются при очень малых и очень больших значениях. Из сравнения средних значений дисперсий ошибок для информации с равномерным распределением её значений делан вывод, что предпочтительно использовать бинарный код.

Анализ реальных изображений показал, что распределение значений яркостей пикселей изображения в них не является равномерным и подобно обобщенному закону Релея. Причем для радиолокационных изображений он ближе к закону Релея (в них чаще встречаются пиксели с малыми значениями яркости), а для оптических изображений (видимого и инфракрасного диапазонов) – к нормальному закону распределения (в них чаще встречаются пиксели со средними значениями яркости).

При кодировании кодом Грея оптических изображений средние значения дисперсий ошибок будут примерно в полтора раза меньше, чем при бинарном кодировании. Для радиолокационных изображений ситуация будет наоборот: при кодировании кодом Грея средние значения дисперсий ошибок будут больше, чем при бинарном кодировании. Для подтверждения результатов, полученных аналитически, было проведено статистическое моделирование (число экспериментов равнялось 10000). Результаты моделирования подтвердили правильность сделанных выше выводов.

Сделан вывод, что при передаче по цифровому каналу связи оптических изображений предпочтительно использовать код Грея, радиолокационных изображений – бинарный код.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (НИР «Разработка и исследование методов управления группами автономных беспилотных летательных аппаратов на основе перспективных систем информационного обеспечения и взаимодействия между отдельными аппаратами в группе», FZWF-2024-0002).

Список литературы

1. Боев Н.М. Анализ радиолиний связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. Красноярск. 2012. с. 30-36.
2. Боев Н.М., Шаршавин П.В., Нигруца И.В. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния // Известия ЮФУ. Технические науки, 2014., с 5-17.
3. Иванюк А.А. Специальные главы высшей математики: теория помехоустойчивого кодирования; БГУИР: Минск, 2007. 32 с.
4. Кораблев Ф.Г. Дискретная математика: комбинаторика: учебное пособие; Челяб. гос. ун-т. Челябинск, 2017. 48 с.
5. Полынкин А.В. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. Вып.7., Ч.2 . 10с.
6. Пуговкин А.В. Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей. Томск: Эль Контент, 2014. 156с.
7. Скляр Б., Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
8. Слюсар В., Радиолинии связи с БПЛА. Примеры реализации. // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2010, №3, с. 55-60.
9. Выбор оптимального метода модуляции сигнала в современных цифровых системах радиосвязи. М., 2008. 52 с.
10. Цифровые радиоприемники. Шумы. [Электронный ресурс] – URL: https://russianelectronics.ru/czifrovye-radiopriemniki-shumy-dinamicheskij-diapazon (дата обращения 30.09.23)

Анализ вариантов взаимного расположения сверхширокополосных приемопередатчиков при их кооперативном взаимодействии[1]

[1, 2] Зубков А.С., [1] Кузьмин Л.В., [1] Ефремова Е.В.
[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, г. Москва, ул. Моховая, 11, стр.7, 125009, Российская Федерация*
[2] *Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), г. Долгопрудный, Институтский пер., 9, 140701, Российская Федерация*

Аннотация: *Ранее была показана принципиальная и техническая возможность осуществления когерентного сложения СШП хаотических радиоимпульсов в пространстве за счет их согласованного во времени и пространстве излучения. Данное явления интересно для организации кооперативных режимов приема и передачи информации в группе устройств. Отсюда естественным образом вытекает задача организации передачи данных в группе устройств, по отношению к которой сигнал от других устройств является помехой. В работе устанавливается соотношения сигнал-шум, при которых можно говорить о пространственном разделении СШП сигналов. Устанавливаются границы кооперативного взаимодействия групп приемо-передатчиков, в пределах которых отношение полезный/помеховый сигнал не ниже заданного значения.*

1. Введение

Вопросы кооперативного взаимодействия беспроводных приемопередатчиков естественным образом возникают при анализе проблем, связанных с пространственно-временным разделением сигналов в беспроводном канале (например, многоантенные системы-MIMO) [1–4], где борьба ведется за ортогонализацию пространственно-временных потоков информации. За счет этого обеспечивается многократное использование спектра и максимизируется отношение бит на герц.

Альтернативным подходом является использование электромагнитного (ЭМ) спектра на вторичной основе в сверхширокополосных (СШП) сетях и системах [5]. В этом случае задача ставится противоположным образом: отсутствует стремление к максимизации числа бит на герц (речь, напротив, идет о системах "неэффективно" использующих частотный ресурс), а упор делается на ЭМ совместимость приемо-передающих устройств между собой так, чтобы они допускали одновременную работу в зоне взаимной радиовидимости, не создавая при этом друг другу помех. Если отказаться от идеи ортогонализации пользователей в СШП канале возникает вопрос как обеспечить кооперативное взаимодействие приемопередатчиков на физическом уровне, чтобы пользователи не создавали при этом взаимных помех друг другу, делающих их работу невозможной.

В данной работе исследуется зависимость отношения мощности полезного в заданной точке приема к совокупной мощности от сигналов конкурирующих приемопередатчиков при различных сценариях их взаимодействия (кооперативного или некооперативного) и их взаимного расположения. Задача решается при следующих предположениях [6]: в качестве радиосигналов используются СШП хаотические радиоимпульсы; за счет выбора того или иного режима колебаний в генераторах СШП хаотических колебаний обеспечивается либо когерентное, либо некогерентное сложение СШП хаотических радиоимпульсов в пространстве [7].

2. Модель сигнала и системы

В модели рассматривается система из M приемопередатчиков (ПП), при этом выделяется три подгруппы: подгруппа M_0, ПП которой работают согласовано, т.е. образуют сеть, и две подгруппы M_1 и M_2, состоящие из ПП, создающих помехи группе M_0. При этом группа M_1 излучает сигналы когерентно во времени и пространстве (по отношению для заданной точке приема), а группа M_2 – некогерентно.

Каждый из ПП генерирует свою последовательность радиоимпульсов $s_i(t)$ в зависимости от режима работы. Тогда в заданной точке приема будет формироваться сигнал как сумма сигналов от всех ПП (с учетом временных задержек распространения радиосигнала τ_i , определяемых расстояниями r_i от каждого ПП до точки приема).

$$s_0(t) = \sum_{i=1}^{M}(s_i(t-\tau_i)/r_i), \quad (1)$$

В силу когерентного и некогерентного сложения радиоволн, сигнал в точке приема описывается выражением:

$$s_0(t) = s_{M0}(t)\sum_{i=1}^{M_0} 1/r_i + s_{M1}(t)\sum_{i=1}^{M_1} 1/r_i + \sum_{i=1}^{M_2}(s_i(t-\tau_i)/r_i) \quad (2)$$

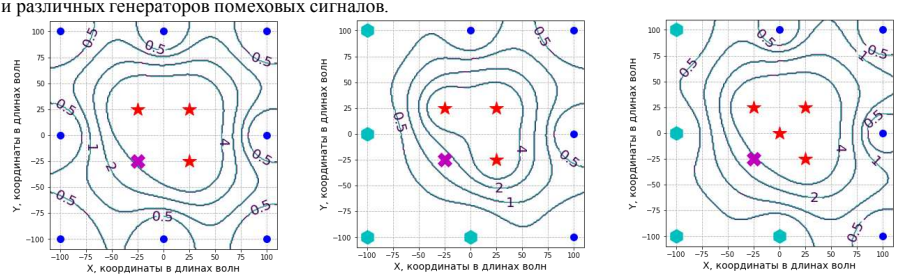
Интерес представляет величина отношения мощности суммы полезных сигналов в заданной точке приема от группы ПП M_0 к суммарной мощности помеховых сигналов от групп M_1 и M_2, которое описывается:

$$G = \frac{\left(\sum_{i=1}^{M_0} 1/r_i\right)^2}{\left(\sum_{i=1}^{M_1} 1/r_i\right)^2 + \sum_{i=1}^{M_2}(1/r_i)^2} \quad (3)$$

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда, грант №. 23-29-00297.

Данное отношение было проанализировано в ходе численных расчетов для нескольких вариантов взаимного расположения ПП из групп M_0, M_1, M_2. Задача заключалась в том, чтобы найти варианты пространственного расположения ПП из группа M_0, которые бы образовывали сплошную зону без разрывов в пределах которой величина G превосходит определенный уровень.

На рис. 1 приведен пример расчета величины G для различных комбинаций приемопередающих устройств и различных генераторов помеховых сигналов.



а) б) в)

Рис 1. Диаграммы контуров зон отношения мощностей полезного и помеховых сигналов (G) при регулярном расположении ПП из групп M_0, M_1, M_2 для различных комбинаций помеховых сигналов и различного числа ПП полезного сигнала (синие точки – источники некогерентных помех; бирюзовые шестигранники – источники когерентных помех; красные звезды – источники полезного сигнала, работающие в когерентном режиме; фиолетовый крест – точки приема полезного сигнала): а) помехи от некогерентных источников; б) комбинация помех от когерентных и некогерентных источников; в) комбинация помех от когерентных и некогерентных источников с добавлением дополнительного ПП полезного сигнала

Был осуществлен поиск вариантов различного расположения источников помех и источников полезного сигнала, когда обеспечивается непрерывная зона, в пределах которой величина G превосходит определенный уровень, как на рис. 1а и 1в, где группа из передающих устройств образует область, в которой величина G порядка четырех. А на рисунке 1б для той же точки приема величина G составляет менее двух.

3. Заключение

В работе проанализирована модель кооперативного взаимодействия излучателей и приемников в условиях, когда излучатели создают сигнал-помеху приемнику в когерентном и/или некогерентном режиме сложения сигнала. В работе установлены условия, показывающие возможность образования непрерывной зоны совместной группы устройств, в пределах которой отношение полезного сигнала устройств этой группы к сигналу-помехи от группы сторонних устройств не опускается ниже заданного значения.

Список литературы

1. *Wang M.* et al. An overview of enhanced massive MIMO with array signal processing techniques //IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. – 2019. – Т. 13. – №. 5. – С. 886-901.
2. *Ning B.* et al. Beamforming technologies for ultra-massive MIMO in terahertz communications // IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2023. – Т. 4. – С. 614-658.
3. *Liu R., Wu K.* Near-Field Technologies for Multifunction Wireless Connectivity: Recent principles and applications // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2024. P. 2–17.
4. *Alexandropoulos G. C.* et al. Time reversal for 6g spatiotemporal focusing: Recent experiments, opportunities, and challenges //IEEE Vehicular Technology Magazine. – 2022. – Т. 17. – №. 4. – С. 74-82.
5. *Kuzmin L. V., Efremova E. V., Itskov V. V.* Modulation, Shaping and Replicability of UWB Chaotic Radiopulses for Wireless Sensor Applications //Sensors. – 2023. – Т. 23. – №. 15. – С. 6864.
6. *Зубков А.С., Кузьмин Л.В.* Модель пространственно-временного когерентного сложения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов, генерируемых независимыми излучателями // Инжиниринг & Телекоммуникации - EN&T 2023. – 2023. – С. 177–185.
7. *Кузьмин Л.В., Ефремова Е.В., Ицков В.В., Зубков А.С.* Эксперименты по когерентному сложению хаотических радиоимпульсов в беспроводном канале // Радиотехника и электроника. – 2023. – Т. 68. – №. 12. – С. 1178-1183.

Практическая реализация алгоритма цифровой обработки сигналов в MIMO-радиолокаторе

[1] Касьянов А. О., [2] 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*
kasao@mail.ru
[2]*Южный федеральный университет, Научно-исследовательский институт робототехники и процессов управления, ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347928, Россия*
kasyanovao@sfedu.ru

***Аннотация:**. Доклад посвящен реализации алгоритма цифровой обработки сигнала MIMO РЛС с учетом архитектуры параллельного вычислителя, что позволило обеспечить время обработки кадра на графическом процессоре NVIDIA Jetson AGX Xavier за интервал времени менее 50 мс. Проведена численная оценка эффективности использования пропускной способности памяти вычислителя для разработанного алгоритма в сравнении с известными реализациями на GPU. Выигрыш разработанного алгоритма составляет в среднем 5 раз по сравнению с результатами, полученными другими авторами.*

1. Введение

Несмотря на достаточно хорошо проработанные подходы обработки отраженных сигналов MIMO РЛС [1, 2] и разнообразие алгоритмов [3], задача разработки эффективных процедур обработки, способных работать в реальном масштабе времени, является актуальной. Разработка подобных процедур сопряжена с необходимостью учитывать особенности архитектуры вычислителя, что в ряде случаев является значимым ограничением в выборе тех или иных алгоритмов обработки. Ввиду необходимости установки MIMO РЛС на БПЛА предъявлялись дополнительные требования к минимизации весогабаритных и стоимостных характеристик вычислителя, который бы обеспечивал обнаружение и оценку параметров целей в реальном масштабе времени.

2. Постановка задачи

Целью данной работы является обнаружение и оценка параметров целей MIMO РЛС в реальном масштабе времени, используя доступный на рынке вычислитель с минимально возможными массогабаритными характеристиками.

Для достижения поставленной цели был произведен выбор и адаптация алгоритмов, позволяющих проводить оценку параметров целей в MIMO РЛС, выполнена реализация выбранных алгоритмов с учетом архитектуры вычислителя, позволяющая проводить оценку фоновоцелевой обстановки в реальном масштабе времени, а также произведена оценка производительности полученного решения.

3. Выбор и адаптация алгоритмов для оценки параметров целей в MIMO РЛС

Разработанная малогабаритная MIMO РЛС ближнего радиуса действия стоится на базе четырехканального трансивера с двумя парами независимых приемопередающих каналов. Антенные элементы формируют группы приемных и передающих элементов в двух плоскостях, что позволяет производить оценку азимутального и угломестного пеленгов целей. Требуется обеспечить выдачу информации о дальности, скорости, азимуте и угле места для всех обнаруженных целей в реальном масштабе времени.

В настоящей работе предложена реализация процедуры обработки отраженного сигнала MIMO РЛС с использованием технологии общих вычислений на графических картах (GPGPU).

В общем случае, обработку отраженного сигнала в MIMO РЛС разделяют на три этапа [1, 2]: корреляционная обработка (сжатие по дальности) и получение дальностно-временного портрета; межпериодная обработка сжатых по дальности отсчетов и получение дальностно-скоростного портрета; формирование пространственной характеристики направленности виртуальной антенной решетки по амплитудно-фазовому распределению тока на её элементах. На рис. 1 представлена последовательность обработки отсчетов отраженного сигнала.

В процессе разработки алгоритма цифровой обработки сигнала MIMO РЛС было проанализировано несколько вариантов ее реализации с учетом архитектуры параллельного вычислителя. Алгоритмы обработки выбирались с учетом необходимости обеспечить линейный доступ к данным в глобальной памяти вычислителя.

При реализации вычислительных алгоритмов использовалось минимально возможное количество внутренних буферов. Предпринятые меры позволили выполнить обработку кадра, состоящего из 8 млн. комплексных отсчетов, за время менее 50 мс. на графическом процессоре NVIDIA Jetson AGX Xavier, что удовлетворяет требованию по функционированию подсистемы обработки в реальном масштабе времени.

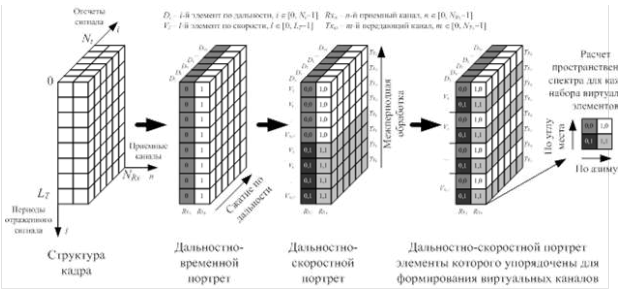


Рис. 1. Обработка отраженного сигнала в MIMO РЛС

Результатом обработки отраженного сигнала MIMO РЛС, приведенного на рис. 1, является список обнаруженных целей в кадре и их параметры (амплитуда отраженного сигнала, дальность, скорость, азимут и угол места). К дополнительным параметрам цели относится количество элементов разрешения, превысившее порог обнаружения в кластере, отождествленном с целью, среднее значение и СКО размеров цели по дальности, скорости, угловым координатам.

4. Экспериментальная оценка производительности

Показана обратная линейная зависимость времени обработки кадра от величины пиковой пропускной способности памяти GPU. Предложен критерий оценки производительности алгоритма обработки в виде отношения пропускной способности алгоритма к пиковой пропускной способности памяти вычислителя. Проведена численная оценка эффективности использования пропускной способности памяти вычислителя разработанного алгоритма в сравнении с известными реализациями на GPU. На рис. 2 приведены значения пропускной способности различных вариантов реализации алгоритма цифровой обработки отраженного сигнала в MIMO РЛС. Выигрыш разработанного алгоритма составляет в среднем 5 раз. По сравнению с ПЛИС реализация двумерного БПФ на GPU оказывается в 17 раз быстрее. Дальнейшее увеличение производительности разработанного алгоритма цифровой обработки сигнала MIMO РЛС возможно за счет отказа от ряда операций транспонирования, которые были введены на этапе отладки для обеспечения линейного доступа к данным, хранящимся в глобальной памяти вычислителя.

Наименование параметра	RTX A6000 [4]	GeForce RTX 3090 [5]	Jetson AGX Xavier
Размерность кадра данных	8×8×256×1024	8000×32×4×64	512×8192×2
Количество комплексных отсчетов N_o, шт	16 777 216	65 536 000	8 388 608
Время обработки одного кадра T_F, мс	49,67	371,9	47,244
Объем одного комплексного отсчета C_o, байт	8	8	8
Пропускная способность алгоритма обработки, B_a, Гбайт/с	2,7	1,41	1,42
Пиковая пропускная способность памяти B, Гбайт/с	768	935,8	88,128
Эффективность использования пропускной способности памяти вычислителя алгоритмом обработки B_a/B, %	0,35	0,15	1,61
Проигрыш в эффективности известных алгоритмов предложенному нами, раз	4,6	10,73	1

Рис. 2. Сравнение эффективности

5. Заключение

Разработанное в рамках работы функциональное программное обеспечение не налагает ограничений на количество приемных и передающих каналов и может быть использовано для обработки сигналов в MIMO РЛС с большим количеством каналов.

Используемые источники

1. Лобач В.Т., Касьянов А.О., Потипак М.В., Суматохин К.В. Особенности цифрового формирования диаграммы направленности MIMO-радара // Антенны. 2016. №. 7. С. 47–52.
2. Lobach V., Kasyanov A., Potipak M. Digital beam for ming in MIMO-radar with frequency diversity // 2016 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). IEEE. 2016. С. 1–4.
3. Касьянов А.О. Потипак М.В., Евтушенко А.Н. Идентификация радиолокационной станции на основе анализа непреднамеренной внутриимпульсной модуляции // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 2. С. 73–83.
4. Pitre E. et al. Comparison of massively parallel algorithms on graphics processing unit for MIMO radar // e-Prime-Advances in Electrical Engineering. Electronics and Energy. 2022. Т. 2. С. 100063.
5. Liu G. et al. A GPU-based real-time processing system for frequency division multiple-input-multiple-output radar // IET Radar. Sonar & Navigation. 2023.

Спектральный анализ на основе инверсного спайк-кодирования

Бондарев В. Н.

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

Аннотация: *Рассматривается модель представления сигналов в виде последовательности спайков (импульсов), формируемой кодирующими нейронами спайковых нейросетей, и её использование для спектрального анализа. Отмечается снижение точности аппроксимации спектра при непосредственном спайк-кодировании обрабатываемых сигналов. Предлагается схема инверсного кодирования, в соответствии с которой спайк-кодирование применяется не к обрабатываемому сигналу, а к базисным функциям комплексного ряда Фурье. Применение инверсного спайк-кодирования позволяет построить простой алгоритм вычисления спектральных коэффициентов с улучшенной точностью.*

1. Введение

Нейронные сети, построенные с использованием формально-логических моделей нейронов, широко применяются при решении различных задач обработки сигналов [1]. Однако их применение в таких областях, как интернет вещей, мобильные вычисления, периферийный искусственный интеллект, различные системы биомониторинга и др., затруднено из-за проблем энергопотребления. Альтернативой являются биологически инспирированные спайковые нейронные сети [2]. В отличие от формального искусственного нейрона, спайковые нейроны взамодействуют посредством коротких электрических импульсов, известных как спайки. Спайковые нейроны реализуют время-импульсное кодирование информации [3], которое потенциально обеспечивает более низкое энергопотребление и упрощает реализацию алгоритмов обработки.

Широкое распространение получили модели спайковых нейронов в виде интегратора с порогом (Integrate and Fire - IAF). Модель биполярного IAF-нейрона состоит из интегратора и компаратора, соединенных последовательно. Входной аналоговый сигнал $u(t)$ поступает на интегратор. Когда выходной сигнал интегратора $y(t)$ становится равным положительному или отрицательному порогу $\pm s$, компаратор срабатывает и на выходе нейрона формируется выходной импульс со знаком $\lambda_n = sign(y(t_n))$, где t_n – время появления импульса. Связь выходной импульсной последовательности и входного сигнала IAF нейрона может быть описана в виде суммы дельта функций Дирака $\delta(t)$ с весом s [4, 5]:

$$u_M(t) = s\sum_n \lambda_n \delta(t - t_n). \tag{1}$$

2. Спектр сигнала, представленного последовательностью спайков

Подставив (1) в формулу для вычисления коэффициентов комплексного ряда Фурье, получим аппроксимацию спектра входного сигнала $u(t)$, называемую спайк-спектром [5]

$$U_M(\omega_1 k) = \frac{s}{T}\sum_{n=1}^{N} \lambda_n \exp(-i\omega_1 k t_n),\ \omega_1 = 2\pi/T,\ t_n \in [0, T], \tag{2}$$

где N — количество импульсов на периоде гармоники с частотой ω_1. Выражение (2) позволяет построить алгоритм вычисления спектральных коэффициентов, заключающийся в суммировании выборок комплексных экспонент в моменты времени, соответствующие появлению спайков на выходе IAF-нейрона. На рис. 1а изображен спайк-спектр полигармонического сигнала, представляющего сумму из L гармоник с единичной амплитудой и частотами, кратными ω_1, вычисленный на основе (2). Относительная среднеквадратическая ошибка вычисления спектра полигармонического сигнала составляет 0,0133 при N=800. В тоже время эта ошибка для однотонального сигнала заметно меньше и составляет 0,0032. Обусловлено это одним и тем же значением порога IAF-нейрона, используемым при разных амплитудах входного сигнала.

3. Спектр сигнала при инверсном спайк-кодировании

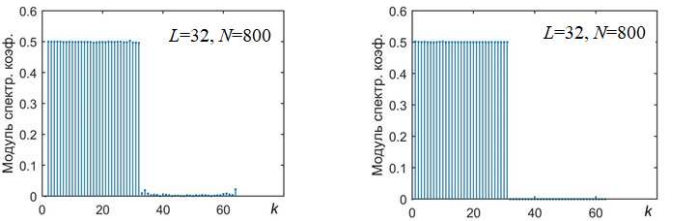
Рассмотрим схему инверсного спайкового кодирования, в соответствии с которой в

последовательность спайков преобразуется не обрабатываемый сигнал $u(t)$, а базисные функции комплексного ряда Фурье. Так как эти функции известны, то можно заранее представить их в виде последовательности спайков с необходимой точностью. Представив действительную и мнимую части $\exp(-i\omega_1 kt)$ в виде (1) и подставив в формулу, определяющую коэффициенты ряда Фурье, получим

$$\mathrm{Re}U_M(\omega_1 k) = \frac{S_k}{T}\sum_{n=1}^{N_k}\lambda_n^{re}(k)u(t_n^{re}(k)), \quad (3)$$

$$\mathrm{Im}U_M(\omega_1 k) = \frac{S_k}{T}\sum_{n=1}^{N_k}\lambda_n^{im}(k)u(t_n^{im}(k)), \quad (4)$$

где N_k — количество импульсов на периоде *k*-й базисной функции; $t_n^{re}(k)$, $t_n^{im}(k)$ — моменты времени расстановки импульсов, соответственно, в действительных и мнимых последовательностях спайков; $\lambda_n^{re}(k)$, $\lambda_n^{im}(k)$ — знаки импульсов в действительных и мнимых последовательностях спайков. В соответствии с (3) и (4), действительная и мнимая компоненты ряда Фурье вычисляются путем суммирования выборок входного сигнала в моменты времени $t_n^{re}(k)$ и $t_n^{im}(k)$. На рис. 1б изображен спайк-спектр полигармонического сигнала, вычисленный с использованием (3) и (4).



а) б)

Рис. 1. Спайк-спектры полигармонического сигнала:
а) непосредственное кодирование входного сигнала; б) инверсное спайк-кодирование

Из сравнения спайк-спектров на рис.1. следует, что инверсное спайк-кодирование позволяет повысить точность вычисления спектра. Относительная среднеквадратическая ошибка вычисления спектра полигармонического сигнала в этом случае уменьшилась более, чем в 10 раз и составила 0,0011 при *N*=800. Основным преимуществом (3) и (4) является возможность реализации на вычислителях с ограниченными ресурсами за счет исключения операций умножения. Дополнительным положительным свойством является отсутствие эффекта наложения частот при цифровой обработке в силу нерегулярности отсчетов сигналов.

4. Заключение

Предложена схема инверсного спайк-кодирования, которая позволяет построить новый алгоритм вычисления спектральных коэффициентов, заключающийся в суммировании выборок входного непрерывного сигнала в моменты времени, соответствующие появлению спайков в представлениях базисных функций. Компьютерное моделирование подтвердило повышение точности аппроксимации спектра полигармонического сигнала при инверсном спайк-кодировании.

Список литературы

1. Нейрокомпьютеры в системах обработки сигналов / Под ред. Ю. В. Гуляева и А. И. Галушкина. М.: Радиотехника, 2003. 224 с.
2. Maass W. Paradigms for computing with spiking neurons // Models of Neural Networks. Early Vision and Attention / J.L. van Hemmen, J.D. Cowan, E.Domany (eds.). New York: Springer, 2002. Vol.4. P. 373—402.
3. Feichtinger H.G., Príncipe J.C., Romero J.L., Alvarado A.S., Velasco G.A. Approximate reconstruction of bandlimited functions for the integrate and fire sampler // Advances in Computational Mathematics. 2012. Vol. 36. No. 1. P. 67–78.
4. Бондарев В.Н. Цифровая обработка сигналов с использованием импульсных нейронных сетей. XX Международная научно-техническая конференция «Нейроинформатика-2018». Лекции по нейроинформатике. М.: НИЯУ МИФИ, 2018. С. 44 – 71.
5. Bondarev V. Signal processing with spiking neuron model. 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow, Russian Federation. 2023. P. 1-5. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://ieeexplore.ieee.org/document/10113406 (дата обращения: 3.05.2024).

Применение искусственных нейронных сетей для планирования производственных ресурсов

[1]Александров В.Р., [2]Обухов И.А., [2]Чикало О.В.

[1] *Научно-производственное предприятие «Исток им. Шокина»*
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2 а, Российская Федерация
vraleksandrov@istokmw.ru
[2] *Научно-производственное предприятие «Радиотехника»*
г. Москва, 119334, 5-й Донской проезд, д. 15, стр. 11, Российская Федерация
ia@npprt.ru

Аннотация: *Предложен подход к укрупненному планированию производственных ресурсов предприятия и его подразделений с использованием искусственных нейронных сетей. Представлены результаты апробации этого подхода на тестовых данных предприятия электронной промышленности.*

1. Введение

В настоящее время искусственные нейронные сети находят всё более широкое применение при решении различных практических задач [1,2]. Однако работ, посвященных управлению производством с их использованием, немного [3-7]. Связано это с трудностями постановки задач, которые, с одной стороны, были бы актуальны для руководителей производства, а с дугой – могли бы быть эффективно решены при помощи рассматриваемого подхода. Здесь рассмотрена одна задача, удовлетворяющая этим двум требованиям.

Большая часть промышленных предприятий из года в год выпускает определенную номенклатуру продукции, которая изменяется достаточно медленно. Поэтому на предприятиях на разных уровнях управления имеются значительный массивы исторических данных об объемах выпуска изделия и условиях, при которых они были достигнуты.

Типичной является задача, когда по разным внешним причинам возникает срочная потребность изменить объемы производства. При наличие большой номенклатуры продукции оценить возможность реализации таких изменений и определить условия, при которых они возможны, простыми методами сложно. Для решения этой задачи могут быть использованы искусственные нейронные сети.

2. Укрупненное планирование ресурсов предприятия

Рассмотрим некоторое производственное предприятие. Предположим, что его продукцию можно разделить на несколько товарно-номенклатурных групп (далее – ТНК). Для определённости положим, что таких групп шесть.

Считаем, что по каждой ТНК за предыдущие периоды с определенной дискретностью известны объемы производства в натуральном выражении (в штуках изделий). Этим объемам соответствуют некоторые макропараметры, характеризующие деятельность предприятия, при которых они были реализованы. Выбор адекватных параметров должен осуществляться руководителями предприятия. В тестовых расчётах были использованы три параметра в денежном выражении: фонд оплаты труда (далее - ФОТ), фактическую отгрузку (далее - ФО) и стоимость складских запасов (далее - ССЗ).

Для решения задачи были выбраны три искусственных нейронных сети типа «двухслойный персептрон». Количество сетей должно равняться количеству указанных дополнительных параметров, и, как и число параметров, может быть произвольным. Скрытый слой нейросетей включал десять нейронов с сигмоидальной функцией активации, выходной слой - один нейрон с линейной функцией активации. Сеть обучалась с помощью алгоритма Левенберга–Марквардa. На искусственно сгенерированных данных за один календарный год произведено обучение нейросетей.

Если теперь задать новые планы по ТНГ, не совпадающие с использованными при обучении, то программное приложение [8,9] на основе указанных искусственных нейронных сетей практически мгновенно рассчитает требуемые для реализации этих планов ФО, ССЗ и ФОТ. Графики распределения ресурсов при увеличении плана по одной из ТНГ на 25% представлены на рис. 1. Обращает на себя внимание, что ресурсы распределяются не пропорционально увеличению объема выпуска, а по некоторому более сложному закону, учитывающему внутренние взаимозависимости, присутствующие в обучающей выборке, но не выраженные в явной форме.

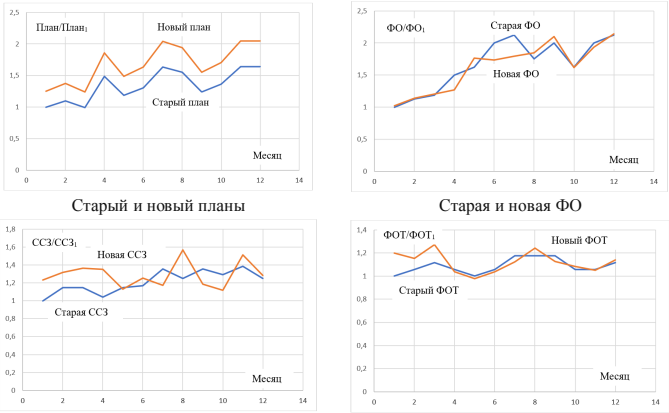


Рис. 1. Старый и новый планы по одной из ТНГ и ресурсам для их обеспечения, нормированные на старые значения в первом месяце года.

Используя такой простой инструментарий, руководители предприятия могут планировать объемы ресурсов, необходимых для обеспечения производственной программы. Важным достоинством описываемого подхода является высокая скорость расчётов, что позволяет руководителю проанализировать множество вариантов и выбрать оптимальный с его точки зрения. Очевидно, что аналогичным образом можно планировать и ресурсы для производства конкретных изделий внутри каждой из ТНГ. Такое планирование ведется обычно на уровне руководства подразделениями предприятия. При этом планируемые параметры и их количество могут/будут отличаться от рассмотренных выше.

3. Заключение

Предложен подход, позволяющий использовать искусственные нейронные сети для решения задач планирования производства продукции на разных уровнях управленческой иерархии предприятия. Разработанный инструментарий позволяет планировать основные ресурсы предприятия, такие как фонд оплаты труда, стоимость складских запасов и др. в зависимости от объемов выпуска в разрезе товарно-номенклатурных групп. Его также можно использовать для планирования трудозатрат и обеспеченности комплектацией для реализации планов выпуска конкретных изделий. Перечень возможных показателей для планирования не ограничивается перечисленными. Он может быть адаптирован к специфике и потребностям конкретного предприятия и конкретного руководителя.

Список литературы

1. Аксенов С.В., Новосельцев В.Б. Организация и использование нейронных сетей (методы и технологии). 2006. НТЛ. ISBN: 5-89503-285-0.
2. Богданов С.А. Использование математического аппарата теории искусственных нейронных сетей при разработке нелинейных моделей полевых транзисторов. // Электронная техника, сер. 1, СВЧ-техника. 2022. Вып. 2(553). С. 21- 31.
3. Sabuncuoglu I. (1998) Scheduling with neural networks: A review of the literature and new research directtions. // Production Planning & Control. 1998. V.9. No1. P. 2-12, DOI: 10.1080/095372898234460.
4. Данилов А.Д., Ломакин В.А. Интеллектуальная система планирования гибкого автоматизированного производства. // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 1. С.7-11.
5. Громов С.А., Тарасов В.Б. Интегрированные интеллектуальные системы оперативного планирования производства. // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2011. №7. С.60-67.
6. Александров В.Р., Баранов С.Е., Кузнецов М.И., Мальгин С.А., Обухов И.А., Свердлова А. Д., Фатеев Д. А. Искусственный интеллект в задачах планирования производства. // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2022. Т. 5. № 2. С. 196—208. DOI: 10.29039/2587-9936.2022.05.2.14.
7. Александров В.Р., Аневский С.И., Минаева О.А., Обухов И.А., Чикало О.В. Планирование производственных ресурсов на основе методов искусственного интеллекта. // Автоматизация в промышленности. Февраль 2024. С. 26-29.
8. Обухов И.А., Кузнецов М.И. Программный модуль искусственного интеллекта для планирования производства. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020666493 от 10 декабря 2020 г.
9. Александров В.Р., Щеткин А.А., Баринов А.П., Баранов С.Е., Мальгин С.А., Лаптенко А.П. Программный продукт Цифровое производство. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021669482 от 29 ноября 2021 г.

Разработка мобильного робота для удаленного наблюдения за объектом

Скаковская А.Н.

Филиала МГУ имени М.В. Ломоносова в г. Севастополе,
г. Севастополь, Российская Федерация
andry09111@rambler.ru

Аннотация: *Жесткие требования на габариты и массу мобильного робота не позволяют разместить на нем достаточно мощные вычислительные ресурсы. В подобных условиях серьезно осложняется реализация сложных алгоритмов компьютерного зрения для такого робота. Одним из решений описанной проблемы является передача видеоинформации на удаленный компьютер по беспроводному каналу связи для дальнейшей ее обработки с помощью алгоритмов компьютерного зрения, выполняемых на этом удаленном компьютере. Удаленный компьютер можно оснастить достаточно мощными вычислительными ресурсами, чтобы производить необходимую обработку в отведенное время и после этого отправлять результаты обратно мобильному роботу.*

1. Введение

Развитие робототехники началось с отраслей, имеющих наиболее жесткую детерминированную среду и процессы, в частности, машиностроения. По мере развития сенсорных средств, систем управления, робототехнические системы стали создаваться и для не машиностроительных отраслей. В первую очередь такие системы требуются в отраслях и областях деятельности человека, где его нахождение или участие опасно для жизни или здоровья. В других случаях использование робототехнических систем позволяет экономить значительные средства на подготовительных роботах, например, в строительстве.

В работе выполнен анализ современных роботов и применения wifi технологий в робототехнике; построена математическая модель гусеничного робота [1] и спроектирован мобильный робот, использующий только изображение с вебкамеры и способный самостоятельно проехать из пункта А в пункт В.

2. Теория

Создана и запрограммирована многофункциональная гусеничная платформа для выполнения поставленной задачи, проехать из пункта А в пункт Б.

Для реализации проекта создано четыре программы: на персональном компьютере для обработки полученного видеопотока, на роутере (сервер управления и видеопоток), и в микропроцессоре.

Процедура работы с платформой заключается в подключении персонального компьютера с роутером по WiFi. На роутере при его включении автоматически загружаются две программы: сервер и программа обработки видео, при этом сервер открывает сокет на определенном порту и ждет соединения клиента. Далее, после установки соединения все, что придет от клиента, будет перенаправлено по определенному пути, для нас это UART интерфейс, по которому подключен микропроцессор. И наоборот, все, что придет со стороны UART, будет переслано клиенту.

Программа обработки видео захватывает его с USB камеры и шлет на определенный порт. Для его просмотра нужно всего лишь иметь соединение с роутером на этом порту.

После того, как между персональным компьютером и роутером установлено WiFi-соединение, запускаем на компьютере программу для управления роботом. Программа соединяется с программой-сервером на роутере. Эта же или другая программа транслирует видео с WiFi роутера.

Далее оператор может управлять гусеничной платформой. Программа на компьютер, отсылает команду прямо на роутер, на его IP, но на определенный порт. На роутере, эта команда поступает в программу-сервер, т.к. выслана она на его порт и в рамках открытого для этого дела сокета. Программа-сервер, ничего не делая с этой командой, просто отправляет её в универсальный асинхронный приёмопередатчик (UART) [2]. Таким образом, оказывается в микропроцессоре, который в ответ на нее, дает сигнал на один из своих выводов. К таким выводам процессора подсоединена схема управления двигателями. На рис. 1 приведена функциональная схема робота

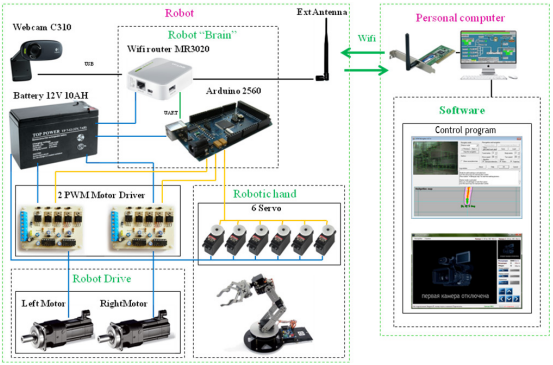


Рис. 1. Функциональная схема робота

Робот устанавливает «пространственные» маркеры (происходит запись центральной части изображения с ассоциированными данными в дерево поиска программы управления). Данные маркеров (которые хранятся в программе) содержат горизонтальный угол (азимут), длину пути от начала координат и X, Y координаты местоположения (относительно исходной позиции, откуда робот начал построение карты). Информация маркерных данных основана на прослеживании перемещений маркеров в кадре (горизонтальное смещение даёт азимут, а изменение размеров/масштаба используется для измерения пройденного пути). Обобщение всех данных, принадлежащих распознанным маркерам во входном (текущем) изображении, даёт текущее значение азимута и длины пройденного пути. Если мы располагаем информацией о направлении движения и длине пройденного пути от предыдущей позиции, а так же знаем X, Y координаты предыдущей позиции, тогда можем рассчитать следующие координаты текущей позиции. Эта информация будет записана в новый маркер (хранимый в программе управления) который будет создаваться для неизвестного (нового) изображения, полученного из видеокамеры и т.д.

Множество маркеров внутри программы управления даёт карту местоположений (робот видит маркеры и определяет своё местоположение). Таким образом, помечаются не только «повороты», а все картинки/изображения, которые робот видел по маршруту. В карте нет такого понятия как «новые» и «старые» маршруты. Маршрут прокладывается по предварительно сформированной навигационной карте от текущего местоположения робота до целевой позиции, выбранной пользователем.

Для повышения детализации карты (в особенности поворотов), необходимо проходить маршрут (или части маршрута) несколько раз, а затем сохранять карту на диск (желательно под разными именами, что бы можно было корректировать обучение). Так же следует обратить внимание, что запись в карту навигации происходит так же и в режиме навигации по карте. Так что если по ходу следования встретятся «новые виды» из камеры, то они так же будут занесены в память программы управления (так как вся навигация/локализация построена именно на «зрительной» памяти, режим навигации не может ограничиваться только картинками, полученными в режиме обучения).

3. Заключение

В работе приведено проектирование мобильного робота, который использует в качестве сенсорной информации только изображение с видеокамеры. Робот по беспроводной связи передает данные на компьютер. Программное обеспечение ПК позволяет управлять движением робота. Такая разработка является актуальной при проектировании роботов различного назначения.

Список литературы

1. Kondaks S.V., Providing high-speed tracked vehicles handling transient conditions curvilinear motion: monograph. - 2nd ed., Revised and enlarged / NE. Kondaks. Chelyabinsk: SUSU, 2007, pp. 76- 102.
2. Kremlev A.S., Zimenko KA, Borgul A., Simulation and programming robotic systems. Int.ITMO, 2013, pp. 80-96
3. Mercs A.B, Pattern Recognition. Introduction to statistical learning. Editorial. Int.URSS, 2011, pp. 124-174.

Анализ энергоэффективности терминальных устройств, использующих технологию блокчейн

Лукьянчиков А. В., Нестеренко А. И., Ильяш Д. И.
ФГАОУ ВО Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: *На основе предложенного способа уменьшения энергопотребления терминальных устройств в системе городского информационного портала, заключающегося в модификации известного протокола «Wialon IPS» с целью уменьшения времени передачи модема проводится количественная оценка энергоэффективности устройств.*

1. Введение

Современное общество стремится к цифровой трансформации, что способствует улучшению качества жизни. Цифровая трансформация представляет собой глубокие изменения в производственных и социальных процессах, включая замену аналоговых систем цифровыми технологиями. Одним из аспектов цифрового перехода являются распределенные системы сбора данных, оснащенные энергоэффективными терминальными устройствами [1,2], что позволяет уменьшить потребление энергии и увеличить период технического обслуживания. Чтобы количественно оценить выгоду от предложенных методов повышения энергоэффективности необходимо провести количественную оценку потребления энергии терминальных устройств.

2. Основная часть

Количественная оценка уменьшения энергопотребления терминальных устройств проводилась в два этапа. На первом этапе проведено несколько измерений расхода энергии аккумулятора терминального устройства. На втором этапе с учетом полученных данных рассчитан выигрыш в продолжительности работы от аккумулятора терминального устройства в различный режимах работы.

На первом этапе измерялся расход энергии терминального устройства для метеостанций. Основные элементы терминального устройства, потребляющие энергию аккумулятора это;

— микроконтроллер *STM*32*F*103*RBT*6;

— *GPRS* модем *SIM*800*L*

Считывание датчиков метеостанции осуществляется по интерфейсу *RS*485. Все элементы потребляющие энергию (делители, преобразователь интерфейса *RS*485, вспомогательные *DC-DC* преобразователи, модем) отключаются на время сна с помощью ключей на полевых транзисторах.

Для количественной оценки выигрыша в энергопотреблении, необходимо знать какое количество энергии аккумулятора тратится на:

— один опрос датчиков метеостанции ($kW_{дат}$);

— один сеанс связи с сервером по протоколу *Wailon IPS* [3] без модификации, т.е. с пакетом логина ($kW_{сл}$);

— один сеанс связь с сервером с использованием упрощенной технологии *blockchain* т.е. без пакета логина при каждом сеансе ($kW_{сбл}$);

— режим сна терминального устройства, пересчитанный в мгновенное потребление раз в минуту ($kW_{сон}$).

Опрос датчиков и связь сервером имеет импульсное потребление тока. Например модем при напряжении питания 3.6 В, может потреблять в импульсе до 2А. Поэтому следует измерять расход энергии за промежуток времени, например за 1 час. Для упрощения дальнейших расчетов определим, что внутри измерительного интервала опрос датчиков или связь с сервером осуществляется с периодичностью 1 минута. Другими словами за измерительный интервал будет осуществлено 60 сеансов связи или опросов датчиков. Далее проведя нормировку можно определить, сколько энергии расходуется только на один сеанс связи или опрос датчиков. Измерения проводились интегрирующим *USB* тестером нагрузки *Ruideng U*M34*C*, к которому был подключен *DC-DC* преобразователь с выходным напряжением 3,6 В. Преобразователь питает тестируемое терминальное устройство. Также модифицировано программного обеспечения терминального устройства, которое позволяет выбирать различные режимы работы; сон; связь с сервером с/без пакета логина; опрос датчиков и т.д. Режим работы терминального устройства в процессе измерения потребления энергии при опросе датчиков и свя-

зи с сервером описывается следующей последовательностью: опрос датчиков, связь с сервером, затем режим сна до начала следующей минуты, потом повторить сначала и так в течении часа. При измерении потребления только опроса датчиков из последовательности исключается связь с сервером. Произведенные измерения включают в себя потребление терминального устройства в выбранном режиме, собственное потребление *DC-DC* преобразователя и платы отладчика. Чтобы учесть это также проводилось измерение потребления энергии терминального устройства в режиме сна с помощью интегрирующего *USB* тестера нагрузки при питании через *DC-DC* преобразователь. Результаты измерений сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Потребление энергии терминального устройства в различных режимах

Измеряемый режим	Расход энергии, мВт·ч
Опрос датчиков $W_{\text{Гдат}}$	310
Связь с сервером с пакетом логина и опрос датчиков $W_{\text{Гсл_дат}}$	470
Связь с сервером без пакета логина и опрос датчиков $W_{\text{Гсбл_дат}}$	447
Режим сна $W_{\text{Гсон}}$	288

На основе измеренных данных рассчитаем потребление энергии за один опрос датчиков/сеанс связи:

$$kW_{\text{дат}} \approx \left(W_{\text{Гдат}} - W_{\text{Гсон}}\right)/60 = 0{,}37\,\text{мВт}\cdot\text{ч};\ kW_{\text{сл}} \approx \left(W_{\text{Гсл_дат}} - W_{\text{Гдат}}\right)/60 = 2{,}67\,\text{мВт}\cdot\text{ч};$$

$$kW_{\text{сбл}} \approx \left(W_{\text{Гсбл_дат}} - W_{\text{Гдат}}\right)/60 = 2{,}28\,\text{мВт}\cdot\text{ч}. \quad (1)$$

Потребление энергии терминального устройства только в режиме непрерывного сна осуществлялось измерением потребляемого тока устройства, запитанного от аккумулятора (амперметр включался в цепь питания аккумулятора) и затем пересчета его в мВт·ч. Величина тока в этом режиме составила 2,1 мА, из них микроконтроллер в режиме *STOP* потребляет 540 мкА. Для единства рассуждения приведем непрерывное потребление энергии только в режиме сна к импульсному потреблению раз в минуту в течении часа, получим:

$$kW_{\text{сон}} \approx \frac{I_{\text{сон}} \cdot U_{\text{акк}} \cdot t}{10^{-3} \cdot 3600 \cdot 60} = \frac{0.0021 \cdot 3.6 \cdot 3600}{3.6 \cdot 60} = 0{,}126\,\text{мВт}\cdot\text{ч} \quad (2)$$

Выражения 1 и 2 позволяют получить математическую модель для временной зависимости расхода емкости аккумулятора для разных задач выполняемых терминальным устройством. Учитывая, что емкость аккумулятора измеряется в мА·ч и обозначается буквой *C*, а задачи опроса датчиков и связи с сервером могут проводиться с разными интервалами времени, получим:

$$C_{\text{дат}}\left(t, N_{\text{дат}}\right) = \frac{kW_{\text{дат}} \cdot t}{U_{\text{акк}} \cdot N_{\text{дат}}};\ C_{\text{сл}}\left(t, N_{\text{св}}\right) = \frac{kW_{\text{сл}} \cdot t}{U_{\text{акк}} \cdot N_{\text{св}}};\ C_{\text{сбл}}\left(t, N_{\text{св}}\right) = \frac{kW_{\text{сбл}} \cdot t}{U_{\text{акк}} \cdot N_{\text{св}}};$$

$$C_{\text{сл}}\left(t, N_{\text{св}}\right) = \frac{kW_{\text{сл}} \cdot t}{U_{\text{акк}} \cdot N_{\text{св}}};\ C_{\text{сон}}\left(t\right) = \frac{kW_{\text{сон}} \cdot t}{U_{\text{акк}}}; \quad (3)$$

где: t — время в минутах;

$U_{\text{акк}}$ — напряжение аккумулятора принимается постоянным и равным 3.6 В, т.е. в этой модели не учитывается падение напряжение при разряде аккумулятора;

$N_{\text{св}}$ — количество минут между ближайшими сеансами связи;

$N_{\text{дат}}$ — количество минут между ближайшими опросами датчиков;

$C_{\text{дат}}$ — временная зависимость расхода емкости аккумулятора обусловленная только опросом датчиков;

$C_{\text{сл}}$ — временная зависимость расхода емкости аккумулятора обусловленная только связью с сервером по не модифицированному протоколу (т.е. с передачей пакета логина при каждом сеансе связи);

$C_{\text{сбл}}$ — временная зависимость расхода емкости аккумулятора обусловленная только связью с сервером по модифицированному протоколу (т.е. без передачи пакета логина);

$C_{\text{сон}}$ — временная зависимость расхода емкости аккумулятора обусловленная только режимом сна терминального устройства;

На рисунке 1 приведена временная зависимость расхода аккумулятора на различные задачи терминального устройства.



Рис. 1. Временная зависимость расхода аккумуляторной батареи терминального устройства на различные задачи в течении суток с интервалом опроса датчиков и связью с сервером 1 минута

Из графика видно, что при ежеминутном сеансе связи с сервером и опросе датчиков основную часть энергии потребляют задачи связанные со связью с сервером. Также можно заметить, что задача связи с сервером без пакета логина потребляет меньше энергии, чем при использовании для связи не модифицированного протокола с пакетом логина при каждом сеансе.

3. Заключение

Таким образом, предложенная в [1,2] упрощенная технология блокчейн при аутентификации, позволяет с одной стороны увеличить срок работы терминального устройства от одного комплекта батарей примерно до 14% в пределе. Также разработана математическая модель которая может быть использована для быстрой оценки бюджета энергии аккумулятора терминального устройства при различных интервалах опроса датчиков и связи с сервером. Это позволит сократить время наладки распределенной системы сбора данных.

Список литературы

1. Лукьянчиков А.В., Безгин А.А., Нестеренко А.И. Протокол распределенной системы сбора данных с использованием технологии майнинга// СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Севастополь, 2022. С. 58-59.
2. Лукьянчиков А. В., Ильяш Д. И. Уменьшение энергопотребления терминальных устройств за счет использования технологии блокчейн майнинга// СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Севастополь, 2022. С. 60-61.
3. Протокол *Wialon Combine* [Электронный ресурс]: сайт фирмы «*Gurtam*», © 2002-2023. *URL*: *https://gurtam.com/hw/files/Wialon*%20*Combine_v*1.1.5%20%28*RU*%29.*pdf* (дата обращения 14.04.2024).

Принцип магнитоэлектрического управления нейроморфными вычислениями на спин-волновых колебаниях [1]

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

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

Аннотация: *На основе разработанной модели магнитоэлектрического базового логического элемента с электронно-переключаемой функциональной булевой логикой показан принцип построения структур, осуществляющих вычисления наподобие классических программно-реализованных нейронных сетей. Качественно новый подход к процессам нейроморфных вычислений на спин-волновых колебаниях дает существенное увеличение в скорости вычисления, более чем на три порядка. Введение в парадигму вычислений магнитоэлектрического эффекта позволяет осуществить качественный переход на уровень проектирования перестраиваемых электрическим полем нейронных структур, построенных на основе спин-волновых колебаний.*

1. Введение

Сложность структур нейронных сетей, а также требования в скорости вычислений и миниатюризации послужило стимулом для развития технологий нейроморфных вычислений. Часть ученых-исследователей искала ответ в области взаимодействия слабо связанных генераторов, где функция решателя возлагалась на эффект синхронизации слабосвязанных генераторов, в которых, выходная картина синхронизации генераторов-нейронов зависит от входного набора частот возмущающего колебания.

На данный момент наблюдается рост интереса к теме нейроморфных вычислений на основе связанных генераторов. Научным сообществом было представлено большое число исследовательских работ, и немногие из них: вычисления на основе релаксационных генераторов [1]; вероятностные нейронные сети (вычисления на основе p-бита) [2]; сверточные нейронные сети [3] и, как их вариация, время-доменные вычисления [4]. Однако, большая исследовательская область принадлежит исследованиям спин-волновых колебаний в свете нейроморфных вычислений: исследования, затрагивающие спин-моментные генераторы колебаний, которые представляют собой имитацию нейронов [5]; исследования волноводных структур спиновых волн с точки зрения выполнения ими функций искусственных синапсов [6].

Задачей, которая решалась в данном исследовании, являлось проектирование электронно-перестраиваемого базового логического элемента, который в зависимости от величины прикладываемого электрического поля менял свое функциональное назначение с **XOR** на **OR**. Термин базовый означает, что роль представленной модели сводится к подтверждению возможности создания электронно-управляемых (за счет электрического поля) структур нейроморфных вычислений за счет управления посредством магнитоэлектрического (МЭ) эффекта [7] областей фазовых взаимодействий спин-волновых колебаний.

2. МЭ базовый логический элемент

На рис. 1 представлена модель МЭ базового логического элемента, которая представвляет собой подобие модели магнитостатического конвольвера [8], состоящей из двух входных цепей (**A** и **B**) —генераторов спиновых волн, одного выходного контура (**C**) и МЭ области. МЭ структура состоит из пленки железоиттриевого граната (ЖИГ) на подложке из гадолиний-галлиевого граната (ГГГ). Сверху размещалась сегнетоэлектрическая пленка цирконата титаната свинца (ЦТС). Внешние постоянные магнитное и электрическое поля направлены вдоль оси Oz, направление распространения спиновых волн совпадает с осью Oy. Ориентация внешнего постоянного магнитного поля относительно плоскости структуры соответствует ситуации существования прямых спиновых волн. Подобие исследуемой модели с моделью магнитостатического конвольвера позволило использовать математическую модель последнего, согласно которой сигнал на выходе **C** зависит от переменной составляющей магнитного поля вдоль оси Oy (h_y), которая зависит от фазового расстояния между входами **A** и **B**:

$$V_c = -\left(\gamma\mu_0 \frac{W}{2\pi f}\right)\kappa \int h_y \frac{\partial h_y}{\partial t} dy, \qquad (1)$$

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

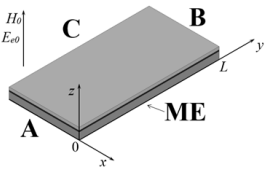


Рис. 1. Структура МЭ базового логического элемента

$$h_y = h_A + h_B,\ h_{A,B} = A(B)\cos(2\pi f_{A,B} \mp \varphi_{A,B}). \quad (2)$$

В случае, если входы **A** и **B** идентичные, то есть $A = B$ и $f_A = f_B$:

$$h_y = 2A\cos(2\pi f)\cos\left(\frac{\varphi_A+\varphi_B}{2}\right),\ \varphi_A + \varphi_B = k(y_A + y_B) = kL. \quad (3)$$

В выражениях (1)—(3), γ — гиромагнитная постоянная, $\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}$ H/m — магнитная постоянная, W — геометрический параметр выходной цепи **C**, f — частота, κ — недиагональный компонент тензора восприимчивости Польдера $\bar{\chi}$, k – волновое число спиновой волны, распространяющейся в плоскости структуры.

Предполагая, что сигналы на входах **A** и **B** идентичны, на выходе **C** сигнал будет отсутствовать, если фазовое расстояние kL будет равно $n\pi$ (n = 1,3,5...) — имеем ситуацию, при которой сигналы находятся в противофазе, т.е. на выходе будет сигнал в том случае, когда входной сигнал присутствует на одном из входов, а на другом его нет, моделируется логическая операция **XOR**. Соответственно, максимум выходного сигнала будет при условии синфазности входных сигналов, то есть $kL = n2\pi$ (n = 1,2,3...), и, на выходе **C** будет сигнал, если хотя бы на одном из входов присутствует сигнал, т. е. эта ситуация имитирует логическую функцию **OR**. А, так как при приложении к МЭ структуре электрического поля в следствие МЭ эффекта происходит сдвиг по частоте всего частотного спектра, то имеем изменение значения волнового числа спин-волнового колебания, распространяющегося в плоскости ферритовой пластины. Последнее приводит к изменению фазового расстояния между входами **A** и **B**. Другими словами, существуют дискретные значения электрических полей, для которых фазовые расстояния будут соответствовать значениям π и 2π.

3. Заключение

В основе нейроморфных вычислений лежит принцип синхронизации генераторов Йошики Курамото [9], математическая модель которого по форме достаточно близка с математической моделью представленного МЭ базового логического элемента. Из этого следует, что механизм управления нейроморфными вычислениями электрическим полем подобен представленному в данной работе механизму изменения функциональной логики логического элемента. Последнее закладывает основу для проектирования электронно-перестраиваемых структур нейроморфных вычислений на спин-волновых колебаниях.

Список литературы

1. Dutta S., et al., An Ising Hamiltonian Solver using Stochastic Phase-Transition Nano-Oscillators // Nature Electronics 2021, Vol. 4, P. 502–512.
2. Shuvro Chowdhury, et. al., A full-stack view of probabilistic computing with p-bits: devices, architectures and algorithms // IEEE Journal on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits, v.9 (1), June 2023.
3. Leroux N., et. al., Convolutional neural networks with radio-frequency spintronic nano-devices // Neuromorph. Comput. Eng. 2 034002, 2022.
4. Zang Y., et. al., Time-Domain Computing in Memory Using Spintronics for Energy-Efficient Convolutional Neural Network // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers v.68 (3), 2021.
5. Koo M, et al., Distance Computation Based on Coupled Spin-Torque Oscillators: Application to Image Processing // Physical Review Applied 2020, Vol. 14, 034001.
6. Leroux N., et. al., Radio-Frequency Multiply-and-Accumulate Operations with Spintronic Synapses // Phys. Rev. Applied 15, 034067, 2021.
7. Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Сринивасан Г. Магнитоэлектрический эффект в композиционных материалах / НовГУ им. Ярослава Мудрого. Великий Новгород, 2005. - 226 с.
8. Parekh J.P., Tuan H.S., Chang K.W., “Magnetostatic wave convolvers”, Circuits Systems and Signal Process, Vol.4, 253–263, 1985.
9. Y. Kuramoto, “Self-entrainment of a population of coupled non-linear oscillators,” in International Symposium on Mathematical Problems in Theoretical Physics, pp. 420–422, 1975.

Анализ характеристик излучения сверхширокополосной фрактальной антенны

Щекатурин А.А., Иськив В.М., Васин Е.Е.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33, Российская Федерация
pulson2011@gmail.com

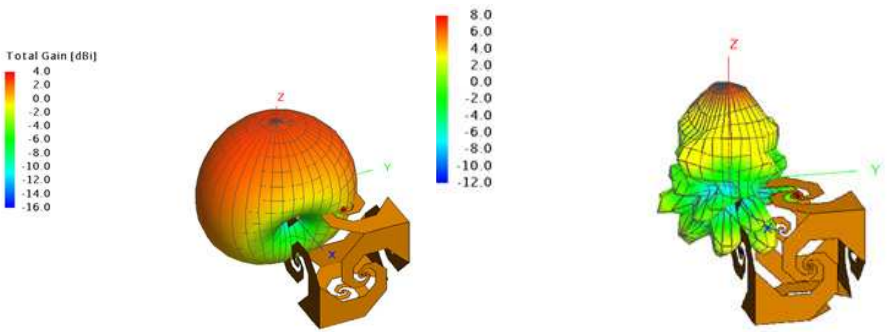
Аннотация: *В данной статье представлены результаты расчета характеристик излучения сверхширокополосной фрактальной антенны, расположенной на гранях куба. Антенна излучает поле эллиптической поляризации, усиление антенны изменяется от 4,0 до 10,0 дБи в рабочей полосе частот 0,44 – 10 ГГц. Разработано согласующее устройство, не увеличивающее размеры антенны.*

1. Введение

В настоящее время растут требования к пропускной способности и скорости передачи данных в беспроводных системах, что требует разработки сверхширокополосных антенн с круговой поляризацией поля излучения новых типов. За последние десятилетия было предложено множество вариантов таких антенн. Антенны с круговой поляризацией имеют ряд важных преимуществ по сравнению с антеннами, использующие линейную поляризацию, особенно в подвижных системах связи, в которых взаимная ориентация приемных и передающих антенн может меняться. Антенны становятся одной из ключевых технологий для различных беспроводных систем, в том числе систем спутниковой и сотовой связи, глобальной спутниковой навигационной системы GNSS, беспроводных датчиков, устройств радиочастотной идентификации RFID, беспроводных локальных сетей WLAN, беспроводных персональных сетей WPAN, беспроводной связи нового поколения WiMAX. В данной работе представлены результаты моделирования характеристик излучения сверхширокополосной кубической антенны, выполненной на базе двухзаходной фрактальной излучающей структуры [1-5].

2. Основной материал

В [6] предлагается вариант напечатанной на 3D-принтере сверхширокополосной фрактальной кубической антенны, построенной на фрактале Spidron, представляющем плоскую фигуру, включающую серию смежных прямоугольных треугольников, которые уменьшаются на каждой итерации и добавляются к гипотенузе большего треугольника. Фрактал Spidron является спиральной структурой. Предложенная антенна возбуждается с помощью линейного микрополоскового согласующего устройства, не интегрированного в антенну. Излучение антенны является слабонаправленным. Антенна формирует поле с эллиптической поляризацией. На рис. 1 показаны диаграммы направленности антенны на нескольких частотах рабочего диапазона частот.



а) б)

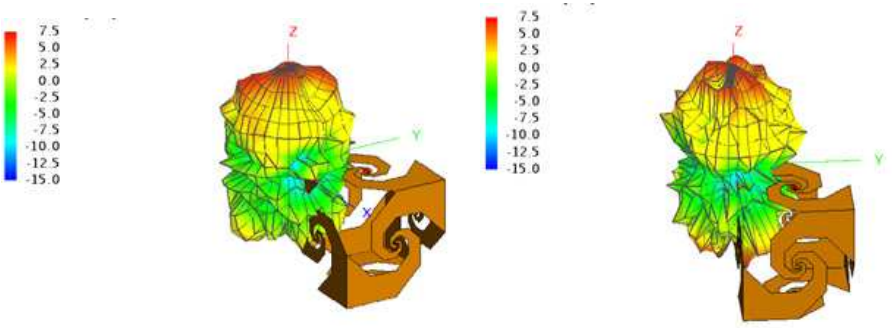


Рис. 1. Диаграммы направленности антенны на частотах: а) — 0,44 ГГц; б) — 3 ГГц; в) — 6 ГГц; г) — 10 ГГц

Антенна возбуждается в одной точке. Из рис. 1 следует, что коэффициент усиления увеличивается при увеличении частоты. Спирали на боковых гранях куба разомкнуты. К одной из боковых спиралей в центре подводится энергия от передатчика, спирали на верхней и нижней гранях замкнуты. Разработано согласующее устройство, размещаемое вдоль захода спирали, что позволяет значительно уменьшить общие размеры антенны. Изготовлен и экспериментально исследован макет антенны.

Основу антенны составляет куб диэлектрического материала с относительной диэлектрической проницаемостью, близкой к единице, и малыми потерями. При макетировании металлические части антенны вырезались из медной фольги.

Активная часть входного сопротивления антенны близка к 240 Ом, реактивная — близка к нулю.

3. Заключение

Проведено моделирование сверхширокополосной фрактальной антенны, рассчитаны диаграммы направленности антенны в рабочем диапазоне частот 0, 44 — 10 ГГц. Разработано устройство согласования входного сопротивления антенны и питающей линии. Проведен расчет входного сопротивления антенны.

Список литературы

1. Вдовина, Г. М. Краткий обзор результатов исследования новых методов генерации, передачи и приема колебаний и волн на основе методов фрактальной геометрии / Г. М. Вдовина // Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. — 2020. — Т. 28 – № 1. — С. 8-28.
2. Бабкин, А.В. Исследование тенденций развития телекоммуникационной отрасли на основе анализа наукометрических данных / А. В. Бабкин, Н. С. Алексеева // Управление наукой и наукометрия. — 2019. — № 4. — С. 523-543. — ISSN 2686-6706. — Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. — URL: https://e.lanbook.com/journal/issue/312104 (дата обращения: 20.05.2024). — Режим доступа: для авториз. пользователей.
3. АКТИВНАЯ АНТЕННА-ФИЛЬТР / С. Е. Банков, S. E. Bankov, А. Г. Давыдов [и др.] // Вестник Донецкого национального университета. Серия Г: Технические науки. — 2021. — № 1. — С. 20-32. — ISSN 2663-4228. — Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. — URL: https://e.lanbook.com/journal/issue/340205 (дата обращения: 20.05.2024). — Режим доступа: для авториз. пользователей.
4. Брусков, С.Н. ПОКОЛЕНИЯ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ В РОССИИ / С. Н. Брусков, С. В. Виноградов, Е. Б. Щелкунов // Вестник научного общества студентов, аспирантов и молодых ученых. — 2020. — № 4. — С. 18-23. — ISSN 2782-411X. — Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. — URL: https://e.lanbook.com/journal/issue/329090 (дата обращения: 20.05.2024). — Режим доступа: для авториз. пользователей.
5. Темирханова, М.Ж. Совершенствование цифровой мобильной связи в современном мире / М. Ж. Темирханова, Х. Б. Зарипов, Ш. Ли // Бюллетень науки и практики. — 2020. — № 7. — С. 262-271. — ISSN 2414-2948. — Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. — URL: https://e.lanbook.com/journal/issue/313812 (дата обращения: 20.05.2024). — Режим доступа: для авториз. пользователей.
6. Oh Heon Kwon / 3D-Printed Super-Wideband Spidron Fractal Cube Antenna with Laminated Copper / Oh Heon Kwon, Won Bin Park, Sungwoo Lee, Jong Min Lee, Young Mi Park, and Keum Cheol Hwang // Applied Sciences journal – 2017. – ISSN 2076-3417.

Моделирование работы адаптивной кольцевой антенной решетки

Обуховец В. А.

Институт радиотехнических систем и управления
Южного федерального университета
г. Ростов-на-Дону, ул. Б. Садовая, 105/42 Российская Федерация
vaobuhovec@sfedu.ru

Аннотация: *Обсуждаются методика и результаты численного моделирования алгоритма работы адаптивной кольцевой антенной решетки. Основное внимание уделено вопросам экономии вычислительных затрат, направленной на обеспечение возможности работы решетки в режиме реального времени. Значительную помощь в достижении поставленной цели способен оказать рациональный учет свойства циклической симметрии решетки.*

1. Введение

В классе конформных антенных решеток [1] кольцевые (плоские, цилиндрические, сферические) решетки выделяются, благодаря свойствам геометрической симметрии. Они привлекают интерес разработчиков, поскольку способны в РЛС реализовать сканирование в пределах 360 градусов, а в системах связи и вещания формировать квазиизотропные диаграммы направленности (ДН), многолепестковые ДН базовых станций мобильной связи систем SDMA и др.

В частности, разработка адаптивных кольцевых антенных решеток имеет некоторые специфические особенности, позволяющие внести ряд упрощений как в процесс проектирования решетки, так и в процедуру построении алгоритмов ее работы. Показана методика и результаты моделирования адаптивной кольцевой решетки, обеспечивающей в режиме приема максимально возможное отношение сигнал/шум при воздействии не только распределенного шума, но и сосредоточенных помех. Основное внимание уделено возможности снижения вычислительных затрат, что наиболее важно при построении бортовых комплексов, работающих в режиме реального времени [2].

2. Алгоритм вычисления оптимальных весовых коэффициентов

В работе применительно к кольцевой антенной решетке рассмотрен алгоритм оптимальной обработки сигналов по одному из наиболее популярных критериев обеспечения максимума отношения сигнал/шум [3]. Стремление повысить быстродействие решетки приводит к поискам упрощенных алгоритмов обработки сигналов. Один из приемов основан на представлении корреляционной матрицы шумов в виде суммы матриц распределенных и сосредоточенных сигналов шумов [4, 5]. Этот прием позволяет значительно снизить порядок матрицы, подлежащей обращению. Именно процедура обращения матриц является наиболее трудоемкой. Кроме того, рациональный учет симметрии для обращения матрицы позволяет применить процедуру спектрального разложения [6]:

$$\left[R_{nn}\right]=\left[V\right]\cdot\left\{\rho\right\}\cdot\left[V\right]_t^*,$$

где {ρ} - диагональная матрица собственных чисел, а матрица собственных векторов

$$\left[V\right]=\frac{1}{\sqrt{N}}\left[\exp\left\{j\frac{2\pi}{N}(m-1)(n-1)\right\}\right]$$

Обратная матрица рассчитывается по найденным {ρ} путем простого перемножения матриц

$$\left[R_{nn}\right]^{-1}=\left[V\right]\cdot\left\{\frac{1}{\rho}\right\}\cdot\left[V\right]_t^*$$

В [4] показано, что максимум отношения сигнал/шум при воздействии L сосредоточенных помех с направлений (θ_l,φ_l) обеспечивает матрица-столбец весовых коэффициентов, которая определяется по формуле

$$w^{onm} >= -\sum_{l=0}^{L} \mu_l^* \cdot \left[R_{nn}\right]^{-1} \cdot f^*(\theta_l, \varphi_l) >$$

Значение *l=0* соответствует полезному сигналу, а $l = 1,2,3...L$ - сосредоточенным помехам. Неопределенные множители Лагранжа μ_l [7] определяются из решения системы линейных уравнений

$$\sum_{l=0}^{L} \mu_l^* \cdot < f(\theta_l, \varphi_l) \cdot \left[R_{nn}\right]^{-1} \cdot f^*(\theta_k, \varphi_k) >= -a_k$$

где a_k - требуемые значения ДН решетки в направлениях подавления помех.

3. Результаты моделирования

В докладе обсуждается ряд результатов моделирования при различном расположении направлений прихода помех по отношению к главному лепестку ДН. Степень искажения исходной ДН напрямую зависит от близости максимума ДН и направления на помеху. На рис.1 и 2 приведены для одной и двух помех соответственно примеры моделирования работы решетки радиусом 1,5 λ из 16 полуволновых горизонтальных вибраторов. Направление прихода сигналов помех показано стрелками. Для простоты расчетов полагается $a_0 = 1$ (условие нормировки исходной ДН), остальные $a_k = 0$ (подавление помех).

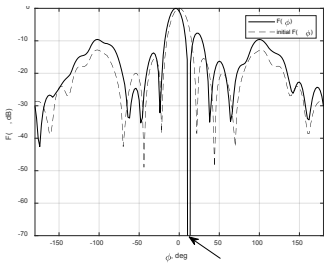


Рис. 1

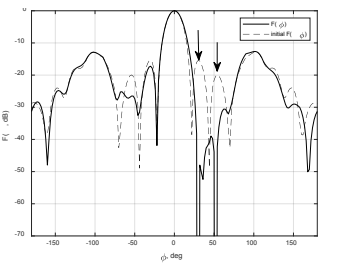


Рис. 2

Чем ближе направления прихода помех к максимум ДН, тем сильнее искажается исходная ДН, показанная пунктиром.

Список литературы

1. Josefsson L., Persson P. Conformal array antenna theory and design. Wiley-Interscience.
2. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. М.: Радиотехника, 2014, 520 с.
3. Баланис К.А., Иоанидес П.И.. Введение в смарт-антенны. М.: Техносфера, 2012, 200 с.
4. Обуховец В.А. Формирование управляемых провалов в диаграмме направленности приемной антенной решетки // Антенны. 2023. № 5. С. 38-45.
5. Обуховец В.А. Эффективный алгоритм расчета весовых коэффициентов в адаптивных антенных решетках. В сб.: 31-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» - КрыМиКо’ 2021 (Севастополь, 7-13 сент. 2021 г.). 2021. Вып. 3.С. 118-119.
6. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1988, 548 с.
7. Корн Г., Корн Т.. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1968, 720 с.

Улучшение развязки печатных излучателей систем MIMO мм-диапазона длин волн

Мигалин М. М., Обуховец В. А.
Южный Федеральный Университет
г. Таганрог, у. Энгельса 1, 347900, Российская Федерация
migalin@sfedu.ru

Аннотация: *Рассмотрено применение компонентов частотно – заграждающих структур для развязки микрополосковых излучателей мм-диапазона в широкой полосе частот. Показаны ограничения на применение печатных EBG – структур при решении задачи развязки антенн. Предложены способы расширения полосы обеспечения развязки по уровню -30 дБ помощью кольцевых резонаторов.*

1. Введение

Современные телекоммуникационные системы обеспечивают высокую скорость приёма-передачи данных за счет повышения спектральной эффективности, использования широкой полосы рабочих частот и пространственного мультиплексирования с помощью технологии MIMO [1,2]. Применение антенных решеток в системах MIMO может быть ограничено из-за сильной взаимной связи между излучателями, приводящей к снижению спектральной эффективности системы [3], а также искажению ДН [4]. Для снижения взаимной связи между печатными излучателями используются кольцевые резонаторы, «дефекты» подложки, линии связи, EBG – структуры, щели [5-7]. В данной работе рассмотрено применение печатных кольцевых резонаторов, используемых в качестве частотно-заграждающих структур [5] (*EBG, «Electromagnetic band-gap»*) для улучшения развязки между излучателями в диапазоне 25-50 ГГц.

2. Кольцевые резонаторы на верхнем слое подложки

Пусть требуется обеспечить развязку между излучателями лучше, чем -30 дБ. Рассмотрим случай, когда резонаторы расположены на одном слое с излучателями, как показано на рис.1.

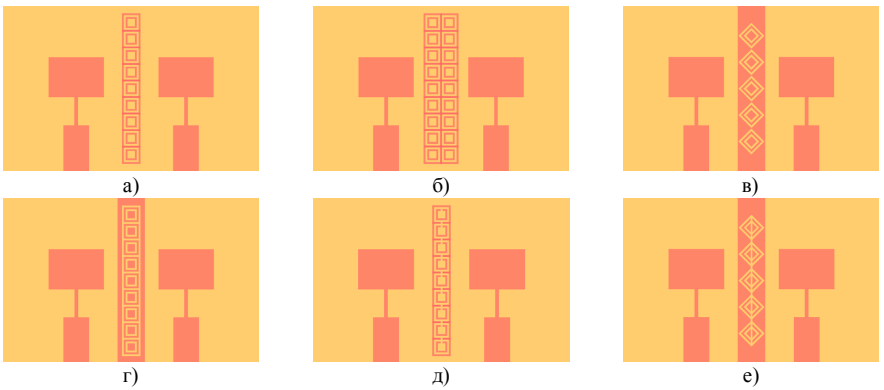
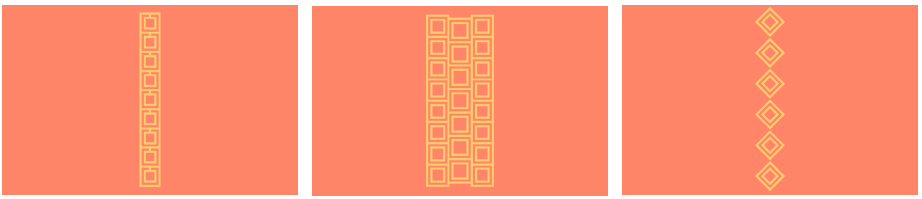


Рис. 1. Исследованные развязывающие структуры: а) кольцевые резонаторы; б) два ряда кольцевых резонаторов; в) ромбовидные кольцевые резонаторы (комплементарные); г) кольцевые резонаторы (комплементарные); д) кольцевые резонаторы с зазором (SRR); е) ромбовидные кольцевые резонаторы с зазором (комплементарные).

Электромагнитное моделирование показало, что кольцевые резонаторы значительно искажают диаграмму направленности (ДН) на краях исследуемого частотного диапазона, вызывая появление провалов ДН в направлении максимума излучения. Добавление второго ряда резонаторов (рис.1 (б)) незначительно расширило полосу развязывающей структуры. Создание комплементарных резонаторов путем выреза кольцевых резонаторов в проводящем экране (рис.1,г) значительно расширило рабочую полосу развязывающей структуры, как и добавление зазора. С помощью этой конструкции развязка улучшена в полосе 15 ГГц на величину от 3 до 10 дБ.

3. Кольцевые резонаторы в проводящем экране

Для предотвращения искажений ДН в верхней полуплоскости, были рассмотрены аналогичные конструкции «дефектов» экрана, приведенные на рис.2, а также их вариации.



а) б) в)

Рис. 2. Исследованные развязывающие структуры: а) кольцевые резонаторы с зазором (SRR); б) три ряда кольцевых резонаторов с разными размерами; в) ромбовидные кольцевые резонаторы.

Представленные на рис. 2 «дефекты» экрана улучшили развязку в узкой полосе частот, но и увеличили излучение в нижнее полупространство. Варьирование размера резонатора приводило к смещению резонансной частоты, поэтому было проведено комбинирование нескольких размеров резонаторов. Для данной конфигурации излучателей, комбинирование двух размеров резонатора (рис. 2,б) позволило улучшить развязку в полосе 9 ГГц на величину до 8 дБ, как показано на рис.3. Добавление второго ряда резонаторов несущественно улучшило развязку, как и добавление разреза.

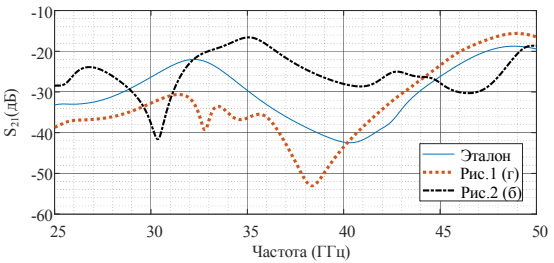


Рис. 3. Сравнение коэффициента передачи S_{21} излучателей с развязывающими структурами и без них (эталон).

4. Заключение

Исследованы 12 конфигураций развязывающих структур на основе кольцевых резонаторов. Проведен анализ влияния зазоров и применения периодических структур с разными размерами кольцевых резонаторов. Комбинирование резонаторов различных размеров, например, с помощью генетического метода, может обеспечить развязку по заданному уровню в широкой полосе частот.

Список литературы

1. Abbas E. Al и др. MIMO Antenna System for Multi-Band Millimeter-Wave 5G and Wideband 4G Mobile Communications // IEEE Access. 2019. vol. 7. P. 181916-181923.
2. Chataut R., Akl R. Massive MIMO Systems for 5G and beyond Networks—Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction // Sensors. 2020. vol. 2753. P. 20.
3. Liu Y., Ai B., Zhang J. Downlink Spectral Efficiency of Massive MIMO Systems with Mutual Coupling // Electronics 12. 2023. P. 1364.
4. Воскресенский Д. И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование антенных решеток: учеб. пособие для вузов; под. ред. Д. И. Воскресенского. 4-е изд. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
5. Nadeem I., Choi D. Y. Study on Mutual Coupling Reduction Technique for MIMO Antennas // IEEE Access. 2019. vol. 7, pp. 563-586.
6. Обуховец В.А., Мигалин М. М. Повышение спектральной эффективности систем MIMO за счет снижения взаимной корреляции антенных элементов// Антенны. 2018. N8. с. 38-45.
7. Sharma K., Pandey G. Efficient isolation modelling for two-port MIMO antenna by Gaussian process regression // Progress In Electromagnetics Research C. 108. 2021, PP. 227-236.

Влияние электромагнитных экранов на входное сопротивление вибраторных антенн

[1,2] Бузова М. А.

[1] *АО «Самарское инновационное предприятие радиосистем»*
г. Самара, 443022, пр. Кирова, 26, Российская Федерация
bma@siprs.ru
[2] *Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики*
г. Самара, 443010, ул. Льва Толстого, 23, Российская Федерация

Аннотация: *В данной работе представлены результаты исследований влияния электромагнитных экранов различных видов на входное сопротивление взаимодействующих вибраторных антенн. Показано, что такое влияние в целом является незначительным, и экран из сплошного металла оказывает большее влияние, чем экран из кирального метаматериала.*

1. Введение

В предыдущих работах автора было обосновано применение электромагнитных экранов из метаматериала для увеличения развязки между взаимодействующими антеннами [1 – 5]. Было показано, что экран из метаматериала позволяет увеличить развязку между антеннами до 10 дБ, при этом не существенно влияя на диаграмму направленности рабочей антенны. В то же время, при проведении указанных исследований возник вопрос о влиянии используемых экранов на согласование взаимодействующих антенн. Поэтому данный доклад посвящен результатам исследований влияния электромагнитных экранов (на основе кирального метаматериала и сплошного металлического для сравнения) на входное сопротивление взаимодействующих антенн. Рассматриваемый вопрос был изучен на примере полуволновых симметричных проволочных вибраторов, однако полученные результаты можно обобщить и на проволочные антенны других типов.

2. Постановка рассматриваемой задачи

Итак, рассмотрим два полуволновых вибратора с рабочими частотами 600 МГц (назовем его условно В1) и 635 МГц (назовем его условно В2), расположенных друг от друга на расстоянии 1 м. Для обоих вибраторов волновое сопротивление фидеров W было выбрано равным 50 Ом. Будем располагать между взаимодействующими вибраторами на различных расстояниях электромагнитные экраны из сплошного метала и из метаматериала на основе спиральных элементов и оценивать влияние данных экранов на входные сопротивления вибраторов. Заметим, что экран из метаматериала имеет резонансную частоту 635 МГц, т.е. «настроен» на частоту антенны В2. Такой выбор резонансной частоты, разумеется, не случаен, так как одной из целей проводимых исследований являлось сравнение степени влияния экрана из метаматериала на вибраторы, рабочая частота которых как совпадает с резонансной частотой экрана, так и нет.

3. Результаты исследований

Как уже было отмечено выше, для различных положений электромагнитных экранов были рассчитаны входные сопротивления (R, X, $|Z|$) вибраторов. Кроме того, для заданного сопротивления W были рассчитаны соответствующие значения КСВН K вибраторов. Для оценивания степени влияния электромагнитных экранов было также рассчитано относительное отклонение КСВН вибраторов от КСВН в свободном пространстве следующим образом:

$$\delta = \frac{\left|K_{св.пр-во} - K\right|}{K_{св.пр-во}} \cdot 100\%. \qquad (1)$$

Все исследования были проведены в специализированном программном средстве. Для моделирования вибраторов и экрана из метаматериала использовался метод на основе интегральных уравнений Фредгольма первого рода в тонкопроволочном приближении. Для моделирования сплошного металлического экрана использовался метод интегральных уравнений первого рода с поверхностным интегралом.

Результаты проведенных исследований представлены в таблицах 1 и 2. Таблица 1 соответствует вибратору В1, а таблица 2 – вибратору В2.

Таблица 1.

	Св. пр-во	Наличие В2	Расстояние от В1 до экрана из метаматериала, м				Расстояние от В1 до экрана из металла, м			
			0,5	0,6	0,7	0,8	0,5	0,6	0,7	0,8
R,Ом	81,2	82,2	86,5	73,5	85,1	79,8	84,2	72,6	88,2	77,5
X, Ом	46	46,3	38,3	45,9	48,6	42,5	34,3	50,7	47,5	41,2
|*Z*|, Ом	93,3	94,3	94,6	86,6	98	90	90,1	88,6	100,2	87,8
K	2,3	2,3	2,2	2,3	2,4	2,2	2,1	2,4	2,4	2,2
δ, %	0	0	4,3	0	4,3	4,3	8,7	4,3	4,3	4,3

Таблица 2.

	Св. пр-во	Наличие В1	Расстояние от В1 до экрана из метаматериала, м				Расстояние от В1 до экрана из металла, м			
			0,5	0,6	0,7	0,8	0,5	0,6	0,7	0,8
R,Ом	74,5	73,9	68,3	83,6	66,3	73,3	70,2	87,6	56,2	89
X, Ом	13,2	13	9,9	11,6	22,6	-6	3,4	19,7	17,2	-7
|*Z*|, Ом	75,7	75	69	84,4	70	73,6	70,3	89,7	58,7	89,3
K	1,6	1,6	1,4	1,7	1,6	1,5	1,4	1,9	1,4	1,8
δ, %	0	0	8,7	4,3	0	4,3	8,7	18,8	8,7	8,7

Анализируя результаты, приведенные в таблицах 1 и 2, можно сделать следующие выводы:

1) Электромагнитные экраны оказывают определенное влияние на входное сопротивление взаимодействующих антенн, что вполне очевидно, однако оно не столь существенно (отклонение не превышает 19%);

2) Экран из сплошного металла оказывает большее влияние, чем экран из метаматериала;

3) Экран из метаматериала оказывает большее влияние на вибратор, работающий на его резонансной частоте, что тоже вполне очевидно с физической точки зрения.

4. Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали, что электромагнитные экраны оказывают определенное влияние на входное сопротивление взаимодействующих антенн. В то же время, можно отметить, экран из сплошного металла оказывает большее влияние на входное сопротивление антенн, даже по сравнению с экраном из метаматериала, «настроенным» на частоту антенны. Полученные результаты следует учитывать при практическом использовании электромагнитных экранов в целях обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (ЭМС РЭС). Автор намерен продолжить исследования в данном направлении в части включения автоматизированной оценки влияния электромагнитных экранов на импедансные характеристики в общую методику обеспечения ЭМС РЭС с помощью использования экранов из метаматериала [4].

Список литературы

1. Бузова М.А., Красильников А.Д., Носов Н.А., Шляхов А.В. Исследования некоторых свойств экранов из метаматериала в целях увеличения развязки между вибраторами // Радиолокация, навигация, связь**:** сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (Воронеж, 28 – 30 сентября 2021): в 4 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2021. – Т. 3. – С. 261 – 263.
2. Бузов А.Л., Бузова М.А., Минкин М.А., Шляхов А.В. Моделирование и экспериментальное исследование частотно-селективных экранов из метаматериала для антенных систем // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо’2021). – Вып. 3: Сб. науч. тр. 31-й Международной научно-технической конференции (Севастополь, 5 – 11 сентября 2021). – Севастополь: СевГУ, 2021. – С. 130.
3. Бузов А.Л., Бузова М.А., Минкин М.А., Шляхов А.В. Уменьшение взаимного влияния между рамочными антеннами с помощью экрана из метаматериала // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо’2022). – Вып. 4: Сб. науч. тр. 32-й Международной научно-технической конференции (Севастополь, 11 – 17 сентября 2022). – Севастополь: СевГУ, 2022. – С. 97.
4. Бузова М.А., Шляхов А.В. Общая методика обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, расположенных на верхних площадках башен или мачт, при добавлении нового радиоэлектронного средства с помощью использования экранов из метаматериала // Антенны. – 2023. – № 4. – С. 59–74.
5. Бузова М.А., Шляхов А.В. Увеличение развязки между антеннами, расположенными на верхней площадке башни // Радиотехника, электроника и связь: тезисы докладов VII Международной научно-технической конференции (4 – 6 октября 2023, Омск). – Омск: ОНИИП, 2023. – С. 70 – 72.

Проектирование антенны Кассегрена на частоту 118 ГГц с предельно достижимыми характеристиками

Воробьев И.А., Раевский А.С.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24

Аннотация: *Представлен расчет электрических характеристик антенны Кассегрена на частоту 118 ГГц. Задачей работы является достижение максимально возможного коэффициента усиления в направлении главного максимума излучения антенны.*

1. Введение

Основной проблемой использования терагерцового диапазона для построения беспроводных систем связи является низкая выходная мощность источников излучения, поэтому в таких системах целесообразно использовать антенны с большим коэффициентом усиления. К таким антеннам относятся антенны, построенные по схеме Кассегрена. Данная схема построения антенны позволяет получить узкую диаграммы направленности с коэффициентом усиления не менее 40 дБ. Приведенные выше характеристики антенны в терагерцовом диапазоне частот в условиях атмосферы Земли должны обеспечивать беспроводную связь на расстоянии нескольких километров, а в условиях космического пространства на несколько тысяч километров [1].

2. Теория

Антенна Кассегрена состоит из рупорного облучателя, вспомогательного зеркала – субрефлектора, который представляет собой одну ветвь гиперболоида вращения, фокусы которого совпадают с фазовым центром облучателя и фокусом основного зеркала. Основное зеркала представляет собой параболоид вращения [2]. Для уменьшения рассеянии энергии в свободное пространство, был выбран круглый гофрированный рупор. Облучатель антенны Кассегрена в виде конического гофрированного рупора обладает низким уровнем боковых лепестков и осесимметричной диаграммой направленности. Был выбран вариант конический гофрированный рупор с кольцевыми канавками как конструктивно более простой [3].

Для достижения максимального коэффициенту усиления диаметр основного зеркала, которое представляет собой параболоид вращения, выбран равным 600 мм.

Профиль основного зеркала задается уравнением параболы:

$$y = \frac{x^2}{4F_1}, \tag{1}$$

где F_1– фокус параболы.

Профиль субрефлектора задается уравнением гиперболы:

$$y = \frac{a}{b}\sqrt{x^2 + b^2}. \tag{2}$$

Используя метод геометрической оптики в САПР построена и оптимизирована модель антенны Кассегрена на 118 ГГц с коэффициентом усиления более 55 дБ, и уровнем боковых лепестков не превышающим -45 дБ.

Разрабатываемая антенна Кассегрена на частоту 118 ГГц будет эксплуатироваться в климатических условиях с резкими перепадами температур, поэтому конструкция антенны не должна содержать элементов из материалов с различными коэффициентами теплового расширения. Основные элементы конструкции антенны должны быть простой формы, некритичны к требованию обеспечения их взаимного расположения, чтобы не допустить расфазировки раскрыва антенны при изменениях температуры.

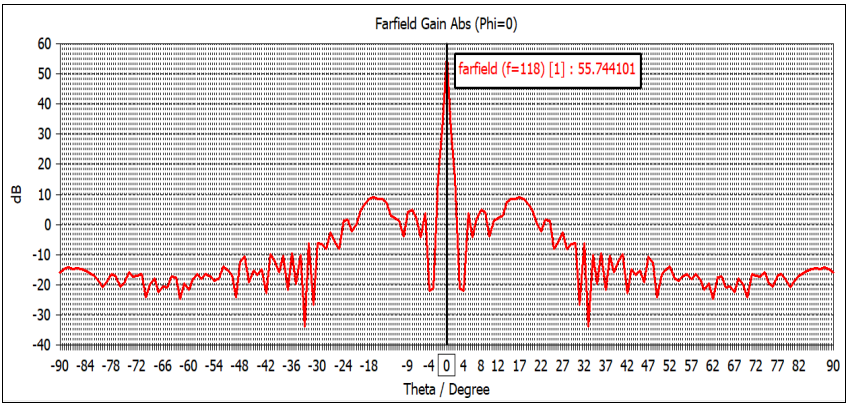


Рис. 1. Результаты моделирования антенны Кассегрена на 118 ГГц

3. Заключение

В проделанной работе проанализированы известные варианты антенны Кассегрена, их достоинства и недостатки. При моделировании были рассмотрены два вида облучателей антенны - пирамидальный рупор и конический гофрированный рупор. Проведенные исследования позволили выбрать окончательную конструкцию антенны, для которой путем параметрической оптимизации были определены геометрические размеры, обеспечившие достижение заданных электрических характеристик. Разработанная антенна удовлетворяет требуемым электрическим характеристикам. Предлагаемая конструкция предполагает изготовление всех элементов антенны из одного материала (алюминий), что необходимо для использования её в условиях с резкими перепадами температур.

Список литературы

1. Ермолаев Д. М., Таланов А. А., Романюк В. А. Предварительный анализ возможности построения терагерцовой линии связи между космическими аппаратами // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2018, т. 5, вып. 4. С. 65–75.
2. Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи/И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006 – 90 с.
3. S. Sekiguchi, M. Sugimoto et al.: Broadband corrugated horn array with direct machined fabrication // IEEE - Transactions on Terahertz Science and Technology, vol. 7, No. 1, January 2017. P. 36 – 41

Малогабаритная объемная СШП антенна направленного излучения: роль характеристических мод[1]

[1] Дымов Г. А., [1] Беличенко В. П., [1] Буянов Ю. И.

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

Аннотация: *Исследуется физика излучения объемной СШП антенны направленного излучения с привлечением теории характеристических мод. Антенна имеет очень простую структуру и отличается рациональным использованием предоставленного вмещающего объема. Выяснено, что очень широкая полоса согласования обеспечена за счет одновременного возбуждения двух групп мод. Поскольку моды каждой из групп имеют схожие диаграммы направленности, то стабильность диаграммы направленности антенны также имеет место практически в пределах всей полосы согласования.*

1. Введение

В работе [1], в рамках метода моментов, была развита теория характеристических мод (ТХМ). К сожалению, эта теория в течение нескольких десятилетий не находила широкого применения в силу высоких требований к средствам компьютерного моделирования. Однако появление работ [2-4] выявило не только действительный ее потенциал, но и заставило обратиться к ней многих зарубежных исследователей. По нашему мнению, достоинства характеристических мод пока что остаются вне должного внимания отечественных исследователей. Тем не менее, наш опыт их использования [5, 6] при исследовании плоских сверхширокополосных (СШП) антенн оказался достаточно позитивным.

В данной работе мы опираемся на ТХМ при теоретическом исследовании уже не плоской, а объемной сверхширокополосной антенны.

2. Теория

В [7] представлена геометрия и характеристики согласования объемной СШП антенны, названной из-за характерной формы – «Улитка». Несколько необычная компактная геометрия, конструктивная простота узла питания, очень широкая полоса согласования указывают на желательность более глубокого изучения физики излучения антенны.

Компьютерная модель антенны и рассчитанная нами на ее основе с использованием пакета программ CST Microwave Studio зависимость от частоты параметра S_{11} изображены на рис. 1

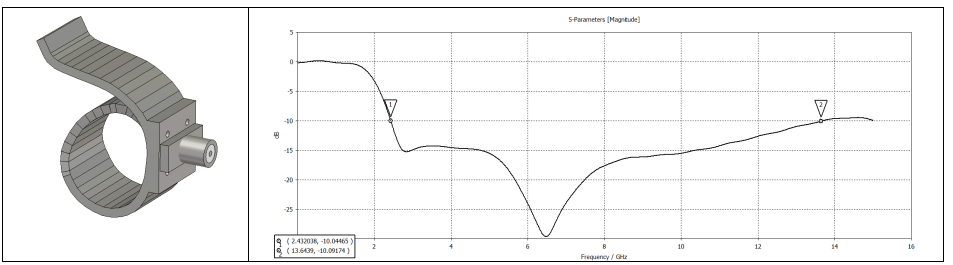


Рис. 1 Геометрия антенны и частотная зависимость параметра S_{11}

Как видно из рисунка 1 теоретическая полоса согласования антенны по уровню -10 Дь составляет 11 ГГц. Следовательно, по полосе согласования антенна относится к классу сверхширокополосных. Естественно, возникает вопрос о том, чем обеспечено столь высокое качество согласования. Без изучения физики излучения антенны на него вряд ли можно дать содержательный ответ.

[1] Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (соглашение № 075-15-2024-557 от 25.04.2024).

Ключевое значение в понимании физики излучения антенны играют ее характеристические моды. Понятия характеристических мод тока, диаграмм направленностей этих мод, запасаемых ими энергиях и излучаемых мощностях, добротностях излучения можно найти в работах [4-5] и книге [6]. На начальной стадии исследования целесообразно выявить значимые в заданной полосе частот характеристические моды, определить их резонансные частоты, установить в каких частотных интервалах моды проявляют себя как индуктивные или емкостные. Наиболее ёмко в рамках ТХМ основные характеристики антенны могут быть отображены в частотных зависимостях характеристических углов значимых мод и их модальных значимостей. Для исследуемой антенны эти зависимости изображены соответственно на рис. 2.

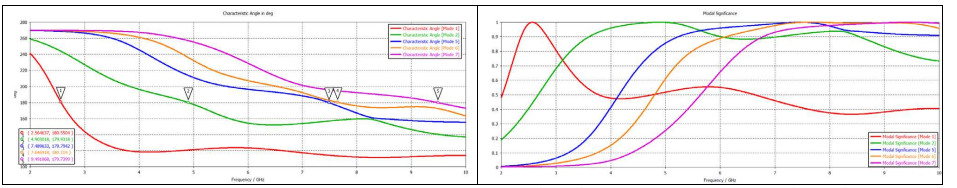


Рис. 2 Частотные зависимости характеристических углов (слева) и модальных значимостей (справа)

Как видно из рис. 2 резонансные частоты характеристических мод (соответствуют значению 180^0 характеристических углов) достаточно равномерно распределены по частотному диапазону. Анализируя структуру частотных зависимостей модальных значимостей можно предположить, что на частотах 2…4,5 ГГц характеристики излучения антенны определяются, в основном, модальными диаграммами направленности первой и второй мод, а на частотах 4,5…10 ГГц – второй, пятой, шестой и седьмой. Расчет диаграмм направленности подтвердил это и показал дополнительно, что указанные две группы значимых мод в сочетании обеспечивают их стабильность по форме и сохранение направления максимума излучения практически во всей полосе согласования. С целью расширения полосы согласования антенны мы дополнительно проанализировали поведение на поверхности антенны характеристических мод тока (индуктивная/емкостная) в различных интервалах частотного диапазона. После чего, в соответствии с рекомендациями [3, 4] и в рамках нескольких итераций, увеличили поперечные размеры фрагментов антенны с максимумами тока для первой моды путем добавления малых объемных проводящих элементов с характерными размерами 0,5…1 мм. В результате удалось расширить полосу согласования антенны на 5,4 % в область высоких частот.

3. Заключение

Исследована физика излучения объемной направленной СШП антенны. Характерная особенность антенны очень широкие полосы согласования и стабильности диаграммы направленности. Детальный анализ параметров и характеристик антенны на основе теории характеристических мод позволил определить две группы значимых мод, свойства которых в сочетании обеспечивают достижение широкополосного согласования и стабильности диаграммы направленности.

Список литературы

1. Harrington R. F., Mautz J. R. Theory of characteristic modes for conducting bodies // IEEE Trans. Antennas and Propag.1971. Vol. 19. No. 5. P. 622–628.
2. Cabedo-Fabres M., Antonino-Daviu E., Valero-Nogueira A., Bataller M. The theory of characteristic modes revisited: a contribution to the design of antennas for modern applications // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2007. Vol. 49. No. 5. P. 52–68.
3. Vogel M., Gampala, Ludick D., Jakobus U., Reddy C. J.. Characteristic mode analysis: putting physics back into simulation // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. Vol. 57. No. 2. P. 307-317.
4. Chen Y., Wang C.-F. Characteristic Modes: Theory and Applications in Antenna Engineering. 2015. Wiley, Hoboken, New Jersey. 304 p.
5. Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Балзовский Е.В., Дымов Г.А., Шипилов С.Э., Цепляев И.С. Плоская Ф-антенна // Техника радиосвязи (сборник). 2023. вып. 1 (56). С. 54-63.
6. Belichenko V.P., Dymov G.A., Tseplyaev I.S., Balzovsky E.V. Rational Approach to Design of Ultra-Wideband Printed Antennas // Russian Physics Journal. 2023. Vol. 66, No 9. P. 998–1004.
7. Балзовский Е.В., Брезгулевский Д. С., Буянов Ю. И., Еремеев А. И., Каменев А. В., Клоков А. В., Сатаров Р. Н., Шипилов С. Э., Якубов В. П. Сверхширокополосные антенны и антенные решетки для радиотомографии //Антенны и распространение радиоволн: сб. науч. тр. Всероссийской научн.-техн. конф. Санкт-Петербург, 17-19 октября 2018 г.: С. 6-

Отечественные фольгированные материалы в спиральных антеннах, работающих в сантиметровом и миллиметровом диапазоне длин волн

Прохоренко В. В.
Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»
Космический проспект, 24а, г. Омск-27, 644027
aockba@ckba.net

1. Введение

В спиральных антеннах ММ-диапазона и СМ и ММ-диапазона, используемых в пассивной радиолокации, применяются импортные материалы для изготовления основных токоведущих частей (плата трансформатора, спиральная плата). Эти антенны были смоделированы и изготовлены с использованием отечественных материалов.

2. Основные конструктивные особенности и радиотехнические характеристики

В антеннах применены по средствам моделирования отечественные материалы ФАФ-4Д СКЛ-0,035-0,5 для изготовления платы трансформатора и Элифом ПФ-1-35-0,1 для спиральной платы взамен импортного RT/Duroid 5880. Опытные образцы антенн были изготовлены на производстве для проведения измерений и подтверждения результатов моделирования.

КСВН (коэффициент стоячей волны по напряжению) для антенны ММ-диапазона составляет 1.91, для антенны СМ и ММ- диапазона 1.56 при использовании импортного материала. Применяя отечественные материалы КСВН антенны ММ-диапазона составил 1.63, для антенны СМ и ММ-диапазона 1.69.

Другие характеристики, какие как КУ (коэффициент усиления), КЭ (коэффициент эллиптичности), ШДН по 0.5 (ширина диаграммы направленности по уровню 0.5) имеют схожий характер и величину значений при использовании импортного и отечественных материалов.

Основным преимуществом применения отечественных материалов является сохранение РТХ (радиотехнических характеристик) на том же уровне, что и при использовании импортного материала, без изменения габаритных и установочных размеров антенн, а также отсутствие импортного материала для изготовления антенн.

3. Заключение

В данной работе показан процесс моделирования и изготовления двух спиральных антенн ММ-диапазона и СМ и ММ-диапазона с использованием импортного и отечественных материалов с целью замены зарубежных комплектующих.

Аналитическая модель и алгоритм синтеза распределенно-сосредоточенных цепей с несимметричными нагрузками [1]

[1] Малютин Г.А., [1] Чепко Т.А., [1] Чинь Т.Т., [1] Майстренко А.В.

[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, Российская Федерация, пр. Ленина, 40
**tanya.chepko@list.ru*

Аннотация: *Представляется аналитическая модель цепей, включающих распределенные и сосредоточенные элементы. Рассмотрен пример построения аналитической модели устройства, содержащего отрезок распределенных связанных линий и сосредоточенных RLC-элементов. Аналитическая модель используется для расчета частотных характеристик устройств и решения задачи синтеза параметров комбинированной цепи по заданным частотным свойствам в общем случае несимметричных нагрузок в диагональных портах связанных линий.*

1. Введение

Классическая теория и практика применения радиотехнических цепей с распределенными параметрами изложена в работе Баскакова С.И. [1], которая может рассматриваться как итог развития основ анализа устройств с применением таких цепей. Технологический прогресс, связанный с применением полосковых и микрополосковых устройств, стимулировал исследования большого разнообразия устройств СВЧ диапазона и создание методов для их проектирования. При разработке аналоговых микросхем СВЧ на первом этапе представлялось целесообразным использовать наработки в области сосредоточенных цепей [2]. Однако развитие гибридно-монолитных интегральных схем СВЧ [3] и практическая реализация устройств [4] основываются на применении методов анализа распределенных и сосредоточенных элементов, представляемых матрицами передачи с существенно отличающимися свойствами. В [5] был предложен декомпозиционный подход к решению подобных задач анализа, который был назван методом автономных блоков. Применение этого метода к математическому моделированию СВЧ-устройств, содержащих распределенные и сосредоточенные цепи, показало, что при этом удается решить задачу не только анализа, но и синтеза одинаковых сосредоточенных цепей, являющихся нагрузками распределенной цепи [6]. В настоящей работе на примере анализа полосковых неотражающих фильтров (НФ) формулируется и решается задача построения аналитической модели распределенно-сосредоточенных цепей с несимметричными нагрузками на основе применения автономных блоков [5, 6].

В статьях [7–9] были рассмотрены различные схемы НФ. Далее будем анализировать схему фильтра, которая показана на рис. 1, а. В этой схеме RLC-цепи представляют нагрузки в портах 2 и 3 с отличающимися импедансами z_2 и z_3 (рис. 1, б). Исследуемая эквивалентная схема на рис. 1, б представляет каскадное соединение трех восьмиполюсников, два из которых, $\mathbf{a}1$ и $\mathbf{a}3$, описывают включение сосредоточенных цепей. Матрица передачи устройства как восьмиполюсника находится в виде произведения $\mathbf{a} = \mathbf{a}1 \times \mathbf{a}2 \times \mathbf{a}3$ [10]. Матрицы $\mathbf{a}1$, $\mathbf{a}3$ определены в работе [10], матрица $\mathbf{a}2$ связанных полосковых линий получена в [11, 12]. Входной порт 1 и выходной порт 4 в схеме НФ нагружены на сопротивления z_1 и z_4, обычно равные 50 Ом, а порты 2 и 3 не используются. Поэтому от схемы восьмиполюсника можно перейти к схеме производного четырехполюсника [10] с матрицей передачи $\hat{\mathbf{a}}$. Таким образом, полученная матрица $\hat{\mathbf{a}}$ представляет аналитическую модель НФ при несимметричных нагрузках. При проектировании обычно задаются в качестве исходных данных коэффициенты матрицы рассеяния $\mathbf{S}$, т.е. возникает необходимость решения обратной задачи. Существующая связь $\hat{\mathbf{a}}$ и $\mathbf{S}$ [10] позволяет по заданному комплексному коэффициенту передачи S_{21} и комплексному коэффициенту отражения S_{11} найти матрицу передачи $\hat{\mathbf{a}}$ в заданном диапазоне частот при условии взаимности и симметрии. Если конструкция связанных линий определена, тогда $\mathbf{a}2$ легко вычисляется [11, 12]. По аналогии с [6] при известной матрице $\mathbf{a}2$, задаваемой матрице $\mathbf{S}$ и определяемой матрице $\hat{\mathbf{a}}$, составляется система уравнений для нахождения z_2 и z_3. Опуская промежу-

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования России, проект FEWM-2023-0014 от 16.01.2023.

точные выкладки, получаем систему уравнений (1) для отыскания частотной зависимости z_2 и z_3, записанную в матричном виде.

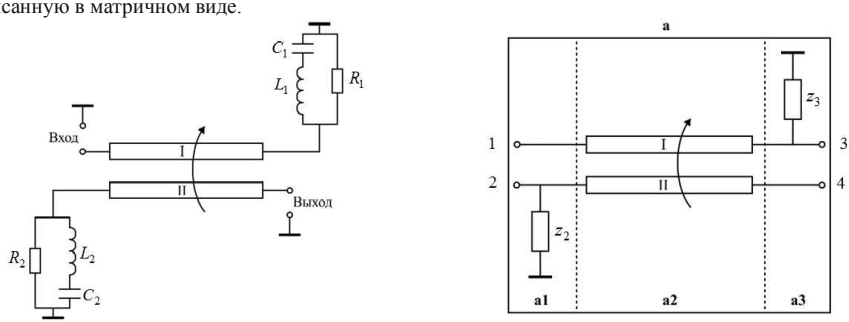


Рис. 1. Схема НФ (а), эквивалентная схема (б) в виде каскадного соединения восьмиполюсников **a1**, **a2**, **a3**

$$\begin{pmatrix} y_2 \\ y_3 \\ 2\cdot y_2\cdot y_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m2 & m3 & m4 \\ m6 & m7 & m8 \\ m10+m14 & m11+m15 & m12+m16 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} -m1 \\ -m5 \\ -m9-m13 \end{pmatrix}, \qquad (1)$$

где: $y2 = z_2^{-1}$, $y3 = z_3^{-1}$, $m1 = \hat{a}_{11}\cdot a_{41} - \left(a_{12}\cdot a_{41} - a_{11}\cdot a_{42}\right)$, $m9 = \hat{a}_{21}\cdot a_{41} - \left(a_{32}\cdot a_{41} - a_{31}\cdot a_{42}\right)$,

$m2 = \hat{a}_{11}\cdot a_{21} - \left(a_{12}\cdot a_{21} - a_{11}\cdot a_{22}\right)$, $m10 = \hat{a}_{21}\cdot a_{21} - \left(a_{21}\cdot a_{32} - a_{22}\cdot a_{31}\right)$,

$m3 = \hat{a}_{11}\cdot a_{43} - \left(a_{12}\cdot a_{43} - a_{13}\cdot a_{42}\right)$, $m11 = \hat{a}_{21}\cdot a_{43} - \left(a_{32}\cdot a_{43} - a_{33}\cdot a_{42}\right)$,

$m4 = \hat{a}_{11}\cdot a_{23} - \left(a_{12}\cdot a_{23} - a_{13}\cdot a_{22}\right)$, $m12 = \hat{a}_{21}\cdot a_{23} - \left(a_{23}\cdot a_{32} - a_{22}\cdot a_{33}\right)$,

$m5 = \hat{a}_{12}\cdot a_{41} - \left(a_{14}\cdot a_{41} - a_{11}\cdot a_{44}\right)$, $m13 = \hat{a}_{22}\cdot a_{41} - \left(a_{41}\cdot a_{34} - a_{31}\cdot a_{44}\right)$,

$m6 = \hat{a}_{12}\cdot a_{21} - \left(a_{21}\cdot a_{14} - a_{11}\cdot a_{24}\right)$, $m14 = \hat{a}_{22}\cdot a_{21} - \left(a_{21}\cdot a_{34} - a_{31}\cdot a_{24}\right)$,

$m7 = \hat{a}_{12}\cdot a_{43} - \left(a_{14}\cdot a_{43} - a_{13}\cdot a_{44}\right)$, $m15 = \hat{a}_{22}\cdot a_{43} - \left(a_{34}\cdot a_{43} - a_{33}\cdot a_{44}\right)$,

$m8 = \hat{a}_{12}\cdot a_{23} - \left(a_{14}\cdot a_{23} - a_{13}\cdot a_{44}\right)$, $m16 = \hat{a}_{22}\cdot a_{23} - \left(a_{23}\cdot a_{34} - a_{24}\cdot a_{33}\right)$;

$\hat{a}_{km}$ $(k,m = 1,2)$ – элементы матрицы передачи производного четырехполюсника;

a_{km} $(k,m = 1...4)$ – элементы матрицы **a2**, матрицы передачи связанных полосковых линий как восьмиполюсника.

Задача определения $z_2 = y_2^{-1}$ и $z_3 = y_3^{-1}$ является обратной. Исходными данными для ее решения служат коэффициенты матрицы передачи неотражающего фильтра и связанных полосковых линий, которые можно получить путем математического моделирования или экспериментально. При тестировании полученных решений исходными выступали данные, полученные в ходе моделирования связанных полосковых линий НФ с одинаковыми RLC-цепями. Найдена частотная зависимость модуля импеданса $z = z_2 = z_3$ (рис. 2).

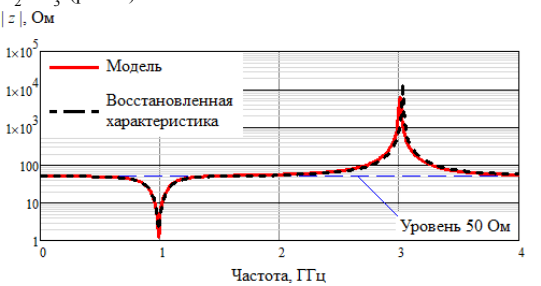


Рис. 2. Частотные зависимости модулей импедансов смоделированной характеристики и полученной при решении обратной задачи (восстановленной) $|z(f)|$

Расчет частотных характеристик неотражающего фильтра с использованием полученного (восстановленного) z показал почти полное совпадение с исходными математически рассчитанными S_{21} и КСВ от частоты (рис. 3, а и б).

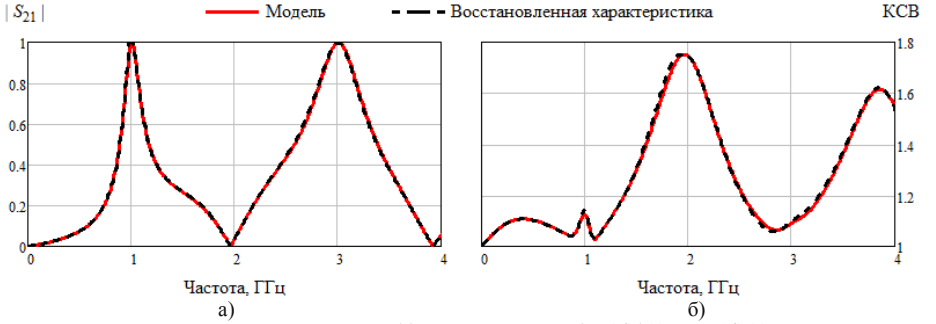


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента пропускания $|S_{21}(f)|$ (а) и КСВ(f) (б) НФ

По известным частотно-зависимым импедансам разработаны итерационный алгоритм и программа синтеза значений LC элементов RLC-цепи при условии $R_1 = R_2 = 50$ Ом (см. рис. 1, а). Подробно этот алгоритм и программа рассматривались в работе [13], суть которой заключается в переборе пар номиналов емкости и индуктивности RLC-цепи (см. рис. 1, а), которые возможно выбрать из ряда выпускаемых промышленностью. Если при некоторой такой паре частотная зависимость импеданса сходится в пределах погрешности с требуемой характеристикой (рис. 2), тогда текущие значения L и C записываются в массив, содержащий в себе такие же удовлетворительные номиналы этих элементов. Таким образом, на выходе получается список номиналов L и C, подходящих для проектирования НФ и обеспечивающих получение заданного коэффициента передачи $|S_{21}|$ и КСВ.

Построенная аналитическая модель и алгоритм синтеза распределено-сосредоточенных цепей на примере неотражающих фильтров позволили провести исследование зависимости частотных свойств НФ от модальных параметров связанных линий и структуры схем RLC-цепей. Подобный подход применим к другим типам устройств на основе распределенно-сосредоточенных цепей.

Список литературы

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. – М.: Высшая школа, 1980. 152 с.
2. Данилин В. Н. и др. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ / В.Н. Данилин, А.И. Кушниренко, Г.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1985. – 192.
3. Темнов А.М. Гибридно-монолитные интегральные схемы СВЧ / Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук – Фрязино, 2020. – 306 с.
4. Кищинский, А. А. Сверхширокополосные твердотельные усилители мощности СВЧ диапазона: схемотехника, конструкции, технологии / А. А. Кищинский // Электроника и микроэлектроника СВЧ. – 2018. – Т. 1. – С. 4-13.
5. Никольский В.В., Никольская Т.И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. М.: Наука, 1983. 304 с.
6. Лощилов А.Г. и др. Применение метода автономных блоков к математическому моделированию СВЧ-устройств, содержащих распределенные и сосредоточенные цепи / А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин, Т.Т. Чинь // International Journal of Open Information Technologies, vol. 12, no. 1, 2024. С. 61–67. ISSN: 2307-8162.
7. Morgan M.A., Boyd T.A. Reflectionless filter structures // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2015. – Vol. 63, № 4. – P. 1263–1271.
8. Wu X., Li Y., Liu X. High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters // IEEE Transactions
9. Maljutin N.D., Loschilov A.G., Ladur A.A. Circuits of combined absorptive filters // 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), Conference Proceedings. – Sevastopol, Ukraine, 2008. – P. 489–490.
10. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Связь, 1971. 388 с.
11. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., – 1975. Vol. 23, No. 9. – P. 734–739.
12. Воробьев П.А., Малютин Н.Д., Федоров В.Н. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.
13. Malyutin G.A., Trinh T.T. Algorithms and programs for analysis and synthesis devices based on distributed and lumped circuits // International Journal of Open Information Technologies. – 2024. – Vol. 12, № 3. – P. 28–35.

Способ определения эффективной диэлектрической проницаемости объемных кристаллов

*Арутюнян А.А., Малютин Н.Д.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

г. Томск, 634050, Российская Федерация, пр. Ленина, 40

**arutyunyan18@mail.ru*

Аннотация: *Предложен способ оценки эффективной диэлектрической проницаемости полоскового резонатора. Резонатор состоит из вибратора-возбудителя и вибратора-приемника, разделенных зазором в 4 раза превышающим ширину токонесущей полоски на диэлектрической подложке. На поверхности полоски помещен объемный кристалл ниобата лития. Приведен пример реализации способа экстракции эффективной диэлектрической проницаемости. Он основан на использовании полученных измерений резонансных частот и расчетов с применением итерационной процедуры.*

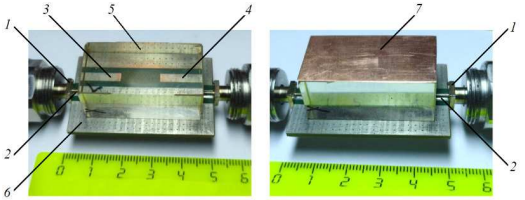
1. Введение

Полосковые линии часто используются для измерения относительной диэлектрической проницаемости ε_r разных материалов резонансным методом [1–3]. Однако применение этого метода не дает возможность определения диэлектрической проницаемости в широком диапазоне частот, поскольку измерения образцов и оснастка рассчитываются на фиксированные частоты. В [4] для определения диэлектрической проницаемости объемных кристаллов в широком частотном диапазоне проведено экспериментальное исследование частотных зависимостей коэффициентов матрицы рассеяния полосковых модулей на основе копланарной полоской линии, верхнее полупространство которой заполнено объемным кристаллом с большой и зависящей от частоты ε_r. Для определения эффективной и относительной диэлектрической проницаемости кристаллов измерялась полная (развернутая) фаза коэффициента передачи полосковой линии с кристаллом. Но измерение полной фазы с помощью векторного анализатора цепей показало, что по причине возникновения множественных резонансов алгоритм расчета ε_r, исходя из знания полной фазы, дает физически нереальный результат. Поэтому был предложен метод обработки фазы, основанный на введении частотного интервала релаксации δf. Для выбора δf пока не установлены четкие критерии. В данной работе решена задача разрежения спектра резонансных частот путем изменения конструкции полоскового модуля. Разработан способ экстракции эффективной диэлектрической проницаемости объемных кристаллов. В способе производится сравнение экспериментально определяемых резонансных частот f_{exp} и результатов расчета f_{sim} в системе COMSOL. Получаемое расхождение f_{exp} и f_{sim} минимизируется с помощью итерационной процедуры, что позволило провести экстракцию эффективной диэлектрической проницаемости полосковых резонаторов с объемными кристаллами.

2. Результаты эксперимента и моделирования частотных характеристик

В качестве объемного кристалла в резонаторе применялся ниобат лития. Внешний вид конструкции полоскового резонатора (ПР) показан на рис. 1. В конструкции ПР показаны: 1 – коаксиально-полосковые переходы; 2 – соединительные отрезки полосковых линий; 3 – вибратор-возбудитель; 4 – вибратор-приемник; 5 – кристалл ниобата лития; 6 – боковые экраны, соединенные металлизированными отверстиями с заземляющим основанием; 7 – металлический электрод с плавающим потенциалом. Кристалл устанавливался на поверхность подложки (рис. 1, а) со стороны полосок и боковых экранов симметрично относительно входного и выходного коаксиально-полосковых переходов. На кристалле сверху располагался электрод (рис. 1, б), находящийся под плавающим потенциалом, поскольку он не имеет контакта с металлизированным основанием полоскового модуля. Измерения частотных характеристик предлагаемого полоскового резонатора были проведены по стандартной схеме с помощью векторного анализатора цепей Р4226 производства АО НПФ «Ми-

кран». Моделирование конструкции, показанной на рис. 1, осуществлено в среде COMSOL Multiphysics.



а *б*

Рис. 1. Внешний вид полоскового резонатора без электрода (*а*) и с электродом (*б*)

На рис. 2 показаны экспериментальные и рассчитанные в среде COMSOL Multiphysics частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ и коэффициента отражения $|S_{11}|$ исследуемого резонатора с размером кристалла 19×16×38 мм, расположенным на плоскости, противоположной плоскости XZ. Результаты моделирования электрического поля резонатора на частотах f_1 и f_2 показаны на рис. 3, а, б в сечении под электродом и в продольном сечении на частоте первого резонанса $f_1 = 2{,}1623$ ГГц (рис. 4, а) и на второй резонансной частоте $f_2 = 2{,}5832$ ГГц (рис. 4, б).

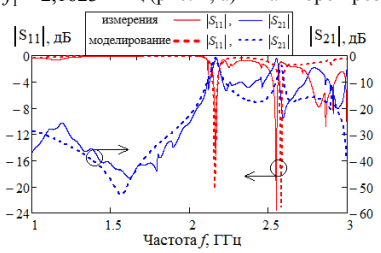


Рис. 2. Частотные зависимости измеренных и рассчитанных $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ резонатора

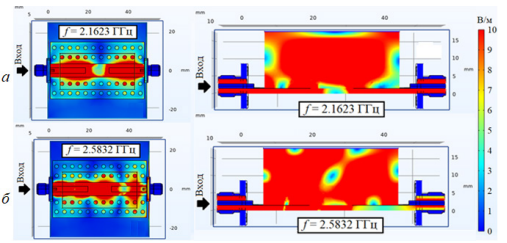


Рис. 3. Результаты расчета напряженности электрического поля резонатора на резонансных частотах

Показанные картины напряженности электрического поля иллюстрируют возникновение резонанса с картиной поля, отличающейся от картины поля четвертьволнового резонанса, характерной для полоскового четвертьволнового вибратора в однородной среде. Это связано с сильным влиянием объемного кристалла на отбор энергии вибратора-возбудителя колебаний и передачу энергии в вибратор-приемник через кристалл. Выполненные расчеты позволяют установить тип колебаний по полученной картине напряженности электрического поля.

3. Экстракция параметров

Известно [5, 6], что спектр частот собственных колебаний диэлектрических резонаторов в виде прямоугольного параллелепипеда находят по формуле (1)

$$f_{mn\delta} = \sqrt{\left(\frac{m\cdot\pi}{A}\right)^2 + \left(\frac{n\cdot\pi}{B}\right)^2 + \left(\frac{\delta\cdot\pi}{L}\right)^2}\cdot\frac{c}{2\cdot\pi\cdot\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (1)$$

где m, n, δ – целые числа, соответствующие типу колебаний $TE_{mn\delta}$; A, B, L – размеры диэлектрика; c – скорость света; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала резонатора. Размеры кристалла: $A = 0{,}019$, $B = 0{,}016$, $L = 0{,}038$ м. Проблема расчета $f_{mn\delta}$ заключается в том, что в нашем случае относительная диэлектрическая проницаемость ε_r неизвестна. Знание экспериментальных резонансных частот $f_{1\text{exp}}$ и $f_{2\text{exp}}$ в рассматриваемом случае также недостаточно чтобы определить ε_r. Проведенное моделирование в COMSOL позволило путем подбора определить приближенно по значениям $f_{1\text{exp}}$ и $f_{2\text{exp}}$ величину $\varepsilon_r \approx 27$. При этом расчет полей показал, что для $f_{1\text{exp}}$ наблюдается картина поля, близкая к TE_{102}, а для $f_{2\text{exp}}$ – TE_{112}. Это и знание примерной ε_r позволило построить итерационную процедуру расчета значений резонансных частот f_{sim1} и f_{sim2} и эффек-

тивной диэлектрической проницаемости резонатора $\varepsilon_{ef,i}$ по формуле (2) путем минимизации модулей разности экспериментальных и расчетных резонансных частот

$$\varepsilon_{ef,i} = \frac{c^2 \cdot \left(\left(\frac{m_i \cdot \pi}{A} \right)^2 + \left(\frac{n_i \cdot \pi}{B} \right)^2 + \left(\frac{\delta_i \cdot \pi}{L} \right)^2 \right)}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\exp,i}^2}, \quad (2)$$

где идекс i означает номер типа колебаний с частотой $f_{\exp,i}$. Потребовалось два шага итераций чтобы получить

$$\left| f_{exp,i} - f_{sim,i} \right| = \begin{bmatrix} 1,4114 \cdot 10^3 \\ 1,3369 \cdot 10^3 \end{bmatrix}, \left| \varepsilon_{1,ef,i} - \varepsilon_{2,ef,i} \right| = \begin{bmatrix} 3,4762 \cdot 10^{-5} \\ 3,2968 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix}.$$

Такая постановка задачи нахождения ε_{ef} вызвана тем, что объемный кристалл не находится в состоянии “чистых” свободных колебаний, т.к. снизу граничные условия определяются полосковыми линиями передачи и диэлектриком подложки, а сверху металлической пластиной с плавающим потенциалом.

4. Заключение

Таким образом, в работе решена задача разрежения спектра резонансных частот путем изменения конструкции полоскового модуля. Проведено экспериментальное исследование и моделирование резонатора, содержащего два соосных отрезка полосковых линий на диэлектрической подложке, разделенных зазором и являющихся электрическими вибраторами, а также проведено сравнение экспериментально определяемых резонансных частот и результатов расчета на модели в системе COMSOL Multiphysics. Получаемое расхождение минимизируется с помощью итерационной процедуры, что позволило провести оценку эффективной диэлектрической проницаемости полосковых резонаторов с объемными кристаллами с выполнением одновременно условий минимального расхождения погрешности определения резонансных частот и эффективной диэлектрической проницаемости. Примененный способ можно использовать для определения эффективной диэлектрической проницаемости коаксиальных переходов с диэлектрическими опорными шайбами [7] и других устройств.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках проекта № FEWM-2023-0014 от 16.01.23.

Список литературы

1. Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Шабанов В.Ф. Резонансные датчики для измерения диэлектрических спектров жидких кристаллов в широком диапазоне частот. Приборы и техника эксперимента. 2006. №. 5. С. 111-118. DOI: 10.1134/S0020441206050162.
2. Миненко Д.Е., Федоров Е.А., Шеерман Ф.И., Коколов А.А. Метод измерения диэлектрических свойств листовых диэлектриков в СВЧ- диапазоне на основе полосковых резонаторов. Техника радиосвязи. 2023. № 2(57). С. 63-75.
3. Миненко, Д. Е. Шеерман Ф. И. Проектирование полосковых резонаторов для измерения εr и tgδ листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне. Доклады ТУСУР. 2023. Т. 26, № 1. С. 41-47. DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-41-47.
4. Арутюнян А.А., Малютин Н.Д., Малютин Г.А., Подзывалов С.Н., Юдин Н.Н. Частотные характеристики полосковых модулей формирования квазихаотических сигналов на основе объемных нелинейно-оптических кристаллов. Ural Radio Engineering Journal. 2023. Т. 7. № 3. С. 227–249. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.001.
5. Геворкян В., Кочемасов В. Объемные диэлектрические резонаторы – основные типы, характеристики, производители. Часть 1. Электроника: наука, технология, бизнес. 2016. №. 4. С. 62-77.
6. Диэлектрические резонаторы для ЭПР спектроскопии / И.С. Головина, И.Н. Гейфман, В.Е. Родионов – Национальная академия наук Украины, Институт физики полупроводников им. В.Е. Лашкарева НАН Украины. – Киев: НАН Украины. 2015. С. 158. ISBN 978-966-02-7675-8.
7. Khoroshilov, E.V., Malyutin, N.D. S-Parameters of Coaxial Adapters with Dielectric Beads Made of “Rimamid”. Russ Phys J 66, 1328–1333 (2024). DOI 10.1007/s11182-023-03079-9.

Исследование щелевой моды в структуре, включающей линию задержки и резонирующую пьезоэлектрическую пластину [1]

[1] Зайцев Б. Д., [1] Бородина И. А., [1] Теплых А. А., [1] Семёнов А. П.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал*
г. Саратов, 410019, ул. Зеленая, 38, Российская Федерация
zai-boris@yandex.ru

Аннотация: *Представлены результаты экспериментального исследования структуры, включающей линию задержки на основе пластины ниобата лития Y–X среза с двумя встречно – штыревыми преобразователями для возбуждения и приема акустической волны с поперечно – горизонтальной поляризацией в диапазоне частот 1.5 – 2.2 МГц. Толщина пластины составляла 0.5 мм. Над линией задержки между преобразователями с некоторым зазором располагалась резонирующая пластина ниобата лития Z среза. Кристаллографические оси X обеих пластин были сориентированы вдоль волнового вектора волны в линии задержки. При подаче ВЧ напряжения на входной преобразователь на частотной зависимости полных потерь наблюдались ярко выраженные пики резонансного поглощения. Установлено, что с ростом ширины зазора между пластинами глубина резонансных пиков монотонно уменьшается и при 70 мкм пики исчезают. Исключение составляют первый и шестой резонансные пики, которые имеют максимум для ширины зазора 8 мкм. При этом для некоторых пиков с ростом ширины зазора добротность уменьшается, а для некоторых пиков наоборот растет. Разработанная структура показывает перспективу ее использования для многопараметрического анализа различных жидкостей.*

1. Введение

Известно, что в структуре из двух пластин, разделенных вакуумным или воздушным зазором, могут распространяться щелевые акустические волны, связанные электрическим полем, проникающим в воздушный зазор [1 – 4]. Ранее для экспериментального наблюдения щелевой моды была использована структура, состоящая из линии задержки с двумя встречно-штыревыми преобразователями для возбуждения и приема акустической волны с поперечно – горизонтальной поляризацией [5]. Эта линия задержки была выполнена на пластине Y–X среза ниобата лития толщиной 0.2 мм. Над этой линией задержки с некоторым зазором располагалась пьезоэлектрическая пластина из ниобата лития Z среза с шириной менее, чем расстояние между преобразователями. Ось X была ориентирована вдоль направления распространения волны в линии задержки. На частотной характеристике полных потерь были обнаружены резонансные пики потерь, связанные с резонансом возбуждаемой щелевой моды. Такая структура позволила разработать эффективные жидкостные [6] и биологические [7] датчики. Однако толщина линии задержки в таком датчике с рабочей частотой 2.5 – 4 МГц составляла всего 0.2 мм, что было крайне неудобно при практической работе. Очевидно, что для практического использования более удобным является линия задержки, выполненная на более толстой пластине.

2. Методика эксперимента и полученные результаты

Была разработана и создана структура с линией задержки на пластине ниобата лития Y–X среза толщиной 0.5 мм, включающая два встречно – штыревых преобразователя с 5 парами расщепленных электродов. Период ВШП составлял 2 мм при апертуре 14 мм. Расстояние между ВШП составляло 40 мм. Линия задержки подключалась к измерителю цепей E5071C (Agilent Technologies), работающему в режиме измерения параметра S_{12}. Указанная линия задержки имела частотный диапазон, равный 1.5 – 2.2 МГц. Минимальное значение полных потерь составляло 23 дБ, а на краях диапазона – 50 дБ. Частотная зависимость фазы выходного сигнала оказалась линейной, что позволило определить фазовую скорость волны. Она оказалась равной 4449 м/с, что соответствует акустической волне с поперечно – горизонтальной поляризацией. При помещении над линией задержки второй резонирующей пластины на частотной зависимости полных потерь появлялись резонансные пики поглощения. Кристаллографическая ось Z резонирующей пластины была ориентирована нормально ее поверхности, а ось X была направлена вдоль волнового вектора волны в линии задержки. Толщина и ширина резонирующей пластины были равны 0.5 мм и 20 мм, соответственно.

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 24-29-00289.

На рис. 1 представлены частотные зависимости полных потерь для ширины зазора между пластинами 0 мкм (а) и 8 мкм (б), которые демонстрируют наличие шести эквидистантных резонансных пиков. Учитывая тот факт, что для каждого резонанса по ширине резонирующей пластины укладывается целое число полуволн была оценена фазовая скорость щелевой моды как $V=2L(f_2–f_1)$. Здесь L – ширина резонирующей пластины, а f_2 и f_1 – частоты двух ближайших пиков. Скорость оказалась равной 4496 м/с, что соответствует волне с поперечно горизонтальной поляризацией в линии задержки. Установлено, что с ростом ширины зазора между пластинами глубина резонансных пиков монотонно уменьшается и при 70 мкм пики исчезают. Исключение составляют первый и шестой резонансные пики,

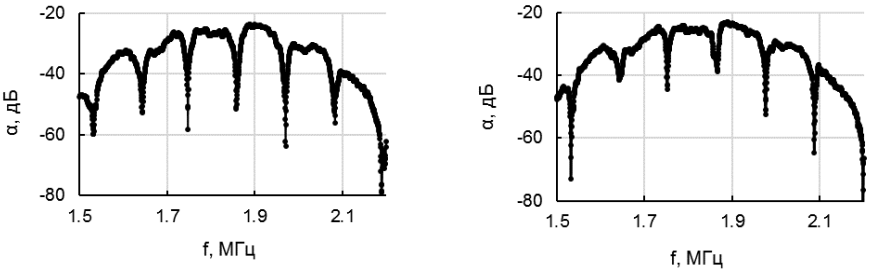


Рис. 1. Частотные зависимости полных потерь (α) линии задержки для зазора между пластинами 0 (а) и 8 мкм (б).

которые имеет максимум для ширины зазора 8 мм (см. рис 1). Этот факт пока непонятен с физической точки зрения. Была также оценена добротность каждого резонансного пика. Оказалось, что для некоторых пиков с ростом ширины зазора добротность уменьшается, а для некоторых пиков наоборот растет. Этот факт пока тоже не совсем понятен, и ситуация прояснится после проведения планируемого теоретического анализа. Значения добротности пиков оказались в диапазоне 220 – 3127.

Были также проведены эксперименты, когда в качестве резонирующей пластины использовались образцы ниобата лития Y-X и X-Z срезов. Первый символ соответствует кристаллографической оси, перпендикулярной к пластине, а второй означает ось, параллельную волновому вектору в линии задержки. В этих случаях также наблюдались ярко выраженные пики резонансного поглощения.

3. Заключение

Таким образом, проведенные исследования показали возможность создания структуры для наблюдения возбуждения щелевой акустической моды на основе линии задержки, выполненной на пластине ниобата лития толщиной 0.5 мм. В дальнейшем планируется проведение соответствующего теоретического анализа для объяснения зависимостей добротности резонансных пиков и их глубины от ширины зазора между пластинами. Разработанная структура показывает перспективу ее использования для многопараметрического анализа различных жидкостей.

Список литературы

1. Гуляев Ю.В., Плесский В.П. Щелевые акустические волны в пьезоэлектрических материалах // Акустический журнал. 1977. Т. 23. № 3. С. 716-720.
2. Балакирев М.К., Богданов С.В., Горнаков А.В. Экспериментальное исследование щелевых волн в LiJ03 // Физика Твердого Тела.1979. Т. 21. № 8. С. 2508-2510.
3. М.К. Балакирев, И.А. Гилинский. Волны в пьезокристаллах. Новосибирск: Наука, Сибирское Отделение, 1982. 239 с.
4. Двоешерстов М.Ю., Чередник В.И., Петров С.Г. Чириманов А.П. Численный анализ свойств щелевых электроакустических волн // Акустический Журнал. 2004. Т. 50. №6. С. 776–782.
5. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Acoustic waves in a structure containing two piezoelectric plates separated by an air (Vacuum) gap // IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control. 2013. Vol. 60. No. 12. P. 2677–2681.
6. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A. The influence of viscous and conducting liquid on characteristics of slot acoustic wave // Ultrasonics. 2018. Vol. 82. P. 39–43.
7. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Burygin G.L., Guliy O.I. Sensor based on the slot acoustic wave for the non-contact analysis of the bacterial cells – Antibody binding in the conducting suspensions // Sensors and Actuators B: Chemical, Sensors and Actuators, B. 2018. Vol. 268. P. 217–222.

Моделирование магнитоэлектрического СВЧ фазовращателя

[1] Лобекин В. Н., [1] Кафаров Р.Г.,[1] Белышев А.А., [1] Осипова И. С., [1] Бичурин М. И.
[1] *Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого*
ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Великий Новгород, 173003, Российская федерация
slavalobekin@gmail.com

Аннотация: *В данной статье представлена конструкция магнитоэлектрического СВЧ фазовращателя. Проведено компьютерное моделирование конструкции метаматериалов в программе ANSYS HFSS. В результате моделирования получена амплитудно-частотная характеристика магнитоэлектрического СВЧ фазовращателя. Приведенная конструкция магнитоэлектрического СВЧ фазовращателя на основе резонаторов из железо-иттриевого граната может быть выполнена на основе магнитоэлектрических материалов (МЭ) и обеспечивать электронную перестройку параметров.*

1. Введение

Моделирование магнитоэлектрических (МЭ) СВЧ устройств в современных программах сквозного моделирования, вычисляющих многомодовые S-параметры и электромагнитные поля в трехмерных пассивных структурах, значительно упрощает подбор оптимальных параметров таких устройств. Исследование и разработка МЭ СВЧ устройств на основе слоистых структур на основе ферро- и ферримагнетиков, например таких как МЭ СВЧ фазовращатель, позволяет перейти к интегральной технологии изготовления, а также повысить быстродействие, уменьшить массогабаритные характеристики и энергопотребление, что делает данное направление актуальным.

2. Конструкции МЭ СВЧ фазовращателя

Конструкция выполнена на подложке фольгированного диэлектрика ФЛАН-10 размерами 30х24 мм и толщиной 1мм, с относительной диэлектрической проницаемостью 10 и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,0035. Микрополосковая линия передачи является элементом возбуждения с волновым сопротивлением 50 Ом. Принцип работы фазовращателя заключается в том, что для выбора рабочей точки, лежащей на дисперсионной кривой, к резонатору прикладывается внешнее постоянное магнитное поле на частоте, близкой к резонансу, под воздействием управляющего напряжения, прикладываемого к электродам, расположенным на торцах МЭ резонатора, вследствие микроволнового МЭ эффекта происходит сдвиг линии ФМР и реализуется электрическое управление параметрами фазовращателя. Регулирование фазового угла достигается изменением управляющего напряжения на электродах, нанесенных на резонатор.

3. Компьютерное моделирование МЭ СВЧ фазовращателя

HFSS — инструмент для трехмерного моделирования ВЧ/СВЧ электромагнитных полей. Технология HFSS позволяет выполнять расчет электрических и магнитных полей, токов, S-параметров и излучений. HFSS автоматически строит сеточную модель, соответствующую конкретной задаче. Для решения уравнений электродинамики HFSS используется метод конечных элементов (Finite Element Method, FEM), включающий адаптивное генерирование и деление ячеек. В результате моделирования, получены амлпитудно-частотные характеристики МЭ СВЧ фазовращателя.

4. Заключение

В статье рассмотрены конструкция МЭ СВЧ фазовращателя. Проведено компьютерное моделирование фазовращателя, получены амплитудно-частотные характеристики (S-параметры). Приведенная конструкция МЭ СВЧ фазовращателя может быть выполнена на основе магнитоэлектрических материалов и обеспечивать электронную перестройку параметров, что и планируется осуществить в продолжении исследований МЭ СВЧ фазовращателя.

Список литературы

1. А.С.Татаренко, Д.В.Лаврентьева, Г.А.Семёнов, Д.А.Семёнов., СВЧ фазовращатель миллиметрового диапазона на основе магнитоэлектрической структуры ZN2Y/PMN-PT, Вестник НовГУ, №65, 2011, стр. 36-38.
2. А.С.Татаренко, М.И.Бичурин, А.В.Филиппов, Г.Сринивасан., СВЧ фазовращатель на основе феррит-пьезоэлектрических композиционных материалов, Вестник НовГУ, №28, 2004, стр. 156-158.

Исследования селективных свойств пары однозаходных гаммадионов при их ротации относительно средних точек проводящего участка передающей линии полоскового типа

Малышев И. В., Дубченко Н. И.
Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета, ул. Шевченко, 2, г. Таганрог, Ростовской области, 347922, Россия
ivmalyshev@sfedu.ru , ndubchenko@sfedu.ru

Аннотация. *В статье приведены результаты электродинамического моделирования проводящих свойств участка микроволной линии передачи полоскового типа, содержащего поверхностную двухгаммадионную конфигурацию из напыленного проводящего материала. Исследования показали возможности возникновения и использования режекторно-селективных свойств такой структуры, а также метод управления коэффициентом передачи S_{21} при ротации такой гаммадионной пары. Полученные результаты представляют интерес для разработчиков узлов микроволнового диапазона.*

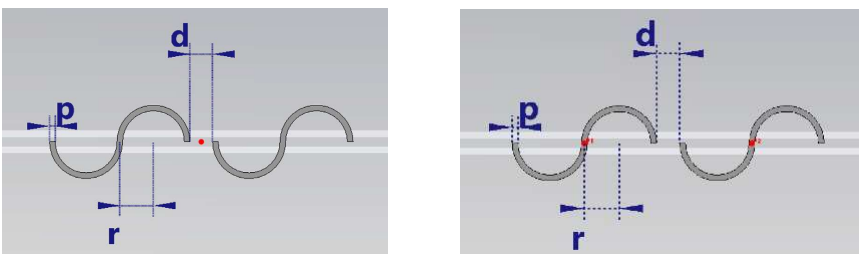
Ключевые слова: *гаммадионный элемент, линия передачи полоскового типа, резонансная частота, коэффициент передачи.*

1. Введение

При исследовании проводящих свойств микроволновых линий передач полоскового типа актуальным представляется исследование фильтрующих структур, созданных на основе киральноподобных элементов [1,2]. Удобство применения технологии размещения таких элементов заключается в том, что они достаточно просто могут быть размещены с обратной стороны проводящего полоска, а также легко конфигурировать свое местоположение в процессе проектирования и эксплуатации. В настоящей работе решается частная электродинамическая задача, заключающаяся в исследовании селективных свойств пары однозаходных гаммадионов, которые расположены локально на поверхности диэлектрической подложки друг за другом с обратной стороны проводящего полоска.

2. Результаты электродинамического моделирования

Ротация (вращение) проводилась двумя способами. Первый заключался в ротации двух гаммадионов относительно центральной точки, которая равноудалена от обоих гаммадионов и спроецирована в центр проводящего полоска (рис.1 а). Второй заключался с одновременном вращении гаммадионов относительно центра их симметрии (рис.1 б).



а) б)

Рис. 1. Вращение двух гаммадионов относительно:
а) центральной точки; б) оси симметрии каждого гаммадиона

Ранее было обнаружено, что такая гаммадионная конфигурация обладает режекторными фильтрующими свойствами при нулевом угле поворота (рис.2) [3].

В настоящей работе были проведены теоретические исследования изменения АЧХ этих гаммадионов для трех величин их радиуса. При этом каждому из радиусов соответствовала наибольшая величина резонансной частоты. В процессе ротации проведен сравнительный анализ изменения указанной АЧХ (рис.2) для различных r: $r = 2$ мм ($f_{\text{рез}} = 16{,}2$ ГГц), $r = 3$ мм ($f_{\text{рез}} = 10{,}95$ ГГц), $r = 5$ мм ($f_{\text{рез}} = 6{,}6$ ГГц).

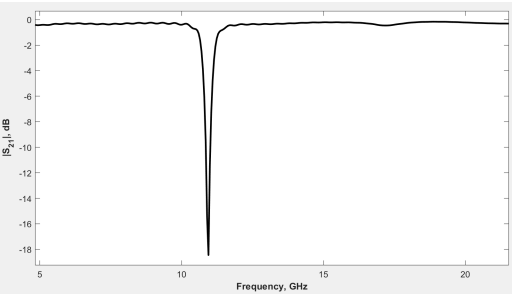
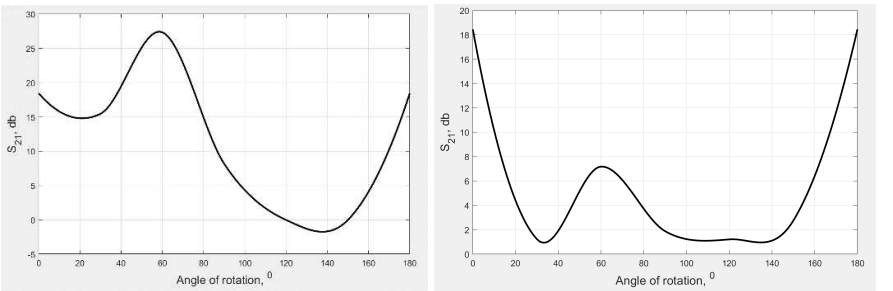


Рис. 2. АЧХ структуры при закруглении гаммадиона $r = 3$ мм

На рис.3(а,б) приведены итоговые ротационные зависимости для коэффициента передачи S_{21}. Рис.3(а) соответствует первому случаю ротации гаммадионов относительно центральной точки, расположенной между ними, а на рис.3(б) изображены такие же зависимости для второго случае – синхронного вращения обоих гаммадионов относительно центра их симметрии на одинаковую величину угла поворота.



а) б)

Рис. 3. Зависимость параметра S_{21} от угла поворота при вращении гаммадионов относительно: а) центральной точки; б) своих осей

Очевидно, что в первом случае рис.3(а) диапазон наибольшей перестройки параметра S_{21} лежит в интервалах: от 0 до 30 градусов, от 150 до 180 градусов.

Рассмотрение второго случая синхронного вращения двух гаммадионов рис.3(б) также демонстрирует возможность механической перестройки коэффициента передачи S_{21} в диапазонах: от 60 до 150 градусов, от 150 до 180 градусов.

3. Заключение

Обнаруженные эффекты, проявляемые при ротации гаммадионов для перестройки АЧХ линии передачи позволяет сделать вывод о возможности создания практичных мобильных вращающихся модулей, расположенных над передающим полоском микроволновой линии передач.

Список литературы

1. Osipov O. V., Panin D. N., Pocheptsov A. O. Study of the electrodynamic characteristics of metamaterials based on single and double-threaded thin-wire spiral elements // (in Russian) Information technologies. Radioelectronics. Telecommunications. – 2015. – №. 5–2. – С. 134-141.
2. Аралкин М. В., Дементьев А. Н., Осипов О. В. Математические модели киральных метаматериалов на основе многозаходных проводящих элементов [Mathematical models of chiral metamaterials based on multi-pass conductive elements]//Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2020. – Т. 23. – №. 1. – С. 8-19. https://doi.org/10.18469/1810-3189.2020.23.1.8-19
3. Malyshev I. V., Dubchenko N. I. Analysis of the Frequency-Selective Properties of Single-Pass Gammadion Inclusions in the Composition of Microwave Strip Type Transmission Lines //2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – IEEE, 2023. – С. 156-159. https://doi.org/10.1109/RSEMW58451.2023.10201958

Моделирование микрополоскового полосно-пропускающего СВЧ фильтра на магнитоэлектрических резонаторах

[1] Кафаров Р.Г., [1] Лобекин В.Н., [1] Белышев А.А., [1] Осипова И.С.,[1] Бичурин М.И.
[1] *Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого*
г. Великий Новгород
evraudx14@gmail.com

Аннотация: *В работе рассмотрены конструкция и принцип действия СВЧ фильтра на магнитоэлектрических резонаторах. Проведено компьютерное моделирование и получены амплитудно-частотные характеристики полосно-пропускающего фильтра.*

1. Введение

Одним из перспективных направлений развития СВЧ-техники в настоящее время является разработка устройств на основе микроволнового магнитоэлектрического эффекта (МЭ). Перестройка амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) полосно-пропускающего фильтра (ППФ) происходит при помощи сдвига линии ферромагнитного резонанса (ФМР) под действием управляющего электрического поля. В качестве МЭ резонаторов используются феррит-сегнетоэлектрические структуры, например, из железо-иттриевого граната (ЖИГ) и цирконата-титаната свинца (ЦТС), помещенные на микрополосковые линии (МПЛ) [1]. Использование программы электромагнитного (ЭМ) моделирования HFSS Ansys позволяет подобрать оптимальные параметры МЭ резонаторов для получения требуемой АЧХ без проведения анаалитических расчётов или реального эксперимента.

2. Создание и анализ компьютерной модели фильтра

Создана компьютерная модель фильтра на основе ППФ шпилечного типа с волновым сопротивлением 50 [Ом] и центральной частотой 6 [ГГц], так как фильтры такого типа достаточно миниатюрны и обладают при этом хорошей избирательностью и прямоугольностью АЧХ [2]. Рекомендуемая диэлектрическая проницаемость подложки ε равна 10.

Целью ЭМ моделирования был поиск оптимальных мест размещения МЭ резонаторов на плате и геометрической формы (диск, квадрат) магнитной и пьезоэлектрической компонент методом последовательных приближений. В зависимости от предъявляемых требований выбран объём магнитной V_m и пьезоэлектрической V_e компонент, причём чем больше V_m, тем больше максимальная мощность рассеяния при ФМР и требуемое управляемое напряжение, прикладываемое к пьезоэлектрику для частотной перестройки. Увеличение V_e улучшает частотную перестройку фильтра, но сильно влияет на структуру СВЧ поля, вызывая помехи, так как ЦТС обладает высоким $\varepsilon > 1000$.

Первичное моделирование проводилось без пьезоэлектрической компоненты, так как сначала необходимо было определить оптимальную геометрическую форму феррита. Для ЖИГ выбраны следующие параметры: $g = 2{,}023$, $\Delta H = 1$ [Э], $\varepsilon = 15$, $M_s = 1750$ [Гс]. HFSS позволяет сделать вывод о наиболее оптимальном месте размещения феррита на основе получаемой картины распределения магнитной компоненты переменного СВЧ поля в воздушном объёме модели вне подложки, так как МЭ резонатор находится на поверхности МПЛ, являясь посредником между развязанными линиями фильтра.

В дальнейшем планируется рассмотреть влияние кристаллической магнитной анизотропии ЖИГ на АЧХ СВЧ устройств с целью улучшения их характеристик.

Список литературы

1. Лобекин В.Н., Кафаров Р.Г., Татаренко А.С., Муравьев В.Е. Исследование связи резонаторов микроволнового магнитоэлектрического полосового фильтра с помощью компьютерного моделирования // Вестник НовГУ. Сер.: Технические науки. 2022. №3(128). С.96-101.
2. Кафаров Р.Г., Белышев А.А. Перестраиваемый полосно-пропускающий СВЧ фильтр на магнитоэлектрических резонаторах // Сборник тезисов, материалы Двадцать восьмой Всероссийской научной конференции студентов-физиков и молодых ученых (ВНКСФ-28, Новосибирск): материалы конференции, тезисы докладов: В 1 т.Т.1 – Новосибирск, издательство АСФ России, 2024.

Исследование технологических процессов формирования микромеханических элементов

[1] Йе Мин Хлаинг, [2] Калугин В. В.,[3] Паинг С. Х., [4] Тху Та.
Национальный исследовательский университет «МИЭТ»
г.Зеленоград, 124498, Площадь Шокина, дом.1, Российская Федерация
yeminhlaing588@gmail.com, viktor118@mail.ru, *paingsthu7@gmail.com, thuta75509@gmail.com*

Аннотация *— В данной статье проведено исследование использования Bosch-процесса для производства микромеханических элементов (ММЭ) микроэлектромеханических систем (МЭМС). В настоящее время для формирования микромеханических элементов изделий микросистемной техники применяются различные технологические процессы, такие как фотолитография, химическое жидкостное травление, объемная и поверхностная микрообработка кремния, сращивание, глубокое плазмохимическое травление и т.д. Понимание и оптимизация этих процессов являются основными факторами достижения точных размеров, высокой производительности и надежности переключателей, регуляторов и датчиков в СВЧ устройствах. Основной целью исследования Bosch-процесса при формировании микромеханических элементов является оптимизация технологических параметров, а также обеспечение высокого качества обрабатываемых поверхностей ММЭ.*

1. Введение

МЭМС представляют собой миниатюрные устройства, объединяющие механические и электрические компоненты в миллиметровом, микронном масштабе. Микромеханические элементы играют важную роль в автомобилях и системах управления подвижных устройств, где они используются в датчиках для измерения таких параметров, как давление, температура, ускорение и состав газа. В СВЧ устройствах используются переключатели, датчики и регуляторы на основе МЭМС. Понимание технологических процессов, связанных с формированием микромеханических элементов, имеет первостепенное значение для развития многих областей микроэлектроники и микросистемной техники. Эти процессы включают в себя широкий спектр традиционных и передовых методов микрообработки, таких как фотолитография, химическое осаждение из паровой фазы, процессы глубокого травления, формирование сложно-профильных конструкций ММЭ.

Датчики МЭМС имеют небольшой размер и вес, низкое энергопотребление, высокую чувствительность, высокую точность, низкую термическую чувствительность, хорошие параметры, а также относительно малую стоимость для массового производства. Технологические процессы позволяют создавать сложные структуры и элементы с размерами меньше микрометра, что позволяет реализовать сложные функциональные возможности в компактном исполнении. Такие технологические процессы, как фотолитография, травление и осаждение, позволяют одновременно изготавливать несколько устройств на одной пластине, повышая производительность и экономическую эффективность.

2. Технологии изготовления микромеханических элементов

Параметры микромеханических элементов зависят не только от их конструкции, но и от выбора материалов и технологий их изготовления. Для изготовления ММЭ используются материалы с хорошими механическими свойствами (монокристаллический кремний, поликристаллический кремний, плавленый кварц). Технологии изготовления ММЭ во многом полагаются на точные технологические процессы для достижения желаемой функциональности и производительности. Изготовление устройств МЭМС требует сочетания различных технологий, специально разработанных для достижения точных размеров, сложных структур и высоких характеристик на микроуровне.

Процессы фотолитографии и травления процесса играют важную роль в изготовлении ММЭ, обеспечивая точный контроль над структурой и размерами микромеханических элементов. Процессы травления, такие как влажное и сухое травление (плазменное травление), плазмо-химическое травление (ПХТ), глубокое реактивное ионное травление (ГРИТ), дают возможность точно формировать микроструктуры на кремниевых пластинах или структурах кремний на изоляторе (КНИ). Эти процессы выборочно удаляют материал из заранее определенных областей, позволяя формировать сложные формы, каналы и элементы на микроуровне.

3. Плазмохимическое травление Bosch

Плазмохимическое травление используется для удаления материала с поверхности подложки, проведения глубокого травления кремния с помощью плазмы. В нем используются высокоэнергетические и химические активные вещества, полученные из выбранного технологического газа - кислорода, аргона или фторсодержащего газа. Затем в камере формируется плазма. Кислородная плазма используется при удалении фоторезиста. Активные газы применяются при травлении кремния. Технологические параметры Bosch-процесса обеспечивают высокое качество и высокую точность формирования ММЭ. Реактивное ионное травление (РИТ) и ГРИТ входят в группу методов плазменного травления, отличаясь от ПХТ в основном большей энергией ионов. Эти методы широко используются в микрообработке, производстве ИС, МЭМС и других отраслях, где требуется точное удаление материала и создание рисунка. Обычно плазменное травление проводят рабочим газом или газовой смесью, содержащей атомы фтора. Некоторыми популярными видами плазмы для травления пластин являются CF_4, CCl_4, SF_6, XeF_2 или радикалы, такие как CF_3 или CF_2.

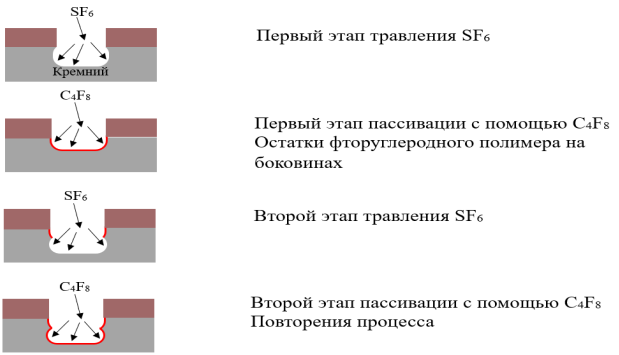


Рис. 1. Процесс плазмохимического травления Bosch

При использовании этой технологии к поверхности пластины направляются мощные потоки высокоэнергетических ионов. Это увеличивает скорость травления на порядок по сравнению с простым химическим травлением. Например, один ион аргона с кинетической энергией 1 КэВ может удалить с поверхности пластины до 25 атомов кремния. Нитрид кремния или Si_3N_4 также обычно травят фторсодержащей плазмой. Одним из самых больших преимуществ является то, что фтор обладает хорошей селективностью даже при комнатной температуре. При травлении Si_3N_4 плазмой необходимо учитывать, что скорость травления зависит от способа создания слоя нитрида кремния. Диоксид кремния, как и другие Si-содержащие соединения, весьма точно травится фторовой или углерод-фторсодержащей плазмой. При комнатной температуре типичные скорости травления составляют несколько десятков нм/мин. Если энергия ионов составляет около 500 ЭВ или даже выше, травление становится преимущественно анизотропным, а скорость травления превышает 200 нм/мин. Если в процессе использовать фторуглеродное соединение типа CF_4, можно добиться большей селективности по SiO_2 по сравнению с кремнием. Основным недостатком травления фторуглеродом является нежелательное осаждение, которое может происходить параллельно с процессом травления.

Существует два основных процесса глубокого анизотропного травления кремния: Bosch и STiGer. Bosch-процесс является мультиплексированным во времени, состоящим из повторяющихся циклов, которые включают этап травления и этап пассивации. В большинстве случаев стадия травления является изотропной и осуществляется с помощью плазмы SF_6. На этапе пассивации вся протравленная поверхность покрывается слоем фторполимера, нанесенным плазмой C_4F_8. Анизотропные профили были успешно вытравлены в кремнии плазмой SF_6, но позже было показано, что этот результат обусловлен пассивирующим слоем SiO_2, образовавшимся в присутствии примеси кислорода.

Табл. 1. Экспериментальные условия для процессов Bosch и STiGer

Параметры	Bosch		STiGer	
	Травление	Пассивация	Травление	Пассивация
Газ	SF_6	C_4F_8	SF_6	SiF_4/O_2
Расход жидкости (sccm)	50	27	50	25/12
Время цикла	15	10	15	7
Давление (Па)	3,0	2,0	3,9	1,2
Мощность источника (Вт)	1500	1500	1500	1500
Напряжение (В)	80	105	80	30
Температура (□)	24,4 □		-90 □	
Время	12 минут 30 секунд		11 минут	
Количество циклов	30		30	

Bosch и STiGer представляют собой процессы с временным мультиплексированием, довольно схожие по своему базовому принципу. В обоих процессах этапы травления являются изотропными и выполняются с использованием плазмы SF_6, но при пассивации в процессе Bosch используется плазма C_4F_8, а пассивирующий слой осаждается при криогенной температуре плазмой SiF_4/O_2 в процессе STiGer.

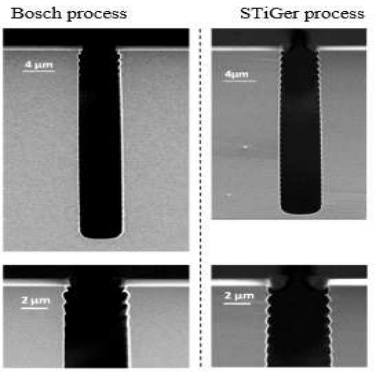


Рис. 2. Канавки шириной 4 мкм, вытравленные с помощью процесса Bosch (слева) и процесса STiGer (справа)

Кроме того, в обоих случаях профили травления имеют зубчатую форму и демонстрируют сопоставимую зависимость от общих для них параметров процесса. Было показано, что шероховатость боковых стенок канавок можно снизить за счет уменьшения времени цикла травления.

Табл. 2. Изучение травления кремниевых пластин на глубину 100 мкм через маску оксида кремния

Параметры процесса травления	Значение параметров
Скорость травления	>2,5 мкм/ мин
Равномерность травления (за исключением краевой области 10 мм)	± 2,5 %
Селективность маски	>150:1
Угол профиля	$90^0 \pm 1^0$
Травленый слой маски	< 1,0
Площадь поверхности травленого кремния	50%

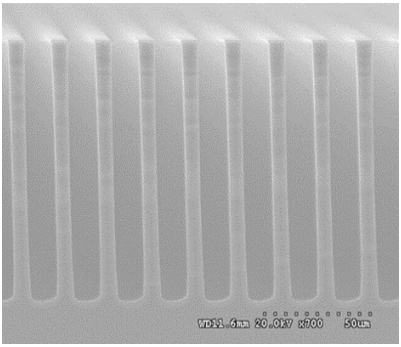


Рис. 3. Общий вид фрагмента травления кремния на основе процесса Bosch

Исследованы технологии объемной микрообработки на основе кремниевых пластин и структур КНИ для изготовления МЭМС элементов. Технологические процессы взаимосвязаны, но в тоже время могут быть автономными, и располагаться на различных производственных площадях. Разработан технологический маршрут изготовления ММЭ и получения кремниевых микромеханических элементов толщиной 30 мкм и более на структурах КНИ диаметром 100 мм. Жидкостное травление кремния в щелочи позволяет получить треугольные канавки в кремнии, что является существенным недостатком при формировании сложно-профильных элементов. Кроме того, при жидкостном травлении отмечался разброс скоростей травления кремния в несколько процентов по пластине, от пластины к пластине.

4. Заключение

Исследование процессов плазмохимического травления кремниевых структур проводилось с целью получения трехмерных профилей кремния, оптимизации технологических параметров и обеспечения высокого качества обрабатываемых поверхностей микромеханических элементов. Жидкостное травление, сухое плазменное травление могут использоваться как для изотропного, так и для анизотропного травления кремния. Плазмохимическое травление лучше удаляет нежелательные органические примеси с поверхностей и более контролируемо, чем жидкостное травление. Кроме того, с только с использованием сухого травления можно получать вертикальные кремниевые профили.

Список литературы

1. Victor V. Kalugin., Elena S. Kochurina., Nikolay M. Zaryankin., Stepan A. Anchutin., Nyan Linn Phyo. Research and Development of the Deep Plasma-Chemical Silicon Etching Process for the Creation of a Silicon Element with a Vertical Profile // IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). 2020, P. 2144—2148.
2. Пайн Со Хту, Со Паинг, Аунг Наинг Хейн. Исследование технологических процессов формирования микромеханических элементов на основе структур КНИ // МИКРОЭЛЕКТРОНИКА и ИНФОРМАТИКА. 2023. ISBN 978-5-7256-1003-1. 106 с.
3. Thomas Tillocher., Jack Nos., Gaelle Antoun., Philippe Lefaucheux., Mohamed Boufnichel., Remi Dussart. Comparison between Bosch and STiGer Processes for Deep Silicon Etching // Micromachines. 2021. Vol. 12. No. 1143. P. 1–11.

Особенности использования эпитаксиальных пленок железо-иттриевого феррита-граната в полосно-пропускающих фильтрах [1]

[1, 2] Ветошко П. М., [2] Полулях С. Н., [2] Бержанский В. Н. , [3] Спирин А. Л., [3] Ксендзов А.В.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11, Российская Федерация
[2] *Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского*
г. Симферополь, 295007, просп. Академика Вернадского, 4, Российская Федерация
[3] *АО «НПП «ФАЗА»»*
г. Ростов-на-Дону, 344065, ул. Белорусская, 9/7Г, Российская Федерация

Аннотация: *Проведено численное моделирование температурных зависимостей частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров на магнитостатических спиновых волнах. Показано, что при использовании в качестве рабочего материала фильтра пленок железо-иттриевого феррита-граната повышение температурной стабильности частоты может быть достигнуто как путем выбора направления внешнего магнитного поля в плоскости пленки, так и путем выбора пленок с отрицательной константой одноосной магнитной анизотропии, формирующейся в процессе эпитаксиального синтеза пленок.*

1. Введение

В качестве частотно-избирательных элементов приемо-передающих трактов радиоэлектронной аппаратуры применяются полосно-пропускающие фильтры (ППФ), работающие в диапазоне частот от 2 до 200 МГц и выше. Одно из важных требований к таким фильтрам состоит в стабильности амплитудо-частотной характеристики (АЧХ) в заданном диапазоне температур.

В работах [1 – 2] рассмотрены перестраиваемые ППФ, реализованные на магнитостатических спиновых волнах (МСВ). Температурное поведение АЧХ фильтра на МСВ определятся температурной зависимостью частотного спектра МСВ в рабочем материале. В настоящей работе анализируется влияние температуры на частоту однородной моды МСВ в эпитаксиальных пленках железо – иттриевого граната (ЖИГ). Полагается, что подложка представляет собой пластину гадолиний – галлиевого граната, ориентированного в кристаллографической плоскости (111).

2. Эпитаксиальные пленки ЖИГ в ППФ

Частота однородной моды МСВ в пленке ЖИГ соответствует частоте ферромагнитного резонанса (ФМР). В случае пленки (111) выражение для свободной энергии принимает вид

$$U = -M_s H(\cos\theta\cos\theta_H\cos(\varphi-\varphi_H) - \sin\theta_H\sin\theta) + (2\pi M_s^2 + K_u)\sin^2\theta - \\ -K_1\left(cos^3\theta\sin\theta - \frac{4}{3}sin^3\theta\cos\theta + \sqrt{2}sin^2\theta cos^2\theta cos3\varphi - \frac{\sqrt{2}}{3}cos^4\theta cos3\varphi\right). \quad (1)$$

Здесь M_s – намагниченность насыщения, H – величина постоянного магнитного поля, θ_H – угол выхода поля из плоскости пленки, φ_H – угол между кристаллографическим направлением $[2\bar{1}\bar{1}]$ и проекцией поля на плоскость пленки, θ и φ – соответствующие углы для намагниченности, K_u – константа одноосной анизотропии, K_1 – первая константа кубической анизотропии. Равновесное направление намагниченности определяется углами θ_0 и φ_0, при которых энергия (1) минимальна. Частота ФМР рассчитывается с помощью вторых производных от энергии по углам при $\theta = \theta_0$ и $\varphi = \varphi_0$.

Используя данные, известные для массивных образцов ЖИГ [3], для температурных зависимостей намагниченности насыщения M_s и константы кубической анизотропии K_1 в интервале температур $210\ K < T < 350\ K$ получаем приближенные выражения:

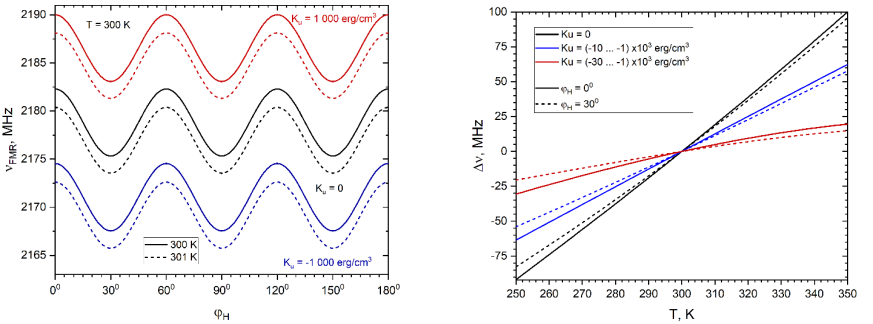
$$M_s(T) \approx 139.2 - 0.295\,(T-300) - 1.33\cdot10^{-4}\,(T-300)^2\ emu/\text{см}^3. \quad (2)$$

$$K_1(T) \approx -4200 + 50\,(T-300) - 0.2\,(T-300)^2\ \ \text{эрг}/\text{см}^3. \quad (3)$$

Результаты численных расчетов приведены на рисунке 1. Резонансная частота зависит от направления поля в плоскости монокристаллической пленки (рисунок 1а), что обусловлено вкладом кубической анизотропии. Основной вклад в температурную зависимость частоты ФМР в ЖИГ обусловлен зависимостью намагниченности от температуры. Однако, убывание кубической анизотропии с ростом температуры (3) позволяет уменьшить частотный диапазон изменения частоты при выборе $\varphi_H = 30^0$ (рисунок 1б).

[1] Работа выполнена при поддержке РФН, грант № 23-62-10024.

В случае эпитаксиальных пленок существенный вклад в частоту ФМР вносит одноосная анизотропия, которая обусловлена упорядочиванием примесных ионов в додекаэдрических позициях и рассогласованием параметров кристаллических решеток пленки и подложки, так что константа одноосной анизотропии K_u может быть как положительной так и отрицательной. При этом K_u убывает по величине с ростом температуры, что, в случае отрицательной K_u, так же приводит к сокращению диапазона изменения частоты в заданном температурном диапазоне.



а) б)

Рис. 1. Расчетные зависимости частоты ФМР от направления поля в плоскости пленки (а) и изменения частоты от температуры (б) в поле H = 300 Э, лежащем в плоскости пленки.

Эпитаксиальные пленки ЖИГ использованы в ППФ ФПИС2-24-2 (АО «НПП «ФАЗА»). Фильтры прошли испытание на повышенную рабочую температуру +65°С. На первом образце температурный уход составил 3 МГц, на втором 13 МГц (рисунок 2).

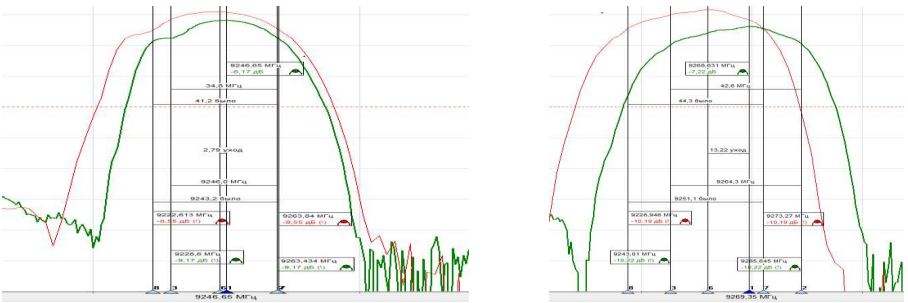


Рис. 2. Частотные характеристики двух образцов ППФ ФПИС2-24-2.

3. Заключение

При использовании эпитаксиальных пленок ЖИГ в качестве рабочего материала ППФ на МСВ температурная стабильность частоты фильтра определяется как температурной зависимостью намагниченности, так и температурной зависимостью констант анизотропии материала. В случае пленок с отрицательной константой K_u увеличение температуры приводит к увеличению частоты ФМР, что компенсирует уменьшение частоты ФМР вследствие температурной зависимости намагниченности. Дополнительная стабилизация частоты может быть обеспечена выбором направления внешнего магнитного поля в плоскости монокристаллической пленки.

Список литературы

1. Попина С.М., Чечетин А.В. Разработка высокодинамичных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) с высоким уровнем внеполосового заграждения. В сб.: 21-я Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2011 (Севастополь, 2011 г.). 2011. С. 643—644.
2. Попина С.М., Куденко А.С., Симанчук Б.П., Чечетин А.В. Разработка полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) в дециметровом и сантиметровом диапазонах с октавной перестройкой частоты. В сб.: 26-я Междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2016 (Севастополь, 2016 г.). 2016. С. 1337-1342
3. G. P. Rodrigue, H. Meyer, and R. V. Jones. Resonance Measurements in Magnetic Garnets // J. Appl. Phys. 1960. Vol. 31. P. S376. doi: 10.1063/1.1984756.

Исследование влияния магнитоимпульсной обработки на свойства ленточных аморфных сплавов FeSiBNb[1]

[1,*] Шипко М. Н., [2] Каминская Т. П., [3] Степович М. А., [4] Савченко Е. С., [5] Стулов А. В.
[1] *Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина*
г. Иваново, 153003, ул. Рабфаковская, 34, Российская Федерация
[*] *michael-1946@mail.ru*
[2] *Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова,*
физический факультет, г. Москва, 119991, ГСП-1, Российская Федерация
ktp53@mail.ru
[3] *Калужский государственный университет им. К. Э. Циолковского*
г. Калуга, 248023, ул. Степана Разина, 26, Российская Федерация
m.stepovich@mail.ru
[4] *Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»*
г. Москва, 119049, Ленинский проспект, 4, Российская Федерация
savchenkoelena@ya.ru
[5] *ООО «Научно-производственный комплекс «Автоприбор»,*
г. Владимир, 600016, ул. Большая Нижегородская, 94, Российская Федерация
alxstl@mail.ru, www.avtopribor.ru

Аннотация: Изложены результаты исследований влияния магнитоимпульсной обработки на локальную структуру поверхности и магнитные свойства неотожжённых аморфных сплавов состава $Fe_{73}(SiBNb)_{27}$ и сплавов того же состава с добавкой 1 % Cu. Полученные результаты показали наличие существенных локальных неоднородностей на поверхности фольги с размерами не более нескольких десятых долей микрометра, которые могут оказать влияние на параметры электротехнических устройств из этого материала.

Образцы аморфной электротехнической стали (фольги), предназначенные для использования в электротехнических устройствах СВЧ-техники, представляли собой ленты толщиной около 100 мкм, шириной 45 мм, которые были получены методом сверхбыстрого охлаждения при распылении расплава на вращающемся медном барабане. Исследовались неотожжённые аморфные сплавы состава $Fe_{73}(SiBNb)_{27}$ и сплавы того же состава с добавкой 1 % Cu, влияющей на процесс кластеризации в процессе последующего термического отжига. Изучалось влияние слабых импульсов магнитного поля [1, 2] на свойства этих сплавов. Структура поверхности фольги изучалась методами атомной силовой микроскопии (АСМ), а локальные магнитные поля – методами магнитно-силовой микроскопии. Интегральные магнитные свойства: удельную намагниченность насыщения, поле анизотропии, коэрцитивную силу и форму петли магнитного гистерезиса измеряли при 300 К на вибрационном магнитометре в магнитном поле напряжённостью 20 кЭ. В результате проведённого исследования изучено влияние режимов магнитоимпульсной обработки на структуру поверхности и магнитные свойства материала. Полученные результаты показали наличие существенных локальных неоднородностей фольги с размерами не более нескольких десятых долей микрометра (см. рис. 1), которые могут оказать влияние на параметры электротехнических устройств из этого материала.

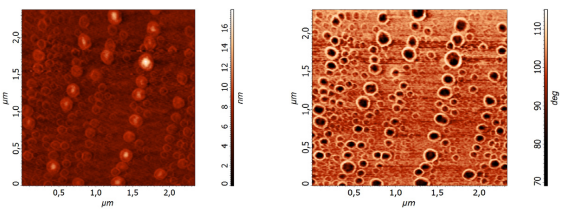


Рис. 1. Один и тот же участок поверхности ленточного аморфного сплава FeSiBNb, не прилегавшей к поверхности барабана при распылении расплава (участок т.н. свободной поверхности), полученный в АСМ: а – в амплитудном контрасте; б – в фазовом контрасте.

Список литературы

1. Шипко М. Н., Каминская Т. П., Степович М. А., Вирюс А. А., Тихонов А. И. *Поверхность. Рентген., синхротрон. и нейтрон. исслед.*, 2023, № 2, С. 17-22.
2. Каминская Т. П., Степович М. А., Шипко М. Н., Тихонов А. И., Попов В. В. *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии,* 2023, Т. 6, № 4, С. 398-409.

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда и Правительства Калужской области № 23-21-10069, https://rscf.ru/project/23-21-10069/.

Магнитноэластомерные композиционные материалы: влияние структуризации на электродинамические свойства [1]

[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 исследовано влияние структуризации внешним магнитным полем при синтезе композитных магнитоактивных материалов на их электродинамические свойства. Показано, что электродинамические свойства исследуемых композиционных материалов с магнитными наполнителями связаны с их внутренней структурой, сформированной при отверждении во внешнем магнитном поле или в отсутствие такового.*

1. Введение

В работах [1-4] были рассмотрены вопросы разработки технологии и создания магнитоактивных эластомеров с заданными электрофизическими, магнитными, упруго-прочностными характеристиками. Было отмечено, что распределение частиц наполнителя в различных областях матрицы неоднородно и анизотропно, характер этого распределения зависит от комплекса свойств матрицы, наполнителя, структуры магнитного поля при изготовлении материала. В представленной работе исследовано влияние структуризации наполнителя на электродинамические свойства магнитноэластомерного композита.

2. Методы и результаты

В целях изучения влияния структуризации при создании композитных магнитоактивных материалов, а также анализа влияния структуры приложенного внешнего магнитного поля в процессе синтеза материалов на их электродинамические свойства были выполнены исследования коэффициента отражения волноводной ячейки при помещении в нее различных пространственных областей полученных образцов. Размеры сечения волновода выбирали таким образом, чтобы они были сравнимы с размерами областей неоднородности образцов.

На рисунке 1 представлена схема измерения коэффициента отражения (S_{22}) в разных областях образца. Малый прямоугольник – сечение волновода (11 x 5.5 мм^2), большой – волноводный фланец.

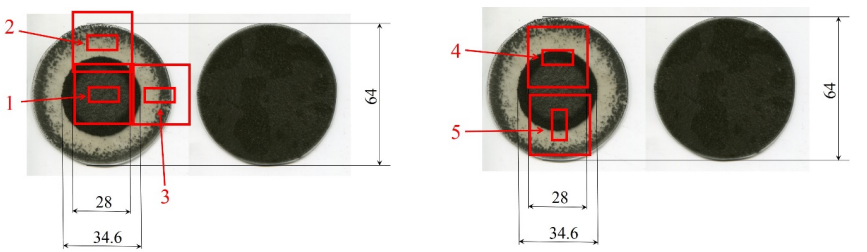


Рис. 1. Схема измерения S_{22} в разных областях образца

Коэффициент отражения (S_{22}) измеряли в полосе частот 17.44…25.86 ГГц при помощи установки на базе векторного анализатора цепей марки M4644A фирмы Anritsu при разных положениях окна волновода: положение 1 – Центр; положения 2, 3 – Ореол на периферии, длинная сторона волновода ориентирована вдоль хорды либо вдоль радиуса образца соответственно; положения 4, 5 – Ореол вокруг центра, длинная сторона волновода ориентирована вдоль хорды либо вдоль радиуса образца соответственно. В каждом положении выполняли дополнительное измерение с наложением внешнего магнитного поля.

[1] Работа выполнена в рамках Госзадания ИРЭ им.В.А.Котельникова РАН FFWZ-2022-0002.

Образцы представляли собой двуслойную комбинацию из пластины композита на основе эластомерной матрицы (хлоропреновый каучук серного регулирования (ПХП) либо полидиметилсилоксана холодного отверждения (СКТН-А)) и порошковых магнитных наполнителей Fe_3O_4, SmCo, NdFeB, ZnNiCo-феррит и пластины из соответствующей ненаполненной матрицы (рисунок 2). Содержание наполнителя в композитных образцах составляло 30, 60 и 100 массовых частей. Для каждой рецептуры исследовали два варианта эластомерного композита: отвержденный в присутствии внешнего магнитного поля напряженностью 0.285 Тл (структурированный) и отвержденный в условиях отсутствия магнитного поля (неструктурированный) [3].

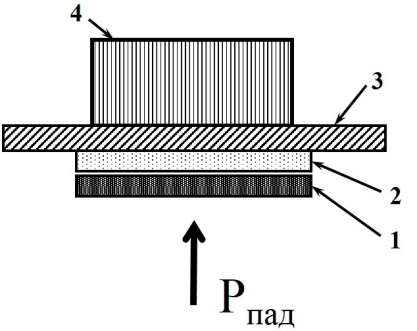


Рис. 2. Схема включения образца в измерительный тракт. 1 – маркированный образец, 2 – чистая матрица, 3 – короткозамыкатель, 4 – постоянный магнит.

В результате измерений получили семейства амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик коэффициента отражения (S_{22}) для каждого из вариантов включения композитного материала в волноводную измерительную ячейку. При исследовании влияния структуризации на АЧХ и ФЧХ коэффициента отражения образцов установлено, что амплитуда и положение полос ослабленного коэффициента отражения определяются рецептурой композита, а в рамках одной рецептуры – характером распределения наполнителя в эластомерной матрице, то есть каждой области образца соответствует свой набор полос ослабления коэффициента отражения и ФЧХ. Необходимо отметить, что композиты на основе жесткой матрицы (ПХП) имеют полосы ослабленного коэффициента отражения в более низкочастотной области (иногда за пределами рабочего диапазона частот), чем композиты на основе мягкой (СКТН-А).

3. Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние структуризации внешним магнитным полем композитных магнитоактивных эластомерных материалов на их электродинамические свойства. Показано, что электродинамические свойства исследуемых композиционных материалов с магнитными наполнителями связаны с внутренней структурой магнитного наполнителя, сформированной при синтезе во внешнем магнитном поле или в отсутствие такового.

Список литературы

1. Фионов А.С., Хачатуров А.А., Сафонов С.С., Тлегенов Р., Голованов Е.В., Сургай А.В., Колесов В.В., Потапов Е.Э. Магнитноструктурированные композиты на основе полихлоропрена и магнетита // XX юбилейная Всероссийская с международным участием Плесская научная конференция по нанодисперсным магнитным жидкостям: Сборник научных трудов, Плес, 13–16 сентября 2022 года. – Иваново: Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина, 2022. – С. 11-16.
2. Фионов А.С., Хачатуров А.А., Колесов В.В., Потапов Е.Э., Сургай А.В. Функциональные эластомерные материалы на основе полихлоропрена и магнетита // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Севастополь: Изд-во СевГУ, 2022. Вып. 4. С. 145-146.
3. 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.
4. Фионов А. С., Хачатуров А. А., Колесов В. В., Потапов Е. Э. Исследование диэлектрических свойств магнитноэластомерных материалов в четвертьволновом коаксиальном резонаторе // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2023. Вып. 5. С. 119-120.

Моделирование магнитноструктурированных композитов в среде COMCOL Multiphysics: приближение эффективной среды [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: *В среде Comsol Multiphysics выполнено моделирование магнитоактивных композитов методом варьирования материальных параметров при распространении волны H_{10} в прямоугольном волноводе. Показано, что оптимальными характеристиками будут обладать магнитодиэлектрические материалы, в которых магнитная компонента постоянной распространения несколько (30…40%) превосходит диэлектрическую.*

1. Введение

Интерес авторов к САПР COMSOL Multiphysics [1] обусловлен выполнением цикла работ, направленных на разработку, изготовление и исследование свойств новых структурированных магнитодиэлектрических композитных материалов с заранее заданными свойствами, которые могут меняться под воздействием внешних магнитного либо электрического полей и которые могут эффективно использоваться при решении проблем электромагнитной совместимости радиоэлектронных устройств и систем [2]. В рамках этих работ разработана технология получения структурированных композитов на основе эластомеров с магнитными наполнителями в присутствии магнитного поля [3]. Модельный эксперимент позволяет определить направления модификации таких материалов для применения в задачах электромагнитной совместимости. Варьируя электрофизические и магнитные характеристики исследуемых материалов в рамках моделирования можно исследовать S параметры различных элементов СВЧ тракта.

2. Объект и задачи исследования

В работе было выполнено моделирование композиционных магнитоактивных материалов методом варьирования электрофизических и магнитных характеристик при распространении волны H_{10} в прямоугольном волноводе. На рисунке 1 представлена созданная в среде Comsol Multiphysics геометрия задачи. Исследуемый материал представляет собой волноводную вставку из магнитодиэлектрика толщиной 1 мм, расположенную симметрично относительно возбуждаемого и приемного концов волновода. Электрическая проводимость исследуемого материала при всех расчетах принималась равной $1 \cdot 10^{-7}$ См/м.

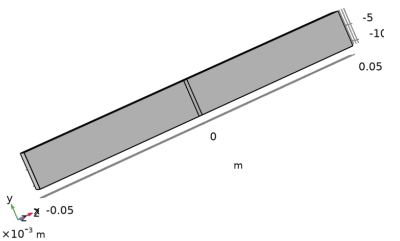
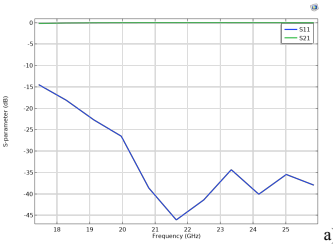


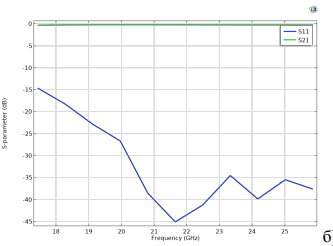
Рис. 1. Геометрия задачи в среде Comsol Multiphysics.

В результате такого моделирования были получены семейства S-параметров волноводного СВЧ тракта сечением 11 х 5.5 мм^2 при различных комбинациях материальных параметров исследуемого материала. Значения ε' (ε") и μ' (μ") варьировались при расчетах. В контексте решения вопросов электромагнитной совместимости интересны материалы с возможностью настройки положения и амплитуды ослабленного коэффициента отражения (КО), а также материалы с коэффициентом пропускания, близким к единице, и возможно более низким КО в широкой полосе частот.

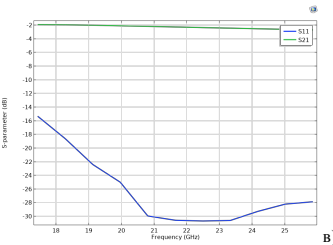
[1] Работа выполнена в рамках госзадания ИРЭ им.В.А.Котельникова РАН FFWZ-2022-0002.



а)



б)

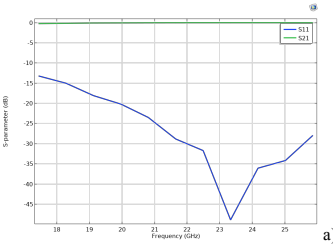


в)

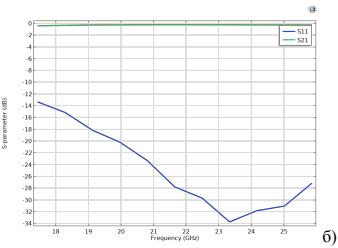
Рис. 2. Значения S_{21} и S_{11} при:

μ' (μ") = 8 (0.1) и:

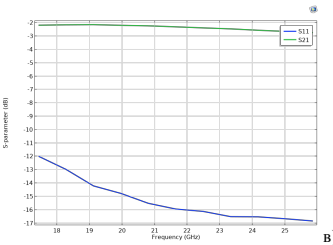
а) ε' (ε") = 6 (0.01) б) ε' (ε") = 6 (0.1) в) ε' (ε") = 6 (1)



а)



б)



в)

Рис. 3. Значения S_{21} и S_{11} при:

μ' (μ") = 4 (0.1) и:

а) ε' (ε") = 2.7 (0.01) б) ε' (ε") = 2.7 (0.1) в) ε' (ε") = 2.7 (1)

Выполненные с ограниченным набором материальных параметров модельные эксперименты показали, что оптимальными характеристиками будут обладать магнитодиэлектрические материалы, в которых магнитная компонента постоянной распространения несколько (30…40%) превосходит диэлектрическую (рис. 2, 3). Возможности гибкой настройки соотношения ε' (ε") и μ' (μ") в широком частотном спектре предоставляет модификация магнитоструктурированных композиционных материалов: выбор матрицы, магнитного наполнителя, его концентрации и характера распределения в матрице, структуризация магнитным полем, подмагничивание готового композита магнитным полем.

3. Заключение

Таким образом, В среде Comsol Multiphysics выполнено моделирование магнитоактивных композитов методом варьирования материальных параметров. Показано, что оптимальными характеристиками будут обладать магнитодиэлектрические материалы, в которых магнитная компонента постоянной распространения несколько (30…40%) превосходит диэлектрическую.

Список литературы

1. Фионов А. С., Петрова Н. Г., Хачатуров А. А., Колесов В. В., Потапов Е. Э. Моделирование магнитоструктурированных эластомерных композитов в среде COMCOL Multiphysics: постановка задачи // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2023. Вып. 5. С. 128-129.
2. Горшенев В.Н., Колесов В.В., Фионов А.С., Эрихман Н.С. Многослойные покрытия с изменяемыми электродинамическими характеристиками на основе наполненных полимерных матриц // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 11. С. 1-18.
3. 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.

Модель и алгоритм определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости на основе видеоимпульсного метода [1]

[1] Петененко Я. А., [1] Тренкаль Е. И.

[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)*
г. Томск, пр. Ленина, 40, 634050, Российская Федерация
yana.petenenko@mail.ru

Аннотация: *Предложена модель и алгоритм определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов с использованием видеоимпульсного метода измерения. Преимуществом метода является невысокая стоимость, простота, невысокие требования к измерительному оборудованию, что позволяет использовать метод для различных, в том числе, полевых применений. В результате использования разработанной модели и алгоритмов определены требования к параметрам генератора тестового сигнала, шумам приёмника, параметрам измерительной ячейки и область применимости метода, что позволяет в дальнейшем реализовать на основе этих требований измерительную систему, применимую для определения диэлектрических параметров материалов.*

1. Введение

На текущий момент в мире представлено множество методов определения диэлектрической проницаемости материалов. Часть методов позволяет выполнять измерение на дискретных частотах [1–2], другие [3–4] применяются для определения параметров в широкой полосе частот СВЧ диапазона. Среди последних наибольшее распространение получили методы на основе измерения с использованием векторных анализаторов цепей [5]. Эти методы крайне актуальны и распространены, в особенности, для лабораторного исследования свойств материалов.

Однако, сложность технического оборудования накладывает определенные ограничения на масштабирование и применимость методов, в особенности для промышленных и полевых измерений. Менее распространенным подходом является применение импульсных методов измерения [6–7], гораздо менее требовательных к аппаратной реализации и более предпочтительных с точки зрения массогабаритных показателей. В частности, по этой причине распространение получил метод импульсной рефлектометрии в задаче определения влажности почв, где принцип функционирования построен на анализе диэлектрической проницаемости почвы в зависимости от влагосодержания [8].

Данная работа посвящена разработке модели и алгоритмов определения диэлектрической проницаемости веществ на основе временного видеоимпульсного метода измерения.

2. Моделирование и алгоритм

Модель измерительной системы может быть описана аппаратом классических матриц передачи [9] и представлена в виде ступенчато-нерегулярного тракта, состоящего из подводящих секций $[a]_1$, $[a]_3$, которые могут описывать фрагмент измерительной ячейки/подводящие кабели, и секции с измеряемым диэлектриком $[a]_Д$ (рис. 1). Матрицы передачи описываются как распределенная структура через относительную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_r(f)$, $\varepsilon_т$, вносимые потери $\alpha_т$, α, длины секций l_1, l_2, l_3 общей длиной L. Частотная зависимость $\varepsilon_r(f)$ может быть задана уравнениями Дебая или другими способами.

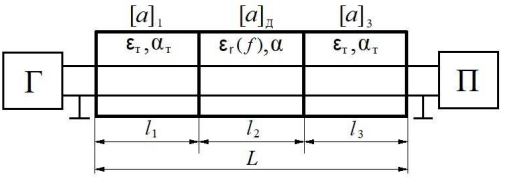


Рис. 1 – Схема моделируемой структуры:

Г – генератор; П – приёмник

Эквивалентная матрица передачи определяется выражением $[a]=[a]_1\cdot[a]_Д\cdot[a]_3$.

Частотная зависимость напряжения на выходе $U_{вых}(f)$ структуры может быть получена через входные напряжение $U_{вх}(f)$, ток $I_{вх}(f)$ и сопротивление $Z_{вх}(f)$ путем использования следующего ряда выражений:

$$U_{вых}(f) = [a]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} U_{вх}(f) \\ I_{вх}(f) \end{bmatrix},\ U_{вх}(f) = I_{вх}(f) \cdot Z_{вх}(f),$$

$$I_{вх}(f) = \frac{E(f)}{Z_{\Gamma} + Z_{вх}(f)},\ Z_{вх}(f) = \frac{[a]_{1,1} \cdot Z_H + [a]_{1,2}}{[a]_{2,1} \cdot Z_H + [a]_{2,2}},$$

где Z_{Γ} – сопротивление генератора; $Z_{\text{Н}}$ – сопротивление нагрузки (приёмника); $E(f)$ – спектральное представление тестового сигнала. Измеряемая полоса и точность измерения определяется длительностью тестового сигнала и отношением сигнал-шум. В данной работе был использован тестовый сигнал длительностью менее 250 пс, амплитудой более 1,5 В. Временная характеристика может быть получена применением обратного преобразования Фурье $F^{-1}(U_{\text{вых}})$. Для моделирования неидеальности приёмника к выходному сигналу добавляется белый шум с распределением Гаусса с типовым значением амплитуды для измерительной техники такого назначения.

Определение диэлектрической проницаемости может быть выполнено на основе двух измерений, следуя следующему алгоритму:

1.Выполнение калибровочного измерения при отсутствии диэлектрика ($\varepsilon_r = \varepsilon_{\text{т}}$). В случае применения коаксиальной линии передачи $\varepsilon_r = 1$; при применении полосковых линий передачи $\varepsilon_r = \varepsilon_{\text{эфф}}$. Результат – получена характеристика $u_{\text{К}}(t)$, определена $\varepsilon_{\text{эфф}}$.

2.Выполнение измерения с диэлектриком. Результат – получена характеристика $u_{\text{И}}(t)$. Следствием внесения диэлектрика является рассогласование тракта, что влечет к наличию на временной характеристике паразитных сигналов и их наложений на полезный сигнал.

3.Фильтрация характеристики с целью устранения паразитных откликов и/или использование временных окон, захватывающих прошедшие сигналы характеристик $u_{\text{К}}(t)$ и $u_{\text{И}}(t)$ с исключением паразитных составляющих. Результат – характеристики $u_{\text{КФ}}(t)$ и $u_{\text{ИФ}}(t)$, на каждой из которых представлен один импульсный сигнал и отсутствуют результаты переотражения сигнала.

4.Вычисление спектров сигналов $u_{\text{КФ}}(t)$ и $u_{\text{ИФ}}(t)$ применением преобразования Фурье и выделение фазовых характеристик, вычисление полных фаз $\varphi_{\text{К}}(f)$ и $\varphi_{\text{И}}(f)$.

5.Определение частотной зависимости диэлектрической проницаемости материала по формуле (1):

$$\varepsilon_r(f) = \left(\frac{(\varphi_{\text{И}}(f) - \varphi_{\text{К}}(f)) \cdot c}{2\pi \cdot l \cdot f(i)} + \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}} \right)^2, \quad (1)$$

где c – скорость света, м/с; l – длина измеряемого диэлектрика, м.

3. Заключение

Предложена модель и алгоритм определения частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов с использованием видеоимпульсного метода измерения. В результате моделирования определены требования к измерительной системе, в частности, к параметрам генератора тестового сигнала, шумам приёмника, параметрам измерительной ячейки. Основным преимуществом видеоимпульного метода по сравнению с технологией на основе ВАЦ является: невысокая стоимость, простота, невысокие требования к измерительному оборудованию, что позволяет использовать метод для различных, в том числе, полевых применений. При этом важно отметить, что метрологические характеристики остаются сопоставимыми с другими частотными методами измерения.

Список литературы

1. Ladbrooke P.H., Potok M.H.N. Coupling Errors in Cavity-Resonance Measurements on MIC Dielectrics // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1973. – P. 560–562.
2. Howell J.Q. A Quick Accurate Method to Measure the Dielectric Constant of Microwave Integrated-Circuit Substrates // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1976. – P. 142–144.
3. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. – 1963. – 404 с.
4. Бежко М. Изменение параметров материалов в СВЧ-диапазоне с помощью ПО для анализа параметров материалов Keysight N1500A // Технологии в электронной промышленности. – 2015. № 8. – 5 с.
5. Кунрод Д. Определение параметров материалов печатных плат в миллиметровом диапазоне // СВЧ- электроника. – 2019. – № 3. – С. 46–50.
6. Courtney C. C., Motil W. One-port time-domain measurement of the approximate permittivity and permeability of materials // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1999. – Vol. 47. – P. 551–555.
7. Nicolson M., Ross G. F. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1970. – Vol. 19. – P. 377–382.
8. Umenyiora, C. A. etc. Dielectric Constant of Sand Using TDR and FDR Measurements and Prediction Models // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2012. Vol.40. № 10. – P. 2408–2415.
9. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Связь, 1971. 388 с.

Таммовские резонансы в структуре одномерный СВЧ фотонный кристалл — слой воды[1]

[1]Скрипаль А.В., Пономарев Д.В., Волшаник М.А.

[1] *Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского г. Саратов, 410012, Российская Федерация*
skripala_v@info.sgu.ru

Аннотация: *Исследованы амплитудно-частотные характеристики сверхвысокочастотных фотонных кристаллов, обусловленные эффектом возникновения фотонных таммовских состояний в запрещённой зоне при использовании в качестве интерфейса поглотителя электромагнитного излучения микроволнового диапазона сплошного слоя воды. Установлено, что увеличение толщины слоя дистиллированной воды приводит к затухающим осцилляциям частоты и амплитуды таммовского резонанса.*

1. Введение

В настоящее время усилился интерес к возможности применения в микроволновой технологии в качестве поглотителя электромагнитной энергии структур, содержащих воду, как в виде сплошных слоёв, так и в виде отдельных периодически расположенных капель [1], поскольку вода в СВЧ-диапазоне характеризуется значительной величиной действительной части и мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости. При этом отмечается, что поглотители электромагнитного излучения микроволнового диапазона на основе водосодержащих структур, обладают рядом преимуществ, таких как биосовместимость, доступность, простота настройки, оптическая прозрачность. В настоящей работе исследуются АЧХСВЧ фотонных кристаллов, обусловленные эффектом возникновения фотонных таммовских состояний в запрещённой зоне при использовании в качестве интерфейса поглотителя электромагнитного излучения сплошного слоя воды.

2. Компьютерное моделирование

В диапазоне частот 7–13 ГГц исследованы СВЧ фотонные кристаллы на основе прямоугольного волновода с диэлектрическим заполнением: в виде периодически чередующихся слоев керамики Al_2O_3 (нечетные слои, ε=9.6, толщина 0.5 mm) и тефлона (четные слои, ε=2.0, толщина 18 mm). Фотонные кристаллы состояли из 11 слоев, слои полностью заполняли поперечное сечение волновода. К фотонному кристаллу примыкал отрезок волновода, заполненный сплошным слоем дистиллированной воды, толщиной *d*. Слой воды отделялся от последнего слоя фотонного кристалла тонкой тефлоновой плёнкой.

Для расчета частотной зависимости коэффициента отражения $S_{11}(f)$ и прохождения $S_{21}(f)$ электромагнитной волны использовалась матрица передачи слоистой структуры [2] с различными значениями постоянной распространения электромагнитных волн γ_i и γ_{i+1} при учете распространения в волноводе только волны основного типа H_{10}, где *i*–номер слоя.

Частотная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon^*(\nu)$ дистиллированной воды определялась на основе модели двухчастотной дебаевской релаксации [3]:

$$\varepsilon^*(\nu) = \varepsilon_\infty + \frac{\Delta\varepsilon_1}{1 + i2\pi\nu\tau_1} + \frac{\Delta\varepsilon_3}{1 + i2\pi\nu\tau_3}$$

Для описания фотонных таммовских резонансов в структуре одномерный СВЧ фотонный кристалл/ сплошной слой воды был выполнен расчет коэффициента прохождения и отражения в диапазоне частот 7–13 ГГц.

В результате было установлено, что на АЧХ фотонных кристаллов как в первой, так и во второй запрещенных зонах на частотах f_{Tamm1} и f_{Tamm2} возникают таммовские резонансы, положение которых зависит от толщины слоя дистиллированной воды.

При увеличении толщины слоя дистиллированной воды наблюдается монотонное уменьшение частоты таммовского резонанса в первой запрещённое зоне в диапазоне толщин 0 – 2.0 мм (см. рис. 1, а) и во второй запрещённой зоне в диапазоне толщин 0– 1.2 мм (см. рис. 2, б). Дальнейшее увеличение слоя воды приводит к затухающим осцилляциям частоты таммовского резонанса.

[1]Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет 2030»).

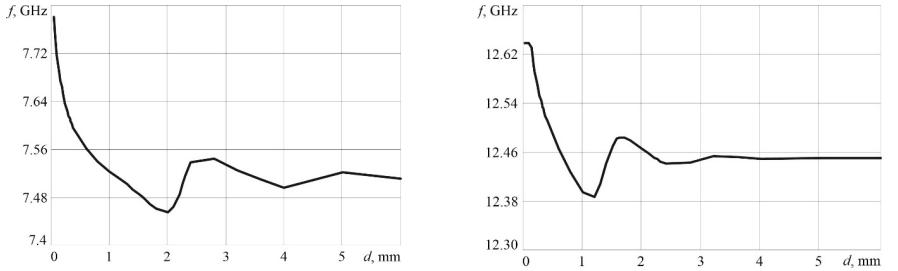


Рис. 1 Зависимости частоты таммовского резонанса в первой (а) и второй (б) запрещённых зонах от толщины воды

Изменение амплитуды таммовских резонансов в первой и второй запрещённых зонах с увеличением толщины слоя воды представлены на рис. 2. Как следует из представленных результатов, с увеличением слоя воды наблюдаются осцилляции амплитуды таммовских резонансов затухающие при большой толщине слоя воды. При этом осцилляции амплитуды таммовских резонансов во второй запрещённой зоне значительно меньше.

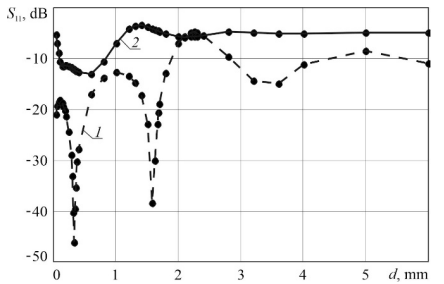


Рис. 2 Зависимости амплитуды таммовского резонанса в первой (кривая 1, пунктирная) и второй (кривая 2, сплошная) запрещённых зонах от толщины воды

3. Экспериментальные данные

Экспериментально исследовался фотонный кристалл, созданный в соответствии с описанной выше моделью. Измерения были выполнены с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-X Network Analyzer N5242A в диапазоне частот 7–13 ГГц. Для изоляции воды использовалась тефлоновая плёнка между фотонным кристаллом и слоем воды.

В результате эксперимента было установлено, что при увеличении толщины слоя дистиллированной воды наблюдается монотонное уменьшение частоты таммовского резонанса как в первой, так и во второй запрещённых зонах в диапазоне толщин 0 – 1.2 мм. Дальнейшее увеличение слоя воды приводит к затухающим осцилляциям частоты таммовского резонанса. При этом с увеличением слоя воды наблюдаются осцилляции амплитуды таммовских резонансов затухающие при большой толщине слоя воды. Это соответствует результатам компьютерного моделирования.

4. Заключение

Таким образом, исследования АЧХ структуры одномерный СВЧ фотонный кристалл/ слой воды позволили пронаблюдать эффекты возникновения фотонных таммовских состояний в запрещённой зоне и установить, что увеличение толщины слоя дистиллированной воды приводит к затухающим осцилляциям частоты и амплитуды таммовского резонанса.

Список литературы

1. Wen J., Zhao Q., Peng R., Yao H., Qing Y., Yin J., Ren Q. Progress in water-based metamaterial absorbers: a review // Optical Materials Express. 2022. Vol. 12. No. 4. P. 1461–1479.
2. Усанов Д.А., Никитов С.А., Скрипаль А.В., Пономарев Д.В. Одномерные СВЧ фотонные кристаллы. Новые области применения. Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2018. 184 с.
3. Sato T., Buchner R. Dielectric Relaxation Processes in Ethanol/ Water Mixtures // J. Phys. Chem. A. 2004. Vol. 108. No. 23. P. 5007–5015.

СВЧ-переключатели из гибридных органических материалов на основе цинковых комплексов

Мазинов А. С., Цапик Д. К., Колосовский А. В., Варагушин П. А.

Физико-технический институт КФУ им. В.И.Вернадского
г. Симферополь, 295007, проспект Вернадского, 4, Российская Федерация
mazinovas@cfuv.ru, tsapikdk@cfuv.ru

Аннотация: *Органические материалы, такие как $C_{48}H_{42}N_6O_2Zn$ и $C_{54}H_{54}N_6O_2Zn$, на высоких частотах изменяют реактивное сопротивление обратно пропорционально силе оптического излучения, что позволяет использовать их в качестве коммутаторов фазовращателей и аттенюаторов пассивных антенных решеток. Исследован коэффициент стоячей волны при помещении прототипа коммутатора в разрыв фидера полосковой антенны; предложено схемотехническое решение его использования.*

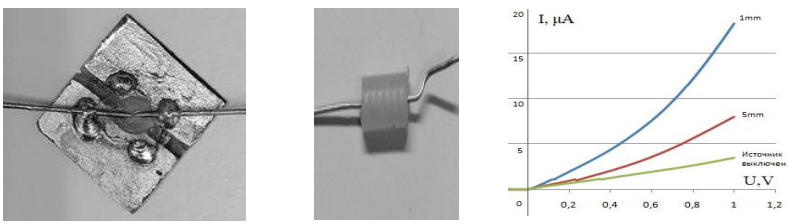
1. Введение

Растущие требования к скорости передачи данных через каналы GPRS вынуждают искать новые способы радиосвязи между конечными устройствами и базовыми станциями. Чтобы обеспечить высокую пропускную способность без потери дальности на более высоких частотах используют пассивные фазированные решетки (далее ПФАР). В системах сотовой связи 5G классические антенны уступили ПФАР. Их применение позволяет оперативно изменять направление луча в сторону приемника. ПФАР состоит из массива антенн излучающих со сдвигом фаз, который и вызывает наклон луча. Сдвиг обеспечивается группой фазовращателей под управлением контроллера [1].

Коммутационным элементом фазовращателя является полупроводниковый p-i-n диод или транзистор, а также интегральные сборки на их основе [4]. Разработка переключающих элементов на базе светочувствительных гибридных органических материалов на основе цинковых комплексов (далее органические материалы) позволит избавиться от проводных шлейфов управления, увеличить полосу пропускаемых частот; силой оптического излучения изменять реактивное сопротивления переключателя, тем самым использовать его в качестве аттенюатора.

2. Исследование электрофизических параметров органических материалов

Как показано в работах [2, 3] органические материалы $C_{48}H_{42}N_6O_2Zn$ и $C_{54}H_{54}N_6O_2Zn$ обладают нелинейной вольт-амперной характеристикой (далее ВАХ), а также отрицательным дифференциальным сопротивлением. Экспериментальным путём была проверена возможность изменения проводимости путём оптического воздействия на образцы из фольгированного стеклотекстолита.



а) б) в)

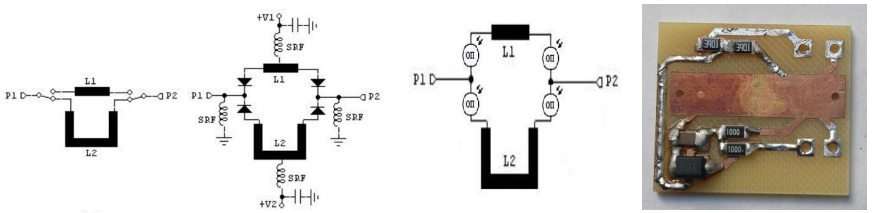
Рис. 1. а) Образец элемента, обладающий отрицательным дифференциальным сопротивлением; б) образец элемента со стабилизированной вольт-амперной и люкс-амперной характеристикой; в) вольт-амперная характеристика элемента цинкового комплекса в зависимости расстояния воздействия ультрафиолетовым источником.

Порошковый органический материал был растворен в хлороформе и нанесен на покровное стекло толщиной 0,1 мм. Подключение к стеклу выполнено иглами из никелированной стали (рис. 1.а). В ходе проведения эксперимента было обнаружено, что со временем электрические параметры созданного элемента начинают «плыть» из-за испарения растворителя и окисления органического материала. Для предотвращения этого эффекта, жидкий раствор цинкового комплекса был помещен в замкнутой капсуле из сшитого полиэтилена (рис. 1, б), которая позволяла одновременно при подаче напряжения освещать образец светодиодным источником ультрафиолетового излучения с силой све-

та 100 мКд и длиной волны 400 нм на расстоянии 1 и 5 мм. Получившаяся ВАХ представлена на рис. 1, в.

2. Элементы из органических материалов как СВЧ- переключатели

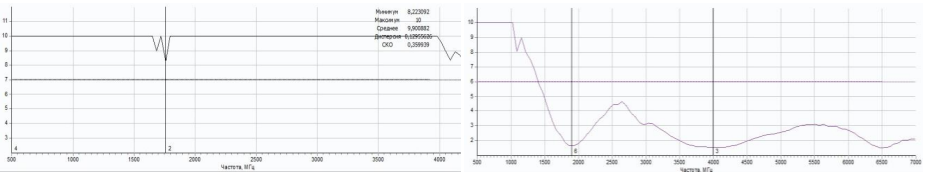
Эквивалентная схема фазовращателя представлена на рис. 2, а (слева) [4]. На рис. 2, а (справа) [4] переключательные p-i-n диоды используются для пропускания СВЧ сигнала по одной из двух линий различной длины для получения сдвига по фазе. Данных фазосдвигающих ячеек может быть несколько, комбинируя их можно получить любой фазовый сдвиг в интервале 0..360 в зависимости от конфигурации.



а) б) в)

Рис. 2. а) Эквивалентная схема и схема фазовращателя на p-i-n диодах; б) предложенная схема фазовращателя на оптически управляемых переключателей из органических материалов; в) экспериментальный переключатель (органический материал стабилизирован бесцветным цапонлаком).

Исследование поведения переключателя из органического материала производилось с помощью полосковой антенны путем разрезания и установки его на расстоянии λ /8 от фидера антенны. Был измерен коэффициент стоячей волны без воздействия оптического источника (рис. 3, а), затем над элементом щелью был смонтирован ультрафиолетовый светодиод GNL-3014VC (100мКд 400нм), полученный коэффициент стоячей волны изображен (рис. 3, б).



а) б)

Рис. 3. Исследование коэффициента стоячей волны а) без воздействия оптического источника; б) с воздействием.

3. Заключение

Существующие дискретные коммутаторы в виде p-i-n диодов, транзисторов или интегральных схем, например MC241AQS16, обладают ограниченным рабочим диапазоном частот. Разработанные коммутационные элементы на цинковых комплексах обладают более широкой полосой пропускаемых частот; управление ими с помощью источника ультрафиолетового излучения даст широкие возможности для построения новых устройств в сверхвысокочастотном диапазоне с использованием оптоволоконных коммутационных шлейфов.

Список литературы

1. Phased Array Antenna Design for 5G Applications // Altium URL: https://resources.altium.com/p/phased-array-antenna-design-5g-applications (дата обращения: 19.05.2024).
2. Гусев А. Н. и др. N-образные вольт-амперные характеристики гибридных органических материалов на основе цинковых комплексов //Письма в Журнал технической физики. – 2021. – Т. 47. – №. 8. – С. 3-6.
3. Kaupužs J. et al. Origin of n-type conductivity in ZnO crystal and formation of Zn and ZnO nanoparticles by laser radiation //Optics & Laser Technology. – 2019. – Т. 111. – С. 121-128.
4. Phase Shifters // Iulian Rosu, YO3DAC / VA3IUL URL: https://www.qsl.net/va3iul/Phase_Shifters/Phase_Shifters.pdf (дата обращения: 19.05.2024).

Импеданс-спектроскопия ультратонких SOI структур с высокоомными TR-HR слоями для MW IC

[1] Попов В. П., [1] Жилицкий В. Е., [1] Антонов В. А., [2] Мяконьких А. В. [2] Руденко К. В.

[1] *Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова СО РАН*
г. Новосибирск, 630090, Проспект академика Лаврентьева 13, Российская Федерация
popov@isp.nsc.ru
[2] *Физико-технологический Институт им. К.А. Валиева РАН*
г. Москва, 117218, Нахимовский проспект д.36 к.1, Российская Федерация

Аннотация: *Методом радиочастотной импедансной спектроскопии исследованы свойства ультратонких структур кремний-на-изоляторе (SOI) на подложках низкоомного кремния для СВЧ и радиофотонных интегральных схем (MW IC). SOI структуры с нанометровыми слоями кремния и скрытого SiO_2 и $Hf_xAl_yO_z$ диэлектриков были сформированы введением в Si подложку термостабильных высокоомных (HR) слоев с ловушками (TR) после имплантации молекулярных ионов CO^+ и отжига. Результаты измерений на SOI MOS структурах и на копланарных линиях CPW в диапазоне 0.001-5 МГц показали, что формирование TR-HR слоя под областью MW элементов на общедоступных кремниевых подложках снижает проходную емкость C_p и увеличивает эффективного сопротивления подложки ρ_{eff} до уровней, сравнимых с TR-HR SOI® пластинами фирмы SOITEC.*

1. Введение

Электрофизическими измерениями и численными расчетами мы показали возможность использования сравнительно низкоомных подложек для формирования *MW IC* с интеграцией CMOS-логики и радиочастотных CPW и CMOS элементов [1-4]. Суб-28 нм технологические нормы CMOS-технологии позволяют достигать сверхвысоких (до 400 ГГц) частот переключений полностью обедняемых (FD) MOS-транзисторах на высокоомных подложках с микрометровыми слоями поликремния *TR-HR SOI*® [5]. Несмотря на успешное внедрение в производство *HR-TR SOI*® высокоомных пластин выращенного в магнитном поле кремния Чохральского (mCz Si), с меньшим содержанием примесного кислорода и меньшей стоимостью, чем у бестигельного кремния (FZ Si), необходимость формирования дополнительного высокоомного поликремниевого слоя ловушек под толстым (>100 нм) слоем встроенного изолятора (buried oxide – BOX) не только увеличивает стоимость, но и не позволяет создавать энергоэффективные MW IC на многозатворных FD MOS-транзисторах с динамически регулируемым со стороны подложки пороговым напряжением транзисторов.

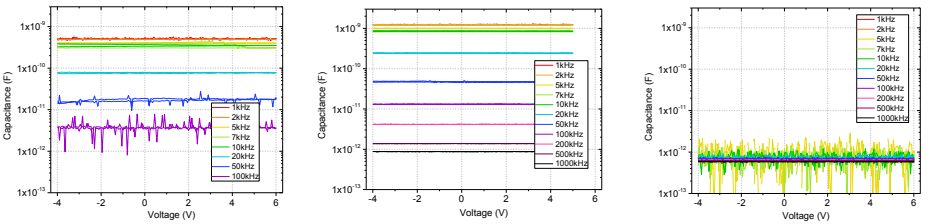
Целью настоящей работы являлось сравнение электрофизических параметров, определяемых методом импеданс-спектроскопии на SOI MOS структурах и CPW линиях в диапазоне частот 1-5000 кГц, с TR-HR слоями, сформированными имплантацией ионов CO^+ в подложке под областью расположения СВЧ элементов, на стандартных КНИ пластинах, на КНИ пластинах с BOX слоем с высокой диэлектрической проницаемостью (high-k BOX), а также на поверхность высокоомных подложек кремния вместо поликремния, наносимого CVD осаждением. Формирование TR-HP слоев непосредственно в подложке имплантацией ионов CO^+ обеспечивает снижение проходной емкости Ср и увеличение эффективного сопротивления подложки ρ_{eff} , сравнимое с TR-HR SOI® пластинами фирмы SOITEC, но является экономически и технически более эффективным для массового производства благодаря возможности локализации участков с радиочастотными элементами, интегрированными с CMOS-транзисторами с динамическим порогом в однокристальной SOI MW IC [4].

2. Результаты и выводы

Высокоимпедансные TR слои были сформированы облучением подложек - пластин (001) Si n- и p-типа с удельным сопротивлением 3.5-10 и 0.3-0.6 Ом·см, соответственно, а также высокоомных пластин (111) Si (2-4 кОм·см) на имплантере IMC 200 ионами CO^+ и N_2^+ с энергией E = 90 и 200 кэВ флюенсами Ф = (5-25)x10^{15} $см^{-2}$ до сращивания (бондинга) и переноса Si-слоя вместе с SiO_2 слоем при формировании SOI структур методом Smart Cut©. По данным XTEM внедрение ионов CO^+ (E = 90 кэВ Ф = 1x10^{16} $см^{-2}$) в подложку Si через слой 40 нм SiO_2 приводило к формированию заглубленного на 120 нм аморфного слоя толщиной 80 нм. При увеличении энергии и флюенса до Ф = 3x10^{16} $см^{-2}$ аморфный слой достигал глубины 400 нм от поверхности. При рекристаллизации этого слоя формируются поликристаллическая структура TR слоя с преципитатами карбида и оксида кремния, срывающими эпитаксиальный рост кремния от подложки. Результатом отжига при T > 900^0C является термостабильный поликристаллический TR-HR слой толщиной 300 нм для ионов CO^+ с энергией E = 200

кэВ [1-3]. Помимо ловушек заряда, TR-HR слои содержат преципитаты SiOx и SiC, геттерирующие бор и фосфор и снижающие концентрацию свободных носителей заряда на 1-2 порядка после высокотемпературного отжига. В отожженных SOI структурах TR слой может быть создан на локальных участках в низкоомной подложке под слоем BOX в имплантированных ионами CO^+ областях.

Электрофизические свойства мезаструктур на TR-HR SOI структурах определялись на основе импедансных измерений в зависимости от частоты ω и напряжения смещения V. Данные C-V (V, ω) и G-V (V, ω) демонстрируют минимальную емкость из-за образования 2 мкм области пространственного заряда (SCR) за TR слоем при 30с быстрых термообработках (БТО) до $T \leq 900^oC$. Отсутствие полевой зависимости емкости C_{BOX} после БТО с $T \geq 1000^oC$ свидетельствует о неизменной толщине SCR, практически не зависящей от типа встроенного диэлектрика BOX. Действительно, емкость $C_{HfO2BOX}$ должна была бы быть в >20 раз больше, чем $C_{SiO2BOX}$, но на самом деле разница всего лишь в 2.4 раза при частоте 1 кГц и в ~3 раза при частоте 0.1 и 1 МГц после БТО при $T = 1000^oC$. что может быть обусловлено высокой плотностью ловушек D_{it} на гетерогранице и в самом рекристаллизованном TR слое толщиной до несколько сотен нанометров с фиксированным в середине запрещенной зоны уровнем Ферми как для высокомной FZ Si подложки без зависимости от частоты (Рис.1).



а) б) с)

Рис. 1. а) Частотные C-V зависимости КНИ МДП конденсаторов с 40 нм SiO_2 (a), 12 нм HfO_2 (b), 400 нм SiO_2 (c) в качестве слоя BOX и TR слоем в кремниевой подложке n- с удельным сопротивлением 3.5-10 Ом·см (a, b), а также в высокоомной (2-4 кОм·см) подложке (111) FZ Si (c) после отжига при 1000 ^oC

Как видно из рисунка, КНИ структуры, изготовленные на низкоомных Si подложках с TR-HR слоями, демонстрируют свойства, подобные *TR-HR SOI*® структурам на высокоомном кремнии с поликремниевым подслоем, что допускает их применение в MW и mmWave диапазонах. При этом недостатками CVD TR-HR слоев поликремния являются меньшая термостабильность и паразитный примесный фон. В предложенной идеи формирования TR-HR слоев имплантацией ионов CO^+ реализован эффект формирования разнополярно заряженных широкозонных, относительно кремния и диэлектрика BOX, нанокристаллов SiC и аморфных преципитатов SiO_2. Они формируют вокруг себя перекрывающиеся SCR с минимальным содержанием подвижных носителей заряда при оптимальной концентрации включений. Пригодность этого метода для производства MW IC подтверждена исследованием параметров TR-HR слоев, содержащих наноразмерные преципитаты SiC и SiO_2 в низкоомном (~0.1-10 Ом·см) кремнии Cz-Si при имплантации молекулярных ионов CO^+. TR-HR слой сохранялся как в приборном ультратонком SOI слое, так и в подложках в процессах изготовления CMOS логики, волноводов CPW и оптоэлектронных фазовращателей на high-k сегнетоэлектриках. Подвижность носителей заряда в приборном SOIслое вне TR-HR области практически не отличалась от исходных SOI слоев.

Список литературы

1. V.P. Popov, S.M. Tarkov, F.V. Tikhonenko, V.A. Antonov, I.E. Tyschenko, S.G. Simakin, K.V. Rudenko, Thermally robust high-resistance layers on low-resistance silicon synthesized by molecular CO+ ion implantation. // Phys. Stat. Sol. A, 2021, 218(23), 2100109 (1-7) https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/pssa.202100109
2. V. P. Popov, F. V. Tikhonenko, V. A. Antonov, A.K.Gutakovskii, V.I.Vdovin, S. G. Simakin, K. V. Rudenko. Blister suppression in the CO+ molecule implanted SOI substrates with ultrathin buried oxides. // Materials Today Communications 28 (2021) 10249. Ссылка только на проект МОН №2020-1902-01-058 https://doi.org/10.1016/j.mtcomm.2021.102498
3. I. Tyschenko, F. Tikhonenko, A. Gutakovskii, V. Vdovin, K. Rudenko, V. Popov. High-resistance thermally stable silicon layers produced by the CO+ ion implantation. Materials Letters, vol. 318 (2022) 132162 doi:/10.1016/j.matlet.2022.132162
4. В.П. Попов, К.В. Руденко. Применение структур SOI с высокоомными слоями в кремниевых RFIC.// Труды 32-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», (11-17 сентября 2022 г., Севастополь, Россия), 2022, вып.4., с.167-168. ISSN 2619-1628.

Device characterization of the gate-all-around field-effect transistor with a SiO_2/HfO_2 gate dielectric[1]

Volcheck V. S., Lovshenko I. Yu., Hvazdouski D. C., Baranava M. S., Roshchenko, P. S., Stempitsky V. R.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
Minsk, 220013, 6 P. Brouka Str., Republic of Belarus
vlad.volchek@bsuir.by

Abstract: *A simulation procedure for determining the input characteristics of a silicon-based gate-all-around field-effect transistor with a SiO_2/HfO_2 gate dielectric is presented. The ferroelectric polarization–voltage hysteresis loop is also demonstrated.*

1. Introduction

Ferroelectric field-effect transistors, in which gate dielectrics are formed of thin films based on ferroelectric materials, are very promising for non-volatile memory applications [1]. These devices have begun to draw meticulous attention since the ferroelectric effect was observed in hafnium oxide (HfO_2) [2]. In the past several years, among the ferroelectric field-effect transistors, an increasing interest has been aroused by gate-all-around field-effect transistors (GAAFET) [3]. Although these devices are continuously reported to show outstanding performance, the scope of their characterization rarely goes beyond the simple estimation of drain current–gate-source voltage characteristics and threshold voltage shift [4]. In this paper, we present a simulation procedure for determining the input characteristics of a silicon-based GAAFET with a SiO_2/HfO_2 gate dielectric as well as the ferroelectric polarization–voltage hysteresis loop.

2. Simulation Details

A two-dimensional representation of the three-dimensional device structure is shown in Fig. 1. It consists of a 4-µm-thick silicon dioxide (SiO_2) substrate, three 4-µm-thick silicon (Si) conducting channels between source and drain electrodes, and a common gate electrode with SiO_2/HfO_2 gate dielectrics. Each of the visible parts of the gate has a thickness of 50 nm. The thickness of the SiO_2 layers is 1 nm, while the thickness of the HfO_2 layers equals to either 0.1 or 0.2 µm. The gate is 4 µm long. The separation between the source and drain electrodes equals to 5.06 µm.

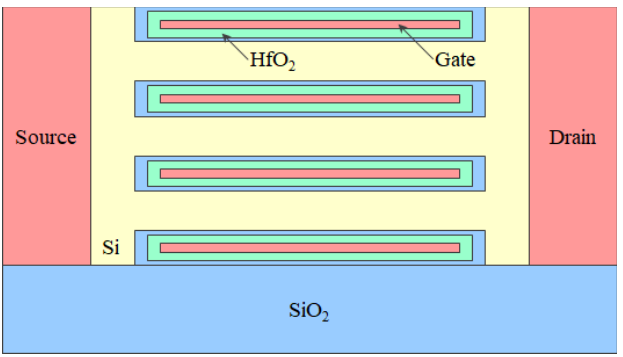


Fig. 1. Device structure

The silicon region is uniformly doped by acceptors to a background concentration of $3 \cdot 10^{16}$ cm^{-2}. The source and drain contact regions are both doped by donors to a maximum concentration of $2 \cdot 10^{20}$ cm^{-2}. The workfunction of the gate is chosen to be 5 eV.

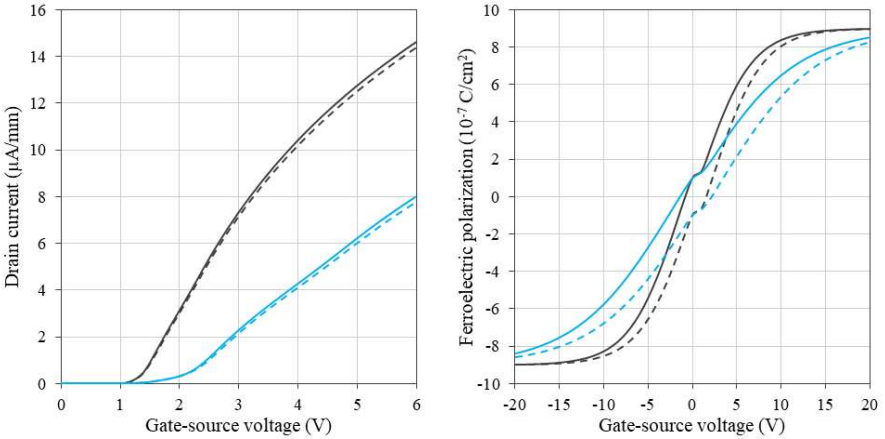
[1] This work is supported by the grant Ф22КИТ-030 of the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research.

The Lombardi mobility model is used to include the effects of doping concentration and electric field.

Ferroelectric materials have high dielectric constants, polarization and hysteresis. To simulate these effects, a modified variant of the ferroelectric model [5] was implemented. For HfO_2, a value of 25 was used for the dielectric constant [6].

3. Results

In Fig. 2, the characteristics of the silicon-based GAAFET with the SiO_2/HfO_2 gate dielectrics are presented. The black curves correspond to the HfO_2 layer with the thickness of 0.1 μm, while the blue curves are given for the thickness of 0.2 μm. The solid lines are obtained when the polarization is negative, while the dashed lines correspond to the positive polarization.



a) b)

Fig. 2. Characteristics of the silicon-based GAAFET with the SiO_2/HfO_2 gate dielectrics: a) drain current vs. gate-source voltage; b) ferroelectric polarization vs. gate-source voltage

4. Conclusions

A simulation procedure for determining the drain current–gate-source voltage characteristics and ferroelectric polarization–voltage hysteresis loop of a silicon-based GAAFET with a SiO_2/HfO_2 gate dielectric was demonstrated. It was shown that an increase in the HfO_2 layer thickness from 0.1 to 0.2 μm leads to a reduction in the drain current from 14.6 (14.4) to 8.0 (7.8) μA/mm at a gate-source voltage of 6 V.

References

1. Jiao H., Wang X., Wu S., Chen Y., Chu J., Wang J. Ferroelectric Field Effect Transistors for Electronics and Optoelectronics // Appl. Phys. Rev. 2023. Vol. 10. No. 1. Art. No. 011310.
2. Mulaosmanovic H., T. Breyer E., Dunkel S., Beyer S., Mikolajick T., Slesazeck S. Ferroelectric Field-Effect Transistors Based on HfO_2: A Review // Nanotechnology. 2021. Vol. 32. No. 50. Art. No. 502002.
3. Lin Y.-W., Sun C.-J., Chang H.-H., Huang Y.-H., Yu T.-Y., Wu Y.-C., Hou F.-J. Self-Induced Ferroelectric 2-nm-Thick Ge-Doped HfO_2 Thin Film Applied to Ge Nanowire Ferroelectric Gate-All-Around Field-Effect Transistor // Appl. Phys. Lett. 2020. Vol. 117. No. 26. Art. No. 262109.
4. Toprasertpong K., Tahara K., Takenaka M., Takagi S. Evaluation of polarization characteristics in metal/ferroelectric/semiconductor capacitors and ferroelectric field-effect transistors // Appl. Phys. Lett. 2020. Vol. 116. No. 24. Art. No. 242903.
5. Miller S. L., Nasby R. D., Schwank J. R., Rodgers M. S., Dressendorfer P. V. Device Modeling of Ferroelectric Capacitors // J. Appl. Phys. 1990. Vol. 68. No. 12. P. 6463–6471.
6. Lu, B., Lv H., Zhang Y., Zhang Y., Liu C. Comparison of HfAlO, HfO_2/Al_2O_3, and HfO_2 on n-Type GaAs Using Atomic Layer Deposition // Superlattices Microstruct. 2016. Vol. 99. P. 54–57.

Электростатическая система одномерных 1D-контактов Шоттки

[1,2] Торхов Н. А., [1] Мосунов А. А.

[1] *Севастопольский государственный университет*
г. Севастополь, ул. Университетская д.33, 299053, Российская Федерация
[2] *АО «НИИПП» г. Томск*
г.Томск, ул. Красноармейская 99 А, 634036, Российская Федерация, trkf@mail.ru

Аннотация: *Проведены исследования электростатической природы 1D-контактов Шоттки к краевым дислокациям в GaN{0001}: характер распределения электрических зарядов и электростатического потенциала. Полученные значения могут быть использованы при верификации физических моделей подобного рода нанообъектов.*

1. Введение

В прошлом докладе мы сообщали о получении истинно одномерного 1D-контакта металл-полупроводник (МП) на основе 1D-полупроводникового объекта – высокопроводящей дислокации, и сформированного к выходящему на поверхность эпитаксиального n-GaN{0001} её торцу нольмерного 0D-интерфейса МП. Данный интерфейс был образован механическим контактом металлизированного острия иглы кантилевера диаметром <10 нм [1]. Форма статических вольтамперных характеристик (ВАХ) таких 1D-контактов указывала на диодный характер токопрохождения обусловленный возможно наличием в области интерфейса барьера Шоттки. Сверхнизкая эффективная высота барьера φ_{bm}≈0.08-0.17 *эВ*, большие пробивные напряжения $U_{пр}$>10 *В*, отсутствие токов утечки и ожидаемое значительное увеличение подвижности электронов μ_e указывали на возможные перспективы таких 1D-контактов для использования в новых образцах сверхчувствительного радиоэлектронного оборудования.

Известно, что образованные вакансиями галлия V_{Ga} ядра краевых дислокаций в полупроводниках $A^{III}B^{V}$ (например, GaAs и GaN) на энергетическом уровне представляют собой цепочку акцепторных состояний способных захватывать на оборванные связи электрический заряд. Регулярные сегменты V_{Ga} в дислокациях создают в запрещенной зоне одномерные 1D-зоны: для n-типа – вблизи дна зоны проводимости, а для p-типа – вблизи потолка валентной зоны [2].

В дислокациях растягивающая деформация изменяет зонную структуру объёмного полупроводника, что приводит к увеличению подвижности электронов за счет уменьшения их эффективной массы и уменьшению их рассеяния из-за расщепления долины проводимости и снижения скорости междолинного рассеяния фононов. За счёт этого винтовые и краевые дислокации имеют высокую (сравнимую с металлической [3]) одномерную проводимость, во многом определяемую электростатическими свойствами окружающего их объёмного материала [4]. Например, в кремнии удельное сопротивление дислокации существенно меньше, чем у большинства металлов [3]. Таким образом, высокая проводимость вдоль дислокации делают такие линейные объекты многообещающими для практических применений.

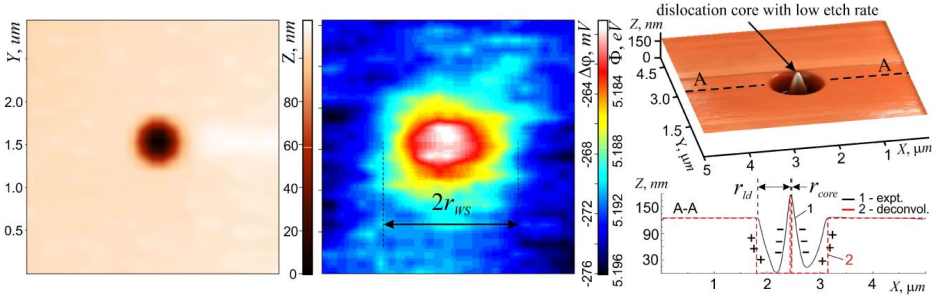
Очевидно, что для практического использования 1D-контактов МП необходимо не только изучение их токовых характеристик, но и проведение дополнительных исследований их электростатической природы – характера распределения электростатических полей.

2. Эксперимент

В работе использовались эпитаксиальные структуры n-n^+-GaN{0001} с концентрацией дислокаций ~10^9 *см*$^{-2}$ выращенные на буферном слое *i*-GaN MOCVD-методом на сапфировой подложке. Толщина эпитаксиального n-слоя базы с N_D≈10^{16} *см*$^{-3}$ составляла 1.3 *мм*, контактного n^+-слоя с N_D=5·10^{18} *см*$^{-3}$ – 3.5 *мм*. Меза глубиной *h*=1.5 *мм* формировалась реактивным ионным травлением в хлорной плазме по маске фоторезиста. Планарные омические контакты к n^+-слою с удельным сопротивлением ρ=(6-8)×10^{-6} Ом×*см*^{2} формировались методом взрывной литографии на основе металлизации TiAlNiAu. Перед проведением измерений поверхность n-слоя освежалась в медленном полирующем травителе “А” (условно).

Форма рельефа $h(x,y)$ (рис. 1, *а*) и латеральные (в плоскости (x,y)) неоднородности распределения электростатического потенциала $\Delta\varphi=\Phi_p-\Phi_s$ (рис. 1, *b*) исследовались с использованием атомно-силового микроскопа (АСМ) NTEGRA-AURA в полуконтактном режиме сканирования “Kelvin probe” с разрешением 256×256 точек. Здесь $\Delta\varphi$ – контактная разность потенциалов (КРП), Φ_p – работа

выхода (электростатический потенциал) измерительного зонда – острия иглы кантилевера, Φ_s – работа выхода измеряемого участка поверхности. В экспериментах использовались кремниевые кантилеверы HA-FMW$_2$C с высокопрочным проводящим покрытием из карбида вольфрама W$_2$C. Учёт влияния формы зонда на искажение латеральных размеров неровностей нанорельефа – процедура "de-embedding", осуществлялся с использованием процедуры "Deconvolution".



a) *b*) *c*)

Рис. 1. АСМ-изображения: *a*) ямки травления (медленный полирующий травитель "А") в месте выхода краевой дислокации на поверхность GaN{0001}; *b*) её поверхностный электростатический потенциал (КРП≡Δφ) с работой выхода Φ; *c*) трехмерная проекция места выхода дислокации на поверхность после обработки в селективном травителе "В" с профилем поперечного сечения А-А (кривая 1 – эксперимент, кривая 2 – после проведения процедуры "Deconvolution").

Для исследования характера распределения электрических зарядов вокруг дислокации использовался селективный травитель (условно "В") чувствительный к электростатическому заряду поверхности GaN{0001}. Для него скорость травления p-GaN{0001} значительно превышала скорость травления n-GaN{0001}. Это позволило по форме образовавшегося рельефа оценить характер распределения электрических зарядов вокруг дислокации в месте выхода её на поверхность.

Так, практически не подвергшаяся травлению центральная часть дислокации – ядро (r_{core}<2 *nm*, рис. 1, c), указывает на преобладание в ней, как и полагалось, отрицательного электрического заряда. При этом окружающая область с высокой скоростью травления r_{ld}≈700 *nm* – радиус Рида, наоборот, свидетельствует о преобладании в ней положительного электрического заряда сформированного, например, неподвижными ионами донорной примеси. Таким образом, область W=r_{ld}-r_{core} вокруг ядра можно рассматривать в качестве окружающей дислокацию экранирующей осесимметричной области пространственного заряда.

Исследование КРП поверхности выявило наличие латеральной неоднородности, локализованной в месте выхода дислокации на поверхность с меньшей на ~15 *mV* работой выхода Φ_s≈5.18 *eV* относительно окружающей поверхности (Φ_s≈5.196 *eV*), что также указывает на преобладание в ней повышенной концентрации электронов. При этом, её латеральные размеры r_{WS}≈ 650 *nm* (рис. 1, *b*) практически совпадают с размером r_{ld}.

3. Заключение

Объединение возможностей электрохимических и зондовых ("Зонда Кельвина" АСМ) методов исследования позволило определить знак, геометрию распределения электрических зарядов, абсолютные значения и характер распределения электростатического потенциала в месте контакта металлического зонда с краевой дислокацией на поверхности GaN{0001}. Полученные значения r_{ld}, r_{core}, W, Φ_p, и Φ_s могут быть использованы для построения и верификации физических моделей подобного рода одномерных нанообъектов.

Список литературы

1. Торхов Н.А., Вертегел В.В., 1 Будняев В. А. Одномерные нано-контакты Шоттки на основе III-нитридных полупроводниковых материалов. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии, Сборник научных трудов. 2021. Вып. 3. с. 284-285. ISSN 2619-1628.
2. Kveder V., Kittler M. Dislocations in silicon and D-band luminescence for infrared light emitters // Mater. Sci. Forum. 2008. Vol. 590. P. 29–56.
3. C. Kittel. Introduction to Solid State Physics, 8th ed. (Hoboken, NJ, 2005).
4. Осипьян Ю.А., Тальянский В.И., Шевченко С.А. Дислокационная СВЧ проводимость германия. ЖЭТФ, 1977, т. 72, в. 4, с. 1543 - 1549.

Исследование электромагнитного взаимодействия элементов конструкции микрополосковой ИМС включения планарного диода Шоттки ТГц-диапазона

Торхов Н. А., Тыщук Ю.Н., Ткаченко М.О., Никифоров С.М., Манько А.С.
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, ул. Университетская д.33, 299053, Российская Федерация
trkf@mail.ru

Аннотация: *Электромагнитное (ЭМ) моделирование микрополосковой ИМС включения планарного диода Шоттки (ДШ) показало, что ЭМ -взаимодействие в THz -диапазоне может оказывать не только отрицательное (паразитное) но и положительное влияние, заключающееся в компенсации паразитной индуктивности анодного воздушного вывода кристалла планарного ДШ. При этом, в THz -диапазоне в качестве ЭМ -связей могут выступать различные интерференционные ЭМ -эффекты, определяемые формой, размерами и относительным расположением элементов ИМС.*

1. Введение

Несмотря на достаточно большой объем научной литературы по диодным преобразующим устройствам в виде интегральных монолитных схем (ИМС) на диодах Шоттки, информации по исследованию физического влияния электромагнитного (ЭМ) взаимодействия между конструктивными элементами таких ИМС на их параметры определяемое в терагерцовом частотном диапазоне (*THz*) гальваническими, индуктивными и емкостными связями крайне недостаточно. Проявление таких связей связано с тем, что линейные размеры используемых ИМС (единицы миллиметров) становятся соизмеримыми с длиной волны λ ЭМ -колебаний в полупроводниковом кристалле. Это приводит к тому, что даже в более низком КВЧ -диапазоне время прохождения ЭМ -сигнала по электрической цепи такой ИМС становится сравнимым с периодом T колебаний ЭМ -излучения. В результате электрическая цепь такой ИМС приобретает распределенные не только по времени, но и по координатам характеристики токов и напряжений – так называемые распределённые электрические цепи. В результате, ЭМ -взаимодействие может приводить к возникновению дополнительных связей, паразитных параметров (сопротивлений, индуктивностей и емкостей), нежелательных гармоник и, в конечном счёте, к существенному искажению параметров ИМС.

В связи с этим, целью настоящей работы является проведение теоретических исследований физического ЭМ -взаимодействия в *THz*-частотном диапазоне (*THz* -диапазон) между конструктивными элементами микрополосковой ИМС включения планарного Ti/n- n^+- GaAs диода Шоттки с вискером и анодным воздушным выводом (далее – диод Шоттки (ДШ)).

2. Электромагнитное моделирование

Электромагнитное 3D-моделирование микрополосковой ИМС включения планарного ДШ в *THz* -диапазоне электромагнитных колебаний осуществлялось с использованием отечественного программного комплекса автоматизированного проектирования и моделирования сложных высокочастотных радиоэлектронных устройств и систем «ГАММА» (далее – «ГАММА») [1]. Для проведения расчётов возможности «ГАММА» позволяют импортировать дополнительные параметры материалов необходимых для формирования структуры ДШ (рис. 1, выделен пунктиром): полуизолирующей полупроводниковой подложки *i*- GaAs{100}, низкоомного контактного n^+- слоя и высокоомного барьерного *n*- слоя GaAs, барьерной металлизации титана (Ti), золотой (Au) металлизации вискера, воздушного моста, микрополосковых линий и контактных площадок, диэлектрика SiO_2 [2]. Для моделирования в частотной области (FEM) программа использует метод «Конечных-элементов», а для временной области (FDTD) – «Конечных разностей». Автоматически сгенерированная методом триангуляции расчётная сетка состояла из >3.8 миллионов ячеек. Нулевые граничные условия выбирались на границах параллелепипеда каждая из граней которого располагалась вне кристалла на заданном расстоянии от каждой из его поверхностей. Свободный объем параллелепипеда был заполнен вакуумом с ε=1. Возбуждение сигнала мощностью 1 W на частоте ЭМ-колебаний 1 *THz* (λ=299.79 μm) осуществлялась в сечениях “A” и “B” (рис. 1*a*, Port1 и Port2).

Было получено, что в *THz* -диапазоне физические механизмы ЭМ -взаимодействия между элементами конструкции ДШ и элементами микрополосковой ИМС (рис. 1*a*), обусловлены в основном индуктивным (*Im*>0) характером взаимодействия из-за наличия узкого 12 *μm* и протяженного 35 *μm* анодного воздушного вывода – моста, толщиной 3 *μm* с индуктивностью L_{br}=0.38 *nH*. Использование вискера в конструкции ДШ согласно [2, 3] позволяет значительно минимизировать паразитные емкости в результате чего емкостным характером взаимодействия можно было пренебречь. Из-за высокого сопротивления меза-изоляции гальваническая составляющая взаимодействия также незначительна.

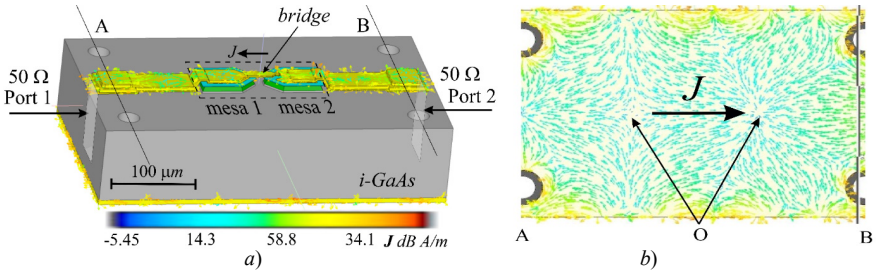


Рис. 1. Распределение мгновенных значений векторов тока [***J***=***J***(*x*;*y*;*z*)]=*dB*×*A*/*м* на частоте 1 *THz* в начале периода ЭМ -возбуждения с учётом электромагнитных взаимодействий между конструктивными элементами микрополосковой ИМС и диода Шоттки с выводом Меза-Меза в виде воздушного моста индуктивностью L_{br} с вискером (обведён пунктиром) – *a*). Распределение мгновенных значений векторов тока ***J***=***J***(*x*;*y*;*z*) по площади Au -металлизации обратной стороны подложки *i*-GaAs{111} – *b*).

В результате расчётов было получено, что индуктивный характер импеданса микрополосковой ИМС (импеданс *Z*=*Re*+*iIm*=67.2357+*i*27.8237) соответствует эффективной индуктивности L_{eff1}=4.2 *pH*, что почти на два порядка меньше значения L_{br}=0.38 *nH*. Согласно результатам ЭМ моделирования, значительное понижение L_{br} происходит в результате частичной компенсации магнитного поля воздушного моста магнитным полем токов, текущих в противоположном направлении по металлизации обратной стороны подложки (рис. 1*b*, ***J***). В общей сложности такие токи имеют крайне неравномерное по направлению и абсолютной величине распределение по площади металлизации обратной стороны подложки, а также “нулевые” области (рис. 1*b*, точки O), в которых токи полностью отсутствуют. ЭМ-моделирование показало, что такое распределение токов полностью согласуется с интерференционной картиной электрических ***E*** и магнитных ***H*** полей.

3. Заключение

Моделирование показало, что ЭМ -взаимодействие в *THz* -диапазоне может оказывать не только отрицательное (паразитное) но и положительное компенсирующее влияние на параметры ИМС проявляющееся в данном случае в компенсации паразитной индуктивности L_{br} воздушного вывода – моста, кристалла планарного ДШ. Наличие большой индуктивной связи между металлизацией обратной стороны подложки и воздушным мостом позволяет эффективно компенсировать его индуктивность. Кроме этого, было показано, что в исследуемом *THz* -диапазоне в качестве ЭМ -связи могут выступать не только известные индуктивные, емкостные и гальванические связи, но и связи степень влияния которых обусловлена различными интерференционными электромагнитными эффектами, определяемыми формой, размерами и относительным расположением конструктивных элементов ИМС – интерференционные связи (ИС). В *THz* -диапазоне такие ИС способны приводить к значительному перераспределению токов и напряжений в микрополосковой ИМС включения копланарного диода Шоттки, что необходимо учитывать при проектировании ИМС.

Список литературы

1. https://www.sevsu.ru/innovation/sapr-gamma/. Дата доступа 16.05.2024 г.
2. Н.А. Торхов. Способ изготовления планарного диода с анодным вискером и воздушным выводом по технологии "Меза-Меза". Патент на изобретение RU 2797136 C1, 31.05.2023. Заявка № 2022125584 от 29.09.2022.
3. Н.А. Торхов, М.О. Ткаченко, А.С. Манько. Оптимизированная топология интегральной схемы включения ТГц планарного диода Шоттки с вискером, воздушным выводом и заземляющим отверстием. Топология интегральной микросхемы RU 2022630130, 04.09.2023. Заявка № 2023630158 от 20.08.2023.

Исследование электромагнитного взаимодействия элементов конструкции копланарной ИМС включения планарного диода Шоттки в ТГц-диапазоне

[1,2]Торхов Н.А., [1]Тыщук Ю.Н., [1]Ткаченко М.О., [1]Иванюк Т.А., [2]Коколов А.А., [2]Ходжиков Д.В.

[1]*ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*
г. Севастополь, ул. Университетская д.33, 299053, Российская Федерация
[2]*Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)*
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация

Аннотация: *Электромагнитное моделирование показало, что копланарная топология ИМС за счёт более сильной индуктивной связи анодного воздушного вывода с "земляными" копланарными линиями позволяет реализовать более эффективную по сравнению с микрополосковой схему включения планарного диода Шоттки в THz-диапазоне. Данная связь сопровождается различными интерференционными электромагнитными эффектами, определяемыми формой, размерами и относительным расположением элементов ИМС.*

1. Введение

Целью настоящей работы является проведение теоретических исследований электромагнитного (ЭМ) -взаимодействия в терагерцовом (*THz*) -частотном диапазоне составных частей копланарной интегральной монолитной схемы (ИМС) включения планарного Ti/n- n^+- GaAs диода Шоттки с вискером и анодным воздушным выводом (далее – диод Шоттки (ДШ)) с конструктивными элементами ДШ.

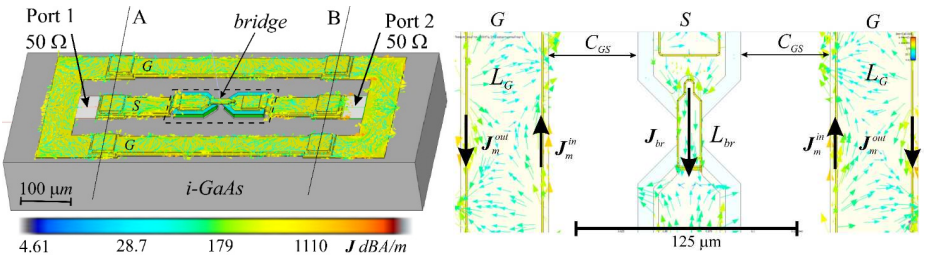
2. Электромагнитное моделирование

Электромагнитное 3D-моделирование копланарной ИМС включения планарного ДШ в *THz*-диапазоне электромагнитных колебаний в малосигнальном режиме осуществлялось с использованием отечественного программного комплекса автоматизированного проектирования и моделирования сложных высокочастотных радиоэлектронных устройств и систем «ГАММА» (далее – «ГАММА») [1]. Для проведения расчётов возможности «ГАММА» позволяют импортировать дополнительные параметры материалов необходимых для формирования структуры ДШ (рис. 1, выделен пунктиром): полуизолирующей полупроводниковой подложки *i*- GaAs{100}, низкоомного контактного n^+- слоя и высокоомного барьерного *n*- слоя GaAs, барьерной металлизации титана (Ti), золотой (Au) металлизации вискера, воздушного моста, микрополосковых копланарных линий и контактных площадок, диэлектрика SiO_2 [2, 3]. Для моделирования в частотной области (FEM) «ГАММА» использует метод «Конечных-элементов», а для временной области (FDTD) – «Конечных разностей». Автоматически сгенерированная методом триангуляции расчётная сетка состояла из >3.8 миллионов ячеек. Нулевые граничные условия выбирались на границах параллелепипеда каждая из граней которого располагалась вне кристалла на заданном расстоянии от каждой из его поверхностей. Свободный объем параллелепипеда был заполнен вакуумом с ε=1. Возбуждение сигнала мощностью 1 *W* на частоте 1 *THz* (λ=299.79 μm) осуществлялась в сечениях "A" и "B" (рис. 1*a*, Port1 и Port2).

Физическое моделирование в *THz* -частотном диапазоне показало, что индуктивный (*Im*>0) характер ЭМ -взаимодействия в копланарной ИМС (импеданс $Z=Re+iIm$=35.2428+*i*12.5502) соответствует эффективной индуктивности L_{eff}=1.9 *pH*, что существенно меньше собственной индуктивности воздушного вывода L_{br}=0.38 *nH* – моста шириной 12 μm, протяженностью 35 μm и толщиной 3 μm. Использование вискера в анодном выводе ДШ позволяет значительно минимизировать паразитные емкости шляпки контакта Шоттки в результате чего емкостным характером взаимодействия можно было пренебречь. Из-за высокого сопротивления полуизолирующей подложки *i*- GaAs гальваническая составляющая взаимодействия также практически отсутствовала.

Согласно полученным результатам, сильное понижение значений L_{br} происходит в результате эффективной компенсации магнитного поля воздушного моста, образованного токами $\boldsymbol{J}_{br}$, магнитным полем токов $\boldsymbol{J}_m^{in}$ противоположно текущих по "земляным" *G*-микрополоскам (рис. 1*b*). В то же время, между микрополосками *S* и *G* как на полупроводниковой поверхности, так и над ней электрическое $\boldsymbol{E}$ и магнитное $\boldsymbol{H}$ поля либо отсутствуют, либо имеют минимальные значения. В связи с этим, как показали результаты ЭМ-моделирования, компенсация магнитного поля воздушного моста осуществляет-

ся не над ИМС, а со стороны подложки. Всё это приводит к тому, что электрическая емкость C_{SG} между микрополосками S и G на поверхности будет иметь минимальное значение. Данный факт можно использовать для более эффективной оптимизации копланарной конструкции ИМС в THz -диапазоне.



a) *b*)

Рис. 1. Распределение мгновенных значений векторов тока [$\boldsymbol{J}=\boldsymbol{J}(x;y;z)$]=$dB\times A/m$ на частоте 1 THz в начале периода ЭМ - возбуждения с учётом электромагнитных взаимодействий между конструктивными элементами копланарной ИМС и диода Шоттки (обведён пунктиром) с выводом Меза-Меза в виде воздушного моста индуктивностью L_{br} с вискером – *a*). Более подробное изображение распределения мгновенных значений векторов тока $\boldsymbol{J}=\boldsymbol{J}(x;y;z)$ в области моста по микрополосковым линиям – *b*).

Картографирование латерального распределения токов $\boldsymbol{J}=\boldsymbol{J}(x;y)$ показало наличие периодических микронеоднородностей ~70-75 μm как по абсолютной величине, так и по направлению практически по всей длине S и G микрополосков. Минимальные линейные размеры таких микронеоднородностей соответствуют ~$\lambda/4$, что хорошо согласуется с интерференционной картиной распределения напряжённостей электрических полей $\boldsymbol{E}=\boldsymbol{E}(x;y)$. В частности, хорошо видно, что напротив воздушного моста по узким ребрам боковых граней G-микрополосков токи $\boldsymbol{J}_m^{in}$ и $\boldsymbol{J}_m^{out}$ текут в разных направлениях (рис. 1*b*) и их магнитные поля, согласно результатам ЭМ-моделирования, практически полностью компенсируют друг друга. Согласно распределению токов $\boldsymbol{J}=\boldsymbol{J}(x;y)$ и интерференционной картине магнитных полей $\boldsymbol{H}=\boldsymbol{H}(x;y)$ последние в микро неоднородностях также оказывают друг на друга компенсирующее влияние, что в целом приводит к существенному изменению магнитных полей микрополосков и значительному понижению их индуктивностей.

Всё это приводит к тому, что копланарная топология ИМС позволяет реализовать более эффективную схему включения ДШ в THz -диапазоне. Это, в частности, проявляется в увеличении абсолютных значений токов J>1110 $dB\times A/m$ по сравнению с максимальными токами микрополосковых ИМС J>34.10 $dB\times A/m$ аналогичных размеров.

3. Заключение

Моделирование с учётом ЭМ -взаимодействия показало, что копланарная топология ИМС за счёт более сильной индуктивной связи через подлложку между анодным воздушным выводом и “земляными” копланарными линиями позволяет реализовать более эффективную по сравнению с микрополосковой схему включения ДШ в THz -диапазоне. Наличие на микрополосках периодических токовых микронеоднородностей 70-75 $\mu m \approx \lambda/4$ хорошо согласуется с интерференционной картиной распределения напряжённостей электрических $\boldsymbol{E}=\boldsymbol{E}(x;y)$ и магнитных $\boldsymbol{H}=\boldsymbol{H}(x;y)$ полей. Последние в пределах этих неоднородностей эффективно компенсируют друг друга, что в целом приводит к существенному изменению магнитных полей микрополосков и значительному понижению их индуктивностей L_G.

Список литературы

1. https://www.sevsu.ru/innovation/sapr-gamma/.
2. Н.А. Торхов. Способ изготовления планарного диода с анодным вискером и воздушным выводом по технологии "Меза-Меза". Патент на изобретение RU 2797136 C1, 31.05.2023. Заявка № 2022125584 от 29.09.2022.
3. Н.А. Торхов, М.О. Ткаченко, А.С. Манько. Оптимизированная топология интегральной схемы включения ТГц планарного диода Шоттки с вискером, воздушным выводом и заземляющим отверстием. Топология интегральной микросхемы RU 2022630130, 04.09.2023. Заявка № 2023630158 от 20.08.2023.

Высокотемпературные диэлектрические параметры арсенида галлия в ММ и СубММ диапазонах[1]

Паршин В.В., Серов Е.А. Запевалов В.Е.

Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

***Аннотация**: Приводятся результаты экспериментального исследования показателя преломления и tgδ в пластинах высокочистого нелегированного монокристаллического арсенида галлия (GaAs) в диапазоне частот 80-300 ГГц и интервале температур от 100К до ~700К. Определена энергия активации глубоких примесей. Обсуждаются механизмы поглощения. Исследования выполнены на резонаторном спектрометре на основе высокодобротного резонатора Фабри-Перо.*

1. Введение

Широкозонные полупроводники структуры AIII-BV уже нашли своё применение в ММ и СубММ диапазонах длин волн. Например, зеркала из таких материалов предлагается использовать для управления потоками микроволнового излучения МВт уровня мощности [1]; для удвоения частоты излучения субтерагерцовых гиротронов [2,3]. Первейшей информацией для расчёта взаимодействия образцов с электромагнитным излучением, как микроструктур, так и различного рода квазиоптических устройств, является зависимость диэлектрических параметров (показателя преломления и поглощения) материалов от частоты и температуры. В настоящей работе проведены исследование ряда стандартных образцов пластин GaAs производства фирм: ELMA-MALACHIT JSC; ОАО "Минский НИИ Радиоматериалов"; OST Photonics, Китай.

2. Технические характеристики образцов

Монокристаллический арсенид галлия.
Метод получения VGF.
Легирующая примесь отсутствует.
Удельное сопротивление более 10^7Ом*см.
Двусторонняя полировка.
Подвижность носителей >5000 $см^2$/Вс.
Кристаллографическая ориентация (100).
Ширина запрещённой зоны ΔE(300K) = 1.42 эВ.

3. Аппаратура

Аппаратура и методика измерений подробно изложены в работах [4,5]. Поскольку в предварительных исследованиях не было обнаружено дополнительных поверхностных потерь [6,7], для высокотемпературных измерений использовалась несколько модернизированная методика [8], когда для расчёта величины tgδ не использовалась информация о величине потерь в пустом резонаторе. Т.е. нагреватель с образцом в процессе измерений не вынимался из резонатора, что существенно увеличивало точность измерения и упрощало сам процесс.

Для низкотемпературных исследований образец прижимался к медному хладопроводу, который погружался в жидкий азот. Также использовалась методика без "вынимания" образца из резонатора. Измерения проводились при естественном нагреве хладопровода с образцом после выкипания азота. Для исключения намерзания паров воды резонатор с образцом располагался в пластиковом боксе с принудительной подачей сухого азота.

4. Результаты

Из наших измерений получено значение показателя преломления n=3.590, которое постоянно во всём диапазоне частот измерения. Разброс показателя преломления от образца к образцу разных фирм не превышает $\Delta n = \pm 0.004$. При нагреве образцов от 20°C до 350°C величина n квазилинейно возрастает до значения n = 3.645.

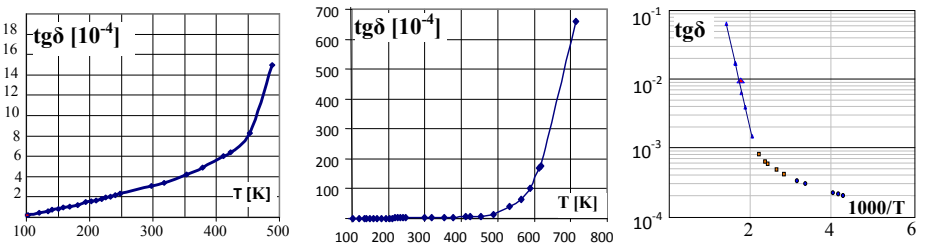
[1] Работа выполнена при поддержке государственного задания ИПФ РАН на проведение научных исследований по теме № FFUF-2024-0027. РФФИ.

При комнатной температуре величина tgδ незначительно возрастает с частотой, причём характер зависимости отличается для каждого образца. В первом приближении можно принять линейное возрастание tgδ от минимального измеренного значения tgδ = $2.6 \cdot 10^{-4}$ на частоте 80 ГГц до максимального tgδ = $3.8 \cdot 10^{-4}$ на частоте 250 ГГц, с отклонением ±10% для всех исследовавшихся образцов.

На Рис.1. представлены зависимости tgδ от температуры около частоты 180ГГц. а) Зависимость tgδ в интервале температур 100К ÷ 500К. б) В интервале температур 100 ÷ 700К.

в) Зависимость tgδ от температуры в координатах Аррениуса. Видно, что высокотемпературный участок хорошо аппроксимируются линейной функцией. Построенная для него линейная аппроксимация отвечают экспоненциальному росту проводимости от температуры по закону: tgδ = $A \cdot \exp(-\Delta E/k_B T)$, отсюда получаем энергию активации носителей заряда: ΔE = 0.51(1) эВ.

Ширина запрещённой зоны у GaAs достаточно велика (~1.4 эВ), поэтому экспоненциальное возрастание потерь выше ~200°C объясняется не собственной проводимостью, а генерацией свободных носителей заряда примесью с глубокими уровнями, возникающими, вероятно, из-за дефектов решётки. Диэлектрические потери при низких температурах объясняются решёточным поглощением.



а) б) в)

Рис. 1. а) зависимость величины tgδ при низких температурах; б) зависимость величины tgδ при высоких температурах; в) зависимость величины tgδ от температуры в координатах Аррениуса.

5. Заключение

Полученные результаты отвечают реальному диапазону температур работы стандартных образцов монокристаллического нелегированного высокоомного арсенид галлия. Показано, что лучшие образцы GaAs производства различных фирм имеют практически одинаковые диэлектрические параметры в широком диапазоне частот и интервале температур.

Результаты исследований были использованы при проектировании и оптимизации мощных микроволновых полупроводниковых приборов, в частности устройств умножения частоты и управляемого вывода излучения непрерывных и импульсных гиротронов.

Список литературы

1. С. В. Морозов, В. В. Румянцев, К. В. Маремьянин и др. Исследование полупроводниковых зеркал для формирования сверхмощных импульсов микроволнового излучения. // Материалы XXIV Международного симпозиума Нанофизика и наноэлектроника. 2019. Том 2. Секция 3. С. 673-674.
2. В.В. Румянцев, А.П. Фокин, А.А. Дубинов и др. Расчет эффективности удвоения частоты излучения субтерагерцового гиротрона за счет решеточной нелинейности в монокристаллической пластине InP //Физика и техника полупроводников. 2021. том 55, вып. 10, С. 855-860. DOI: 10.21883/FTP.2021.10.51433.31
3. К.В. Маремьянин , В.В. Паршин, Е.А. Серов и др. Исследование микроволнового поглощения в полупроводниках для устройств умножения частоты и управления выводом излучения непрерывных и импульсных гиротронов // Физика и техника полупроводников. 2020. том 54, вып. 9. DOI: 10.21883/FTP.2020.09.49825.17
4. Yu. A. Dryagin, V. V. Parshin. Method to measure dielectric parameters in 5-0.5 millimeter wavelength band // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 1992. Vol. 13, No 7, pp. 1023-1032.
5. V.V. Parshin, M.Yu. Tretyakov, M.A. Koshelev, E.A. Serov, Modern Resonator Spectroscopy at Submillimeter Wavelengths // IEEE Sensor Journal. 2013. Vol. 13, No 1, pp. 18-23.
6. E.V.Koposova, S.E.Myasnikova, V.V.Parshin and S.N.Vlasov. The absorption investigation in CVD-diamond disks and windows at 50-200 GHz // Diamond and related materials. 2002. V. 11/8, pp. 1485-1490.
7. С.Н.Власов, Е.В.Копосова, С.Е.Мясникова, В.В.Паршин. Открытые резонаторы для измерения малых диэлектрических потерь // ЖТФ. 2002. т.72, в.12, с.79-87.
8. В.В. Паршин, Б.М. Гарин, С.Е. Мясникова, А.В. Орленеков. Диэлектрические потери в CVD-алмазах в ММ-м диапазоне при температурах 300–900 К. // Изв. ВУЗ-ов, «Радиофизика». 2004. Том XLVII, №12, с. 1087-1095.

Новые углеродные материалы для ЭВП СВЧ и субтерагерцового диапазонов средней и большой мощности

Яфаров Р.К.

Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 410019, ул. Зеленая, 38, г. Саратов, Российская Федерация
E-mail: pirpc@yandex.ru

Аннотация: *Разработаны технологии получения новых композитных наноуглеродных пленочных покрытий различного структурно фазового состава и функционального назначения, исследованы и разработаны на их основе источники электронов со сверхвысокой плотностью полевых токов и высокоэффективной вторичной электронной эмиссией, а также низкоэмиссионные покрытия для катодно – сеточных узлов ЭВП СВЧ и субтерагерцового диапазонов средней и большой мощности.*

1. Введение

Приборы СВЧ и субтерагерцового диапазонов средней и большой мощности имеют широкое применение в наземных и воздушно-космических радиотехнических устройствах. К ним предъявляются все более высокие требования по надежности и долговечности, в частности, к радиоаппаратуре для систем навигации и космической связи. В связи с этим задачами исследования являлись разработки: 1 - источников электронов с высокой плотностью полевого тока, удовлетворяющих различным схемотехническим требованиям, а также пленочных структур с высокоэффективной вторичной электронной эмиссией; 2 – низкоэмиссионных углеродных пленочных покрытий с повышенной работой выхода электронов и низкой скоростью конденсации активных примесных добавок МПК на управляющих сетках катодно-сеточных узлов ЭВП СВЧ средней и большой мощности.

2. Результаты исследований

Разработана низкотемпературная технология микроволнового плазмохимического синтеза (MPCVD) высокоэнергетичных наноалмазографитовых плёночных структур (рис.1) с долговременным ресурсом эксплуатации и плотностью тока лезвийных полевых источников электронов на их основе выше 1000 А/см^2 [1-3]. Это более, чем на порядок, превышает лучшие мировые достижения источников электронов, полученных ведущими лабораториями мира на основе углеродных нанотрубок и гибридных углеродных пленочных структур. Установлены фундаментальные факторы и процессы, ограничивающие максимальные плотности токов, стабильность и долговечность в нестационарных температурно-вакуумных условиях эксплуатации алмазографитовых полевых источников электронов (рис.2).



Рис. 1. СЭМ – изображение композитной наноалмазографито-вой пленочной структуры

Рис. 2. Свечение торца (100 нм х 5,5 мм) наноалмазографитового катода при плотности полевого тока 1450 А/см^2 [3].

Исследованы закономерности влияния величины и длительности импульсов анодного напряжения микросекундной длительности на величину автоэмиссионного тока, крутизну ВАХ и переходные характеристики торцевых двухслойных алмазографитовых автоэмиссионных катодов в стационарные режимы эксплуатации. Показано, что полученные автоэмиссионные катоды способны

обеспечить необходимую величину стартового тока для быстрого первичного введения безнакальных магнетронов в заданные рабочие режимы [4, 5].

Разработана технология получения антиэмиссионных углеродных пленочных покрытий с повышенной работой выхода вторичных электронов и низкой скоростью термического осаждения активных примесных добавок МПК КСУ мощных СВЧ устройств. Установлено, что плазменное фторирование sp^2 углеродных пленок увеличивает работу выхода электронов от исходных 4,6 эВ до 5,2 эВ. При одинаковой длительности испытаний, соответствующей стандартной долговечности МПК ЭВП СВЧ, ток с управляющей сетки с фторированным углеродным покрытием уменьшается боле, чем на порядок, по сравнению с током сетки типовой конструкции КСУ (рис. 3, 4). Предложены физико-химические механизмы формирования антиэмиссионных свойств углеродных покрытий с плазменным фторированием поверхности [6].

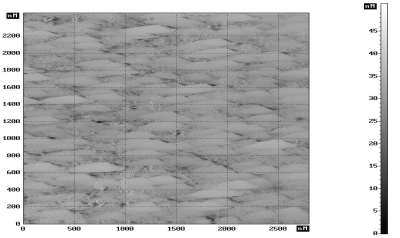


Рис.3.



Рис.4

Рис. 3. СТМ изображение поверхности наноуглеродной sp^2 пленки для низкоэмиссионных покрытий управляющих сеток мощных ЭВП СВЧ

Рис. 4. Зависимости токов вторичной эмиссии управляющих сеток ЭВП СВЧ от длительности испытаний: 1 – типовой КСУ; 2 – КСУ с фторированным углеродным покрытием.

3. Заключение

Разработка полевых источников электронов с высокой плотностью тока открывает возможности создания новой электронной компонентной базы силовой радиационностойкой вакуумно-плазменной электроники, энергоэффективных источников белого света, плоских катодолюминисцентных экранов и дисплеев, генерирования электромагнитных колебаний мощных ЭВП СВЧ, главным образом, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн, с микросекундным временем готовности для систем спутниковой связи, радиолокации, радиоэлектронного противодействия, охранной аппаратуры и проч.

В сравнении с магнетронами на МПК, кроме снижения времени готовности, магнетроны с холодным катодом имеют такие преимущества, как меньшие объем и энергопотребление и пр. Благодаря этому перспективным является использование безнакальных магнетронов на основе алмазографитовых пленочных структур, например, для зажигания топлива в двигателях автомобилей.

Разработанная технология получения и плазменного фторирования sp^2 углеродных пленок позволяет в разы увеличить долговечность мощных ЭВП СВЧ и субтерагерцового диапазонов на основе МПК.

Список литературы

1. Яфаров Р.К. Физика СВЧ вакуумно-плазменных нанотехнологий. М.: Физмат, 2009. 216 с.
2. Yafarov R.K. Explosive electron emission in high – current field cathodes based on diamond graphite film structures. //Book of Abstracts 20th International Workshop «Complex Systems of Charged Particles and Their Interactions with Electromagnetic Radiation» Prokhorov General Physics Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia, April 8-12, 2024. P.101. http://cscpier.org/
3. Яфаров Р.К., Сторублев А.В. Долговременная воспроизводимость эмиссионных характеристик алмазографитовых полевых источников электронов в нестационарных вакуумных условиях эксплуатации //Письма в ЖТФ, 2021, **47**, 24.
4. Яфаров Р.К., Новиков П.Е., Еремин В.П., Кочнев Д.О. Исследование возможности создания автоэмиссионного катода для безнакального магнетрона на основе алмазографитового нанокомпозита.// Вопросы электротенологии. 2018, № 2. С.62- 71.
5. Schünemann K., Sosnytskiy S.V., Vavriv D.M. Self-consistent simulation of the spatial-harmonic magnetron with cold secondary emission cathode / IEEE Trans. Electron Devices. 2001. Vol. 48. № 5. P. 993-998.
6. Яфаров Р.К., Шабунин Н.О.. Низкоэмиссионные углеродные покрытия для управляющих сеток электровакуумных приборов высокой мощности // Письма в ЖТФ, 2023, **49**, 5.

Модель разрушения керамического конденсатора в условиях старения диэлектрика

[1] Пестриков В.М., [1]Лукинов В. А.
[1] *Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения*
г. Санкт-Петербург, 191119, ул. Правды, 13. Российская Федерация
pvm205@yandex.ru

Аннотация: С позиций нелинейной механики разрушения исследуется длительная трещиностойкость керамического конденсатора с учетом происходящего процесса старения материала, вызванного внешним фактором, типа влажность. Деформирование диэлектрика описывается интегральными операторами Вольтерра II рода. Предложенный теоретический подход хорошо согласуется с экспериментальными данными и позволяет построить достоверный прогноз срока службы керамического конденсатора в условиях эксплуатации.

1. Введение

В высоковольтных керамических конденсаторах, в процессе эксплуатации, возникают различного рода дефекты. Самым распространенным дефектом является растрескивание диэлектрика [1]. Среди причин вызывающих данный тип дефектов можно указать: термическое разложение, химическое разложение и распад ионов [2]. Во время воздействия на конденсатор мгновенного или продолжительных высокочастотных и сильноточных рабочих условий выделяется тепло при высокой температуре, что приводит к термическому разложению. Между внутренними молекулами керамических конденсаторов имеются зазоры, которые в процессе производства конденсаторов могут привести к возникновению трещин или пустот. В долгосрочной перспективе некоторые химические реакции приводят к образованию газов, таких как озон или углекислый газ. Накапливающиеся газы, воздействуя на внешний слой герметизации создают разрывы, которые приводят к образованию трещин. В керамических конденсаторах высокого напряжения имеются ионы, активно движущиеся под действием электрического поля. Когда на ионы длительно действует электрическое поле, то их подвижность увеличивается. При превышении определенного значения силы тока может быть поврежден изоляционный слой, что приведет к пробою. Изменение свойств керамического диэлектрика в конденсаторе, по существу, представляет собой старение материала, которое проявляется в деградации свойств материала [3].

2. Теория

В реальных условиях эксплуатации действующие на керамический диэлектрик конденсатора небольшие по величине нагрузки и влага окружающей среды способны вызвать ползучесть материала. Материал диэлектрика, по существу, можно отнести к жестким материалам, которые обычно называют упруговязкими или квазиупругими. Ползучесть этих материалов, в общей постановке для одномерного случая можно описать уравнением линейной наследственной теории старения с учетом воздействия внешнего фактора, например, влаги, в виде [4]:

$$\varepsilon(t) = \frac{\sigma(t)}{E\left(\Psi(t)\right)} + \int_{\theta}^{t} \frac{\sigma(\tau)}{E\left(\Psi(\tau)\right)} G\left(t-\tau, \Psi(\tau)\right) d\tau, \qquad (1)$$

где $E\left(\Psi(t)\right)$– модуль упругомгновенной деформации, $G\left(t-\tau, \Psi(\tau)\right)$ – ядро ползучести вязкоупругого материала с учетом интенсивности процесса старения, вызванного внешними факторами, θ – возраст материала.

Наблюдаемый докритический рост трещины в керамическом диэлектрике с позиций механики разрушения объясняется локализацией процессов, приводящих к подрастанию трещины в малой окрестности концевой зоны трещины [5].

В качестве модели трещины в керамическом диэлектрике наиболее подходит δ_c-модель в рамках концепции $d = const$ [4, с.249].

Условие начала роста трещины в керамическом диэлектрике запишем исходя из глобального энергетического критерия в вариационной форме [6]:

$$\delta\left\{2\gamma\left(\Psi(t)\right)\cdot l(t)+\int_{l(t)}^{L(t)}\sigma_0\left(\Psi(t)\right)u_2\left(x_1,0,\Psi(t)\right)dx_1,\right\}=0, \quad (2)$$

где $L(t)=l(t)+d(t)$, $l(t)-$ длина трещины, $d(t)-$ величина зоны предразрушения, u_2 – нормальные перемещения в вершине трещины.

Вертикальные перемещения берегов трещины в керамическом диэлектрике найдем с помощью принципа Вольтерра из упругого решения в виде [7]:

$$u_2=T_*\left[\frac{\sigma_0(\Psi(t))}{\pi}\varphi\left(x_1,l(t)\right)\right], \quad (3)$$

где $\varphi\left(x_1,l(t)\right)$ – функция силовых и геометрических параметров, T_* – интегральный оператор типа Вольтерра II рода.

Подставив (3) в (2), после преобразований получим уравнение инкубационного периода развития трещины $(d/l << 1)$ в керамическом диэлектрике в рамках концепции $d=const$

$$\frac{\sigma_c(\Psi(t))}{\sigma}=1+\int_0^{t_*}G\left(t_*-\tau,\Psi(\tau)\right)d\tau, \quad (4)$$

где t_*- время инкубационного периода, σ_c – разрушающее напряжение.

Полученное уравнение (4) позволяет определить зависимость между приложенным напряжением σ и временем t_* до разрушения керамического диэлектрика, содержащего трещину, когда изменение свойств материала вызвано воздействием внешнего фактора. Приложенное напряжение σ является функцией приложенного к конденсатору электрического напряжения $\sigma=\sigma(U)$ и его величина $\sigma(U)\ll\sigma(U_*)$, где U_* – электрическое напряжение пробоя керамического диэлектрика конденсатора. Зависимость $\sigma=\sigma(U)$ находится из базового эксперимента.

Рассмотрим случай, когда для описания ползучести керамического диэлектрика используется экспоненциальное ядро, реологические параметры которого зависят от внешнего фактора, в данном случае влажности, постоянной во времени ($\Psi=const$). Тогда подставив выражение ядра в (4), получим формулу для вычисления долговечности t_* керамического диэлектрика с макротрещиной в виде

$$t_*=\left(-\frac{\log_{10}e}{\beta(\Psi)}\right)\log_{10}\left[1-\frac{(\sigma_c(\Psi)/\sigma)^{-1}}{\lambda_2(\Psi)/\beta(\Psi)}\right], \quad (5)$$

где $\lambda_2(\Psi)$, $\beta(\Psi)$ – реологические параметры керамического диэлектрика, определяемые из эксперимента при фиксированном значении относительной влажности.

3. Заключение

Предложенная модель разрушения керамического конденсатора в условиях старения диэлектрика, позволяет определить долговечность радиоэлектронного компонента в условиях эксплуатации. В зависимости от выбора вида ядра ползучести $G\left(t_*-\tau,\Psi(\tau)\right)$ в уравнении (4) можно получить различные аналитические зависимости между долговечностью t_* керамического диэлектрика с трещиной и действующим электрическим напряжением U в различных условиях эксплуатации. Исходя из полученных зависимостей можно определить безопасные нагрузки, при которых долговечность керамического диэлектрика будет наибольшей.

Список литературы

1. Ротенберг Б. А. Керамические конденсаторные диэлектрики. СПб.: Гириконд. 2000. С. 147.
2. Причины и решения выхода из строя керамических конденсаторов высокого напряжения. URL: https://hv-caps.com/ru/news/Causes_and_Solutions_for_Fail__of_High_Voltage_Ceramic_Capacitors_28.html (14.05.2024).
3. Пестриков В.М. Старение и разрушение радиоматериалов и радиокомпонентов. Санкт-Петербург: СПбГИКиТ, 2023. 179 с.
4. Пестриков В.М. Длительная прочность оптических волокон в условиях старения материала // Изв. РАН. Физика и химия стекла. 2000. Т. 26. №.2. С.244–257.
5. Пестриков В.М., Морозов Е.М. Механика разрушения. Курс лекций. СПб: Профессия 2012. 552 С.
6. Морозов Е.М. Вариационный принцип в механике разрушения // ДАН СССР.1969. Т.184. №6. С.1308–1311.
7. Пестриков В.М. О критериях разрушения вязкоупругих тел в условиях старения материала // Известия РАН. Механика твердого тела.1999. №3. С.86–96.

Расположение резонаторов на подложке, как фактор, влияющий на ширину полосы частот метаструктуры[1]

М.М. Падалинский, А.С. Мазинов, Н.А. Болдырев, С.П. Арсеничев, Е.В. Григорьев
Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского, г. Симферополь
m.padalisnkiy@cfuv.ru

Аннотация: *В данной работе представлено сравнение результатов компьютерного моделирования метаструктур с различной геометрией расположения резонаторов, а также дальнейшие перспективы развития данной технологии.*

1. Введение

В последнее время спрос на радиоэлектронные устройства неуклонно растет, соответственно, растут и потребности человека в обеспеченности информацией и дополнительными радиоканалами. Однако существует проблема переотражения электромагнитных волн от различных металлизированных объектов, особенно затрагивающая обширную городскую сетку зданий, деловые офисные районы, промзоны и т.д. [1,2]. Таким образом возникают требования к уменьшению паразитного излучения. Однако обычно для этого требуются громоздкие приспособления и системы [3,4].

Поэтому предлагается рассмотреть специальные компактные покрытия – метаструктуры, представляющие собой материалы, полученные искусственным путем и состоящие из тонкой подложки с расположенными на ней металлическими резонаторами различной формы. Отличительной чертой данных структур являются необычная реакция на облучение электромагнитными волнами определенного диапазона [5], заключающаяся в проявлении свойств отрицательной диэлектрической и магнитной проницаемостей, которые не встречаются в природных материалах.

Таким образом в представленной работе будут рассмотрены метаструктуры с геометрией в виде «Крестов», «Ромбов», и «Треугольников», показанные на рис. 1.

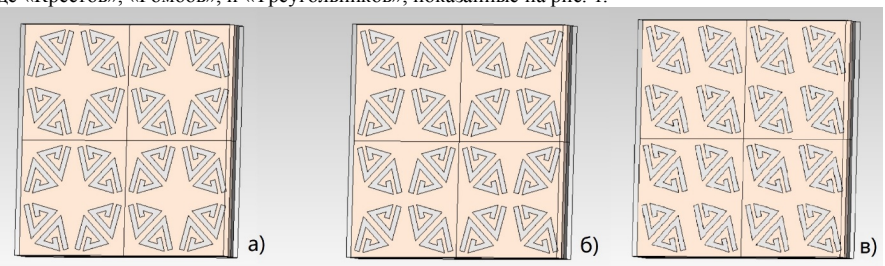


Рис.1. Метаструктуры типа «Ромбы» (а), «Кресты» (б) и «Треугольники» (в).

Данные образцы представляют собой 1,5 миллиметровую подложку (основу) из стеклотекстолита FR-4, на ней располагаются медные резонаторы толщиной 16 мкм. За структурой находится металлическое зеркало.

Такой выбор геометрии резонаторов и их расположения выбран исходя из условия кратности размеров длине волны пад[1]ающего излучения. То есть нижнее основание равно λ/8, левая сторона равна λ/4, правая – λ/2.

2. Результаты

Для проектирования и моделирования всех структур применялся специальный САПР CST Studio 2020, а именно раздел CST Microwave Studio, подходящая для моделирования сложных объемных СВЧ-устройств. Данный пакет программ был выбран для симуляции, так как обладает высокой точностью расчетов и гибкостью параметров, показывая результаты, близкие к реальным

[1] Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 23-22-10007) и региона Крым.

образцам. Таким образом наша цель – получить частотные характеристики для каждого из образцов, определить полосы частот, уровень поглощения, влияние геометрии расположения резонаторов на расположение точек с минимальными значениями отражения и ширину данных пиков (Рис. 3. а, б, в).

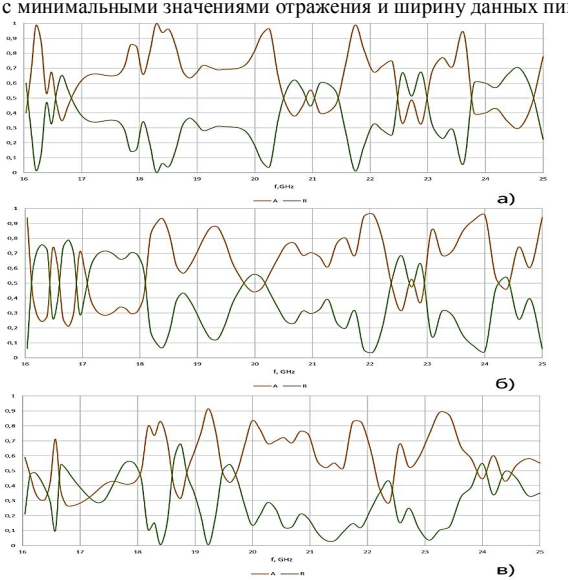


Рис. 2. Частотная характеристика метаструктуры «Ромбы» (а), «Кресты» (б), «Треугольники» (в)

Результаты моделирования (рис. 2) показывают, что, представленные образцы обладают достаточно большим количеством пиков с уровнем поглощения в пределах 80-98%. При этом средняя ширина пиков варьируется в диапазоне 0,59 – 0,81 ГГц. Также стоит отметить, что у структуры «Треугольники» имеется широкая полоса поглощения (1,11 ГГц) с уровнем поглощения 68% в диапазоне 19,86 – 20,97 ГГц. Аналогичные полосы присутствуют и на других структурах: 18,98 – 20,26 ГГц на том же уровне поглощения у «Ромбов»; 21,27 – 22,21 и 23 – 24,1 ГГц с уровнем поглощения 67% у «Крестов».

3. Заключение

В данной работе были представлены метапокрытия с различным расположением треугольных спиралевидных резонаторов. Структуры были промоделированы в специальном САПРе, получены частотные характеристики, показавшие, что каждый образец обладает индивидуальной полосой частот с шириной 1,1 ГГц и поглощением на уровне 67-68%, а также пиковыми значениями в диапазоне 80-98%. Таким образом в перспективе планируется создание двухслойных и многослойных покрытий на основе вариаций данных геометрий, а также их комбинация с пленочными структурами на основе органических материалов, что позволит создавать широкополосные частотно-избирательные покрытия с возможностью задания необходимой рабочей частоты или целого диапазона частот.

Список литературы

1. Негрозов Е.А. "Анализ воздействия электромагнитных излучений на аппаратуры с использованием ПЛИС" T-Comm - Телекоммуникации и Транспорт, no. S-DSPA, 2009, pp. 53-55.
2. Старостенко, В.В. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы. / Старостенко В.В., Таран Е.П., Григорьев Е.В., Борисов А.А. // Измерительная техника. – Москва. - 1998. - № 4. - С.65-67.
3. Антясов И.С. "Комплексное экранирование альтернативной измерительной площадки для проведения специальных исследований технических средств" Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника, vol. 14, no. 2, 2014, pp. 61-69.
4. Артемьев, М. А. Рекомендации по снижению и устранению электромагнитных помех / М. А. Артемьев // Научно-исследовательский центр "Technical Innovations". – 2023. – № 10. – С. 212-217. – EDN PDGWVC.
5. Della Giovampaola C., Engheta N. Digital metamaterials // Nature Materials. 2014. Vol. 13, № 12. P. 1115–1121. https://doi.org/10.1038/nmat4082

Частотно-селективные поверхности на основе Н-фрактала[1]

[1] Агейкин Н.А., [1] Смирнов А. В., [1] Фионов А.С.

[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 экспериментального исследования частотных свойств частотно-селективной поверхности на основе Н фрактала в диапазоне 26-37 ГГц. Приведены S параметры для двух поляризаций ЭМ волны относительно геометрии Н фрактала. Описана методика изготовления метаматериала.*

1. Введение

Метаматериал- искусственный композиционный материал, включающий в свой состав повторяющиеся элементы - метаатомы, расположенных в виде массива субволнового периода, свойства которого обусловлены резонансными свойствами составляющих его элементов [1,2]. Преимуществами использования фракталов в качестве базового элементов метаматериала являются широкополосность и широкодиапазонность при сравнительно малых размерах. Известны различные топологии регулярных фрактальных структур, такие как салфетка Серпинского [3], кривая Коха [4] и т.д. Для исследования частотных свойств метарадиоматериалов для двух поляризаций ЭМ волны был выбран Н фрактал, представляющий собой фрактальную древовидную структуру, построенную из перпендикулярных отрезков, длины которых в соседних итерациях уменьшаются в 2 раза. Н фрактал имеет хаусдорфову размерность 2 и может приближаться произвольно близко к каждой точке своего ограничивающего прямоугольника.

2. Теория

Для исследования частотных свойств метарадиоматериала на основе Н-фрактала были созданы образцы трех итераций, топология которых представлена на рисунке 1. Длина вертикального и горизонтального отрезков первой итерации равна 5 мм, а ширина 0.25 мм. Длины отрезков следующей итерации уменьшаются в два раза.

В качестве основы использовались стеклянные пластины (50 х 50 мм, толщина 1 мм). При формировании проводящих структур на поверхности подложки использовались технологии магнетронного напыления и прямой проекционной фотолитографии. Для этого в напылительной магнетронной установке VSE-PVD-DESK-PRO, используя алюминиевую мишень, слой алюминия толщиной 0.09 мкм напылялся на стеклянную подложку. Далее в процессе прямой фотолитографии на металлизированную часть подложки с помощью настольной центрифуги SM-180-BT (Швейцария) наносился положительный фоторезист S1813SP15 толщиной 2 мкм. С помощью технологии безмасочной фотолитографии Smart Print (Microlight 3D, Франция) засвечивалась соответствующая топология фрактальной структуры. Засвеченная часть и слой алюминия под ней удалялись проявителем фоторезиста П-236А-МФ.

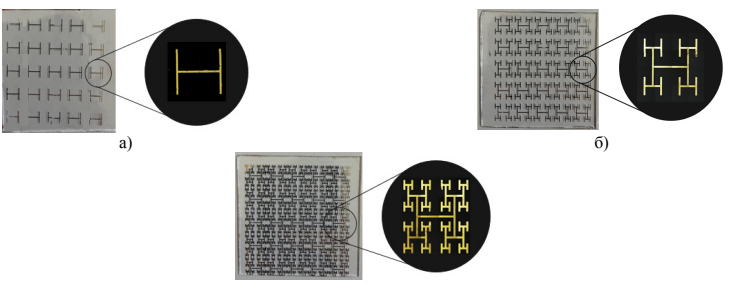
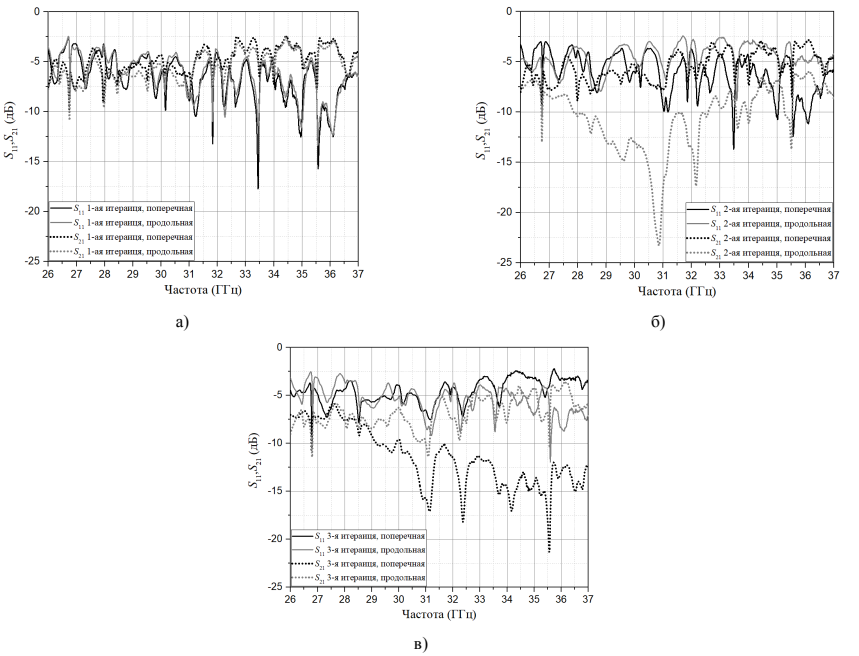


Рисунок 1. Фотография изготовленных образцов частотно-селективных поверхностей на основе Н фракталов первой (а), второй (б) и третьей (в) итераций.

[1] Работа выполнена в рамках госзадания ИРЭ им.В.А.Котельникова РАН FFWZ-2022-0002.

Исследование частотных свойств поводилось с помощью векторного анализатора цепей Anritsu M4644A с двумя измерительными портами и рабочим диапазоном частот 10 МГц - 40 ГГц. Анализатор подключался к измерительному стенду [5] с помощью фазостабильных коаксиальных кабелей. Измерительный стенд содержал коаксиально-волноводные переходы, рупорные излучатели размером 35x15 мм, между которыми помещался образец и шасси, для обеспечения жесткости сочленения комплектующих.

На рисунке 2 приводятся *S* параметры для 2-х поляризаций ЭМ волны, когда вектор электрического поля направлен вдоль (продольная ориентация) или поперек (поперечная ориентация) параллельным отрезкам Н-фрактала.



а) б)

в)

Рисунок 2. Результаты экспериментального исследования частотных свойств метарадиоматериала на основе Н фрактала. Параметры S_{11}, S_{21} для а) первой, б) второй и в) третьей итераций.

3. Заключение

Результаты исследования частотных свойств метарадиоматериала на основе Н фрактала показали, что его частотными свойствами можно эффективно управлять, используя различную степень заполнения плоскости фракталом и ЭМ излучение с различной поляризацией.

Список литературы

1. Walser R.M. Electromagnetic metamaterials // Complex Mediums II: beyond linear isotropic dielectrics. – 2001. – Т. 4467 - С. 1-15.
2. M. Chen, X. Xiao, L. Chang, C. Wang and D. Zhao. High-efficiency and multi-frequency polarization converters based on graphene metasurface with twisting double L-shaped unit structure array // Opt. Commun. – 2017. – Т. 394. – С. 50-55. https://doi.org/10.1016/j.optcom.2017.03.008.
3. Wang L., Yu J. et al. A novel multiband fractal antenna for wireless application // International journal of antennas and propagation. – 2021. – Т. 2021.
4. Zeng M., Li Z. et al. A compact dual-band rectenna for GSM900 and GSM1800 energy harvesting // International journal of antennas and propagation. – 2018. – Т. 2018.
5. Агейкин, Н. А., Смирнов А. В. Экспериментальное исследование резонансных характеристик метаматериала на основе фрактала // Математические методы в технологиях и технике. – 2023. – № 8. – С. 53-57. – DOI 10.52348/2712-8873_MMTT_2023_8_53. – EDN MKRYQN.

Тренчевые интегральные конденсаторы: технологии формирования глубоких тренчей в кремнии [1]

Руденко К.В., Мяконьких А.В., Лукичев В.Ф.

Физико-технологический институт им. К.А. Валиева Российской академии наук
г. Москва, 117218, Российская Федерация
rudenko@ftian.ru

Аннотация: *В докладе проведен обзор известных процессов глубокого травления кремния для создания тренчевых конденсаторов. Рассмотрены условия проведения процесса глубокого криогенного травления кремния и характеристики структур, получаемых в этом процессе. Проведено систематическое исследование криогенного травления тестовых структур с различными топологиями масок и аспектными отношениями и выявлены основные механизмы, влияющие на результаты травления. Показаны возможность создания конденсаторов с высокой плотностью емкости до единиц мкФ/см^2. Обсуждаются другие приложения глубокого прецизионного травления кремния.*

1. Введение

Микротехнологии глубокого плазменного травления кремния (DSE) востребованы для изготовления элементов разнообразных устройств: интегральных схем микроэлектроники, включая схемы DRAM [1] и 3D-интегрированные ИС, структур MEMS и NEMS, кремниевых элементов преломляющей рентгеновской оптики. В каждом случае предъявляются специфические требования к микро- и наноструктурам и методам их формирования, но общими свойствами технологий DSE являются высокая скорость вертикального травления (3–20 мкм/мин) Si, степень анизотропии > 100 и селективность процесса по отношению к топологической маске > 50:1. Точность геометрии и шероховатость стенок структуры определяются областью применения. Тренчевые структуры интегральных конденсаторов предъявляют к процессам травления жесткие требования – при высоком аспектном отношении требуется минимальная шероховатость боковых стенок и отсутствие полимерных загрязнений. В настоящее время является актуальной задача создания конденсаторов с высокой плотностью емкости до единиц мкФ/см^2.

В докладе рассмотрены существующие технологии DSE, базирующиеся на использовании фторсодержащей плазмы: циклический оригинальный и модифицированный Bosch-процесс [2], процесс плазменного крио-травления cryo-DSE [3], циклический крио-процесс STiGer [4], и новый процесс Ox-Etch [5] (ФТИАН им. К.А. Валиева РАН). Процесс Bosch, состоящий из чередующихся шагов травления Si и полимерной пассивации стенок, сопровождается скэллопингом (гребенчатый профиль). Управление длительностью шагов в пределах цикла и контроль ВЧ-смещения пластины позволяет снизить эффект скэллопинга до наноразмеров (~ 10 нм). Более чистые криогенные процессы DSE используют пассивирующий слой $Si_xF_yO_z$, испаряющийся при температуре > -80°C. Непрерывный режим дает минимальную шероховатость боковой стенки <5 нм и контроль угла профиля, а циклический STiGER – чистую стенку, но с повышенным уровнем шероховатости. Альтернативный циклический процесс [4] предлагает для достижения анизотропии использовать нанометровый слой стабильного SiO_x, образующегося в результате низкотемпературного окисления поверхности стенок Si в плазме O_2. Кроме того, недавно предложен процесс [6], отличающийся использованием нитридизации в плазме азота, вместо плазменного окисления, показано, что такой процесс может быть использован при применении фоторезистных масок.

Из рассмотренных процессов cryo-DSE наиболее перспективен для приложений требующих минимальной шероховатости стенок и контроля их отклонения от вертикали.

2. Результаты

При глубоком травлении важное значение приобретает характер аспектной зависимости скорости травления. Необходимость изготовления структур различной глубины и топологии с разными аспектными отношениями ставит новые задачи перед оптимизацией процесса травления, поскольку ключевые параметры получаемых структур зависят от локального аспектного отношения и топологии апертуры маски. Известно, что при увеличении глубины травления его скорость падает в силу про-

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-69-00039, https://rscf.ru/project/24-69-00039/.

странственного ограничения транспорта изотропно распределенных активных частиц плазмы (в данном случае радикалов фтора). Поскольку тренчи не ограничивают движение частиц вдоль структуры, для них аспектный эффект выражен меньше, чем для отверстий с такими же характерными латеральными размерами. В работе также исследуется альтернативный вид топологии (рис. 1а), сочетающий высокое значение боковой поверхности структур и высокие скорости травления за счет ослабления аспектного эффекта. Аспектная зависимость в таких структурах исследована как экспериментально, так и численно, основываясь на моделировании процесса травления методом Монте-Карло с учетом ионной бомбардировки и действия нейтральных химически активных частиц [7]. Описана трехмерная математическая модель криогенного травления сложных структур. В ней использован модуль поверхностной кинетики, оптимизированный для процесса SF_6/O_2 в геометрии 2,5D, и представлении области моделирования в виде совокупности кубических ячеек.

Инструментарий для расчета полевых транзисторов на основе двухслойного графена

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А.

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

Аннотация: *В работе представлен инструментарий, реализующий квантовую диффузионно-дрейфовую модель полевого транзистора (ПТ) на двухслойном графене (ДГ). С его помощью проведено моделирование вольт-амперных характеристик ПТ на ДГ с различными диэлектриками верхнего затвора.*

1. Введение

Последнее десятилетие проводился ряд исследований наноэлектронных приборов [1], в том числе на основе одно- и двухслойного графена, которые лежат в основе наноэлектронных устройств [2]. В частности, прогнозирование характеристик позволяет подобрать конструкции устройств с оптимальными параметрами.

2. Инструментарий. Модель. Результаты моделирования

В работе рассмотрена квантовая диффузионно-дрейфовая модель ПТ на ДГ. Ее детальное описание приведено в [2,3]. На первом этапе в модели осуществляется самосогласованный расчет электростатического потенциала V с учетом коэффициента квантовой емкости α. Открытие запрещенной зоны E_g в графеновом канале позволяет снизить токи утечки и учитывается при расчете коэффициента α. Возможны три случая токопереноса в ПТ на ДГ. В первом случае, когда канал ПТ, представляющий собой ДГ, является каналом n-типа, $qV \geq E_g/2$, где q — заряд электрона. В этом случае уровень Ферми перекрывает минимум зоны проводимости. Во втором случае, когда канал ПТ является каналом p-типа проводимости, $qV \leq -E_g/2$. В этом случае уровень Ферми перекрывает максимум валентной зоны. В третьем случае, когда канал обладает свойством биполярности, т.е. проводимость канала меняется от p-типа к n-типу, $-E_g/2 < qV < E_g/2$. Расчет реализуется самосогласованно итерационным методом и продолжается до тех пор, пока поправка электростатического потенциала не достигнет определенного значения. Далее находятся общая плотность листа ДГ, скорость насыщения, эффективная подвижность носителей заряда. Последняя находится усреднением значений подвижностей электронов и дырок. Уравнения по нахождению данных величин приведены в [2]. 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.

Модель реализована в виде двух программ на языке Compact Visual Fortran и предназначена для моделирования выходных и передаточных характеристик ПТ на ДГ. На примере ПТ на ДГ с длиной канала равной 4 мкм проведено исследование влияния параметров, необходимых для расчета вольт-амперных характеристик прибора: квантовая емкость, ширина открываемой запрещенной зоны в ДГ, остаточная плотность носителей заряда, общая плотность носителей заряда. Исследование подтвердило адекватность предложенной модели.

Исследуемым прибором являлся ПТ на ДГ с Al_2O_3 в качестве диэлектрика верхнего затвора, и с SiO_2 в качестве диэлектрика нижнего затвора. Проведена оценка квантовой емкости ПТ на ДГ при $V_{gback} = -60$ В. Квантовая емкость представляется в модели в виде произведения базового значения этого параметра, зависящего от эффективной массы ДГ, и коэффициента квантовой емкости α. Для исследуемого ПТ на ДГ величина квантовой емкости колеблется в диапазоне от 0 до $1{,}89 \cdot 10^{-2}$ В/м при приложенных напряжениях от 0 до – 6 В.

Также был проведен расчет выходных вольт-амперных характеристик приборных структур с одинаковыми геометрическими размерами и отличающимися материалом диэлектрика верхнего затвора. Моделирование было проведено при комнатной температуре, напряжении на верхнем затворе равном – 3 В. На рис. 1 приведены результаты расчетов характеристик ПТ на ДГ при напряжении на нижнем затворе – 10 В. Кривая 1 соответствует диэлектрику верхнего затвора толщиной 8 нм SiC, кривая 2 — Al_2O_3; кривая 3 — h-BN; кривая 4 — SiO_2. На примере кривой 1 рассмотрим переход проводимости канала ПТ от p-типа к n-типу. В диапазоне напряжений V_{ds} от 0 до – 1,05 В, канал обладает p-типом проводимости, от – 1,34 до – 2,5 В — n-типом проводимости, и, наконец, на участке между – 1,05 и – 1,34 В носителями заряда являются как электроны, так и дырки. Аналогичные исследо-

вания проведены для ПТ на ДГ при напряжении на нижнем затворе – 60 В. Здесь наблюдается р-тип проводимости канала.

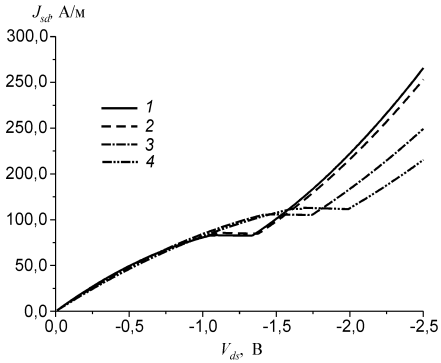


Рис. 1. Выходные характеристики полевого транзистора на двухслойном графене при напряжении на нижнем затворе – 10 В с различными диэлектриками верхнего затвора:
1 — SiC; 2 — Al_2O_3; 3 — h-BN; 4 — SiO_2

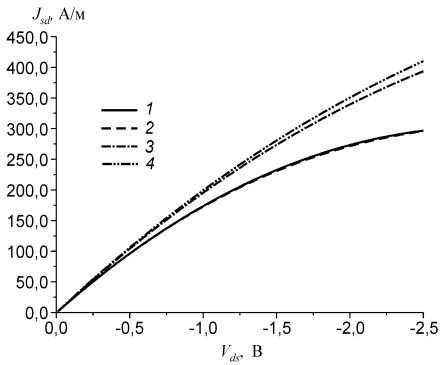


Рис. 2. Выходные характеристики полевого транзистора на двухслойном графене при напряжении на нижнем затворе – 60 В с различными диэлектриками верхнего затвора:
1 — SiC; 2 — Al_2O_3; 3 — h-BN; 4 — SiO_2

3. Заключение

Разработанный инструментарий, реализующий квантовую диффузионно-дрейфовую модель ПТ на ДГ, включен в систему моделирования наноэлектронных приборов и устройств NANODEV [4], разрабатываемой в БГУИР с 1995 года. С его помощью исследованы вольт-амперные характеристики различных ПТ на ДГ.

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Конвергенция" Республики Беларусь.

Список литературы

1. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники, LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrűcken, Germany, 2016. 444 с.
2. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур наноэлектроники на основе 2D материалов // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2023. Т. 15. № 1. С.54-68.
3. Abramov I.I., Labunov V.A., Kalameitsava N.V., Romanova I.A., Shcherbakova I.Y. Quantum drift-diffusion models for dual-gate field-effect transistors based on mono- and bilayer graphene // Proc. of SPIE. 2022. V. 12157. P. 121570X-1-6.
4. 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.

Гетероструктура Q-HEMT для малошумящих полевых транзисторов

С.А. Богданов, С.Н. Карпов, Р.А. Котекин, А.Б. Пашковский

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, д. 2а, корп. 1, Российская Федерация

solidstate10@mail.ru

Аннотация: *Проведены теоретические исследования влияния систем чередующихся тонких слоев AlAs/GaAs, образующих дополнительные цифровые потенциальные барьеры (ЦПБ), в транзисторных гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием на всплеск дрейфовой скорости электронов в канале. Показано, что ЦПБ в таких Q-HEMT гетероструктурах позволяют значительно увеличить всплеск дрейфовой скорости электронов при влёте их в область сильного поля, что приводит к увеличению рабочих частот и уменьшению коэффициента шума транзисторов на основе Q-HEMT.*

1. Введение

Важной особенностью проектирования малошумящих полевых транзисторов является минимизация рассеяния электронов на легирующей примеси при работе приборов в малошумящем режиме. Несмотря на значительный прогресс в этом направлении [1] в гетероструктурах на основе арсенида галлия до сих пор в должной мере не решена и остаётся актуальной такая важная проблема, как паразитная проводимость по широкозонному материалу с прямым рассеянием электронов на легирующей примеси. В AlGaAs/GaAs гетероструктурах для мощных полевых транзисторов существуют по крайне мере три крайне эффективных способа локализации электронов в канале: донорно-акцепторное легирование [2] и введение цифровых потенциальных барьеров [3], а также комбинация этих способов. Представляет интерес исследовать эти способы применительно к гетероструктурам для малошумящих полевых транзисторов.

2. Описание конструкции Q-HEMT и результаты расчетов

Зонная диаграмма Q-HEMT гетероструктуры, отличающейся от исходной (HEMT) наличием ЦПБ и акцепторным легированием со стороны подложки, приведена на рис. 1. В предлагаемом варианте конструкции Q-HEMT гетероструктуры для малошумящих полевых транзисторов между поверхностью и δ-слоем расположены четыре ЦПБ AlAs толщиной 3 монослоя каждый. Два таких же барьера вставлены в спейсер между каналом и δ-слоем. Край слоя $Al_{0.25}Ga_{0.75}As$ со стороны подложки легирован акцепторной примесью с поверхностной концентрацией $0.5 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$. Поверхностная плотность электронов в канале равна $n_s = 3 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$.

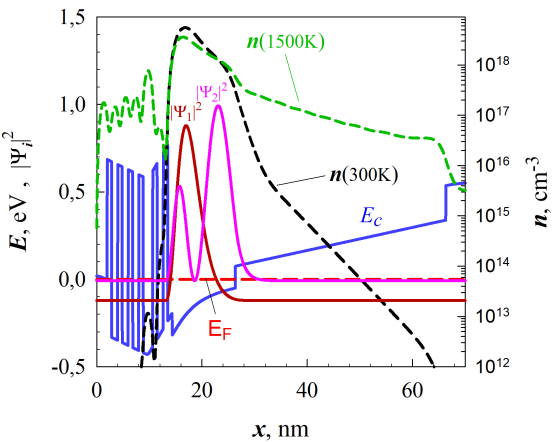


Рис.1 Зонная диаграмма гетероструктуры с ЦПБ и акцепторным легированием со стороны подложки, концентрация и волновые функции электронов. Квадраты волновых функций отложены от высоты соответствующего уровня.

Расчеты нелокальной динамики электронов в Q-HEMT гетероструктуре производились по модели, представленной в [3]. Расчёты показали, что при температуре электронного газа T = 300 K в широкозонном материале находится менее 0,03 % электронов, а при T = 1500 K менее 3 %. Это приводит к тому, что всплеск дрейфовой скорости электронов становится близок к всплеску дрейфовой скорости в чистом объёмном материале канала – теоретическому пределу для данной модели [3]. В исходной HEMT структуре со свободной поверхностью, что соответствует режиму полностью открытого транзистора, при поверхностной плотности электронов в канале $n_s = 3 \cdot 10^{12}$ см$^{-2}$, всплеск дрейфовой скорости электронов меньше почти вдвое (рис.2, HEMT Ug=0). При напряжениях на затворе близких к напряжению перекрытия (при суммарном напряжении на затворе Ug = -0.75 В, $n_s \approx 2 \cdot 10^{11}$ см$^{-2}$) всплеск дрейфовой скорости в такой структуре оказывается также достаточно велик, всего на 10 % меньше его величины в структуре Q-HEMT. Однако даже под очень коротким затвором потенциальный рельеф структуры будет меняться от полностью открытого (при влёте под затвор) до практически закрытого у его стокового края, что и приведёт к уменьшению средней дрейфовой скорости под затвором, а соответственно росту коэффициента шума.

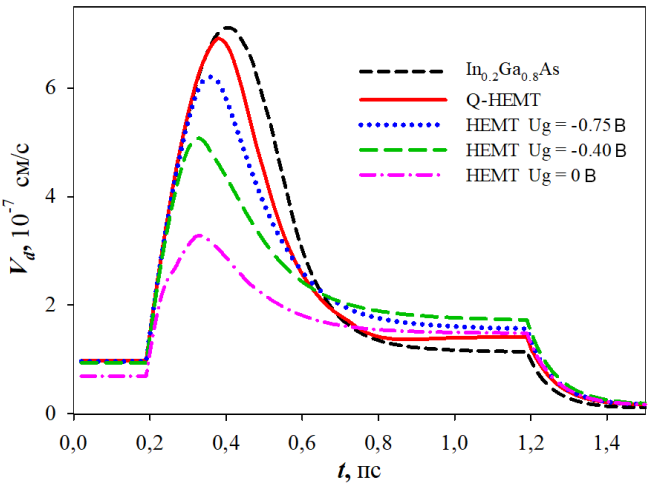


Рис.2 Зависимости дрейфовой скорости электронов от времени при влёте электронов в область сильного поля. (t < 0,2 пс, E =1 кВ/см; 0,2 пс < t < 1,2 пс, E =20 кВ/см; t > 1,2 пс, E =1 кВ/см). Q-HEMT – структура с цифровыми барьерами, HEMT – структура при разных напряжениях на затворе, $In_{0.2}Ga_{0.8}As$ – объёмный материал канала.

Как известно, омический контакт истока полевого транзистора состоит из двух сопоставимых частей: сопротивление непосредственно самого контакта и сопротивление участка полупроводника между металлическим контактом и затвором. Последнее в транзисторах на основе Q-HEMT гетероструктур будет заведомо ниже, что также должно приводить к снижению коэффициента шума.

Таким образом, акцепторное легирование HEMT со стороны подложки и введение в конструкцию транзисторных гетероструктур ЦПБ приводят к исчезновению в них канала паразитной проводимости по легированному широкозонному материалу.

3. Заключение

В предложенной конструкции Q-HEMT гетероструктуры для малошумящих полевых транзисторов с помощью ЦПБ и донорно-акцепторного легирования со стороны подложки удалось значительно увеличить всплеск дрейфовой скорости электронов при влёте их в область сильного поля, что приводит к увеличению рабочих частот и способствует уменьшению коэффициента шума транзисторов на основе Q-HEMT.

Список литературы

1. А.Н. Виниченко, В.П. Гладков, Н.И. Каргин, М.Н. Стриханов, И.С. Васильевский// Физика и Техника Полупроводников. – 2014. – Т.48. – Вып.12. – С. 1660.
2. А.Б. Пашковский, С.А. Богданов, В.М. Лукашин, С.И. Новиков // Микроэлектроника. – 2020. – № 3. – С. 210–225.
3. А.Б. Пашковский, С.А. Богданов, А.К. Бакаров, К.С. Журавлев, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, С.Н. Карпов, Д.Ю. Протасов, И.А. Рогачёв, Е.В. Терёшкин // Письма в ЖТФ. – 2022. – Т.48. – Вып.12. – С. 11 – 14.

Резервуарная сеть на основе единичных примесных атомов в твердотельной матрице

[1] Андреева А.С., [1]Коровников С.А., [1]Преснов Д.Е., [1]Шорохов В.В., [1]Трифонов А.С., [1]Крупенин В.А., [1]Снигирев О.В.

[1] *Московский государственный университет имени М.В.Ломоносова, Физический факультет, Кафедра физики полупроводников и криоэлектроники, Лаборатория «Криоэлектроника»*
г. Москва, Ленинские Горы, 1ст2, 119234, Российская Федерация
andreeva.as18@physics.msu.ru

Аннотация: *Настоящая исследовательская работа является новым направлением в области создания оригинальных функциональных и диагностических систем нанометровых размеров нового типа и нацелена на решение проблемы экспериментальной реализации и исследования настраиваемых одноэлектронных резервуарных сетей. В работе предложен и реализован перспективный метод формирования резервуарной сети, исследованы характеристики системы.*

1. Введение

Современные технологии приближаются к возможности стабильно создавать элементы электронных схем практически на атомарном масштабе. На таком масштабе возникают ограничения, налагаемые дискретной атомной структурой материи, при этом становится необходимым использование неклассических физических принципов, таких как квантоворазмерные эффекты и одноэлектронный транспорт. Одним из наиболее простых одноэлектронных устройств является одноэлектронный транзистор. Однако методы изготовления одноатомных структур остаются дорогостоящими и трудоемкими или используют вероятностный подход. При этом системы с разупорядоченными активными зарядовыми центрами предоставляют возможность для построения резервуарных сетей. Симуляции и теоретические оценки подобных систем были представлены более 20 лет назад [1]. При этом экспериментальные исследования в области резервуарных только начинаются. Существует счетное число основных экспериментальных работ, появившихся сравнительно недавно [3-4].

Основа одноэлектронной резервуарной сети – наноразмерная область (резервуар), окруженная управляющими электродами, в которой организована туннельная проводимость между зарядовыми центрами. Их число может варьироваться в широком диапазоне (от единиц до сотен). Управляющие электроды имеют туннельную связь с массивом зарядовых центров. Конфигурация зарядовых состояний определяет электрические свойства таких систем. Определенные функциональные состояния настраиваются заданием напряжений на управляющих электродах.

2. Методы изготовления экспериментальных образцов

Ключевой особенностью предлагаемого метода создания резервуарной сети является использование разупорядоченного распределения примесных атомов As в квазидвумерном приповерхностном слое твердотельной матрицы на основе материала кремний на изоляторе (КНИ). Поверхностный кремниевый слой подвергался легированию и отжигу. В результате этих процессов реализовано неравномерное по глубине распределение примесных атомов As в Si.

Для формирования контактных площадок и управляющих электродов применялись методы фото- и электронной литографии и термического вакуумного напыления. Резервуар был сформирован в поверхностном монокристаллическом слое кремния, неравномерно легированном по глубине, методом анизотропного реактивно-ионного травления через алюминиевую маску. Одноэлектронный транспорт в резервуарной сети достигался разделением примесных центров в процессе изготовления путем разделения примесных центров. До разделения примесных центров структуры демонстрировали практически «металлическую» проводимость в связи с высокой плотностью атомов мышьяка в приповерхностном слое кремния. Для достижения туннельной проводимости образец подвергался дополнительным циклам анизотропного реактивно-ионного травления с промежуточными измерениями проводимости между парами электродов.

2. Измерения

Экспериментальное исследование электронного транспорта одноэлектронной системы из массива примесных атомов As, расположенных между несколькими управляющими электродами, на

первом этапе проводилось методом измерения вольтамперных характеристик (ВАХ) между различными парами туннельных электродов. Свидетельством наличия одноэлектронного транспорта в системе были характерные участки кулоновской блокады на вольтамперных кривых, измеренных между разными парами электродов структуры. Порог блокады наблюдался при напряжениях от десятых долей до сотен мВ.

Наблюдаемые особенности одноэлектронного транспорта в исследуемых структурах показали возможность настройки сети путем подбора напряжений на управляющих электродах. Форма регистрируемой вольтамперной характеристики между парой выбранных управляющих электродов резервуарной сети существенным образом зависела от потенциалов остальных окружающих электродов, которые изменяли структуру проводящих каналов, проходящих через примесные центры. Анализ вольтамперных характеристик, регистрируемых между парами управляющих электродов предоставляет возможность выбрать направление подстройки с целью демонстрации необычных эффектов, таких, например, как инверсия транспортного тока.

Перестройка управляющих напряжений позволила реализовать логическую функцию – «НЕ» (инвертор). Более сложные функциональные элементы на основе настраиваемой одноэлектронной резервуарной сети (логические элементы «И» и «ИЛИ»), требующие перебора большого количества ее состояний, были продемонстрированы при исследовании образцов в рефрижераторе растворения при температуре 20 мК. Для поиска в колоссальном пространстве состояний одноэлектронной резервуарной сети нужных реализаций функциональности применялся векторный метод настройки. Применение векторного метода настройки, позволяющего регистрировать отклики на воздействие одновременно по всем 8 каналам и переключать входные терминалы исследуемой структуры программным способом, значительно упрощает настройку резервуарной сети (процесс перебора различных комбинаций управляющих напряжений и выбор входных и выходных электродов). В отличие от скалярного метода настройки векторный метод позволяет найти состояния сети, реализующие логические элементы «И» и «ИЛИ», без использования сложных, таких как генетический, алгоритмов. Реализованные логические элементы «И» и «ИЛИ» были реализованы в одной структуре, что говорит о реконфигурируемости логики резервуарной сети.

3. Заключение

В ходе исследования был разработан оригинальный метод формирования наноструктуры настраиваемой одноэлектронной резервуарной сети, ключевой особенностью которого является использование неравномерного по глубине профиля распределения концентраций примесных атомов в твердотельной матрице. Предложенный подход совместим с кремниевыми технологиями и позволяет извлечь выгоду из случайности и дискретности примесей. Наблюдаемые особенности одноэлектронного транспорта в исследуемых структурах показали возможность настройки сети путем подбора напряжений на управляющих электродах. Обнаружение и демонстрация реконфигурируемых логических элементов подтверждает высокий потенциал настройки системы. Полученные результаты важны для дальнейшего развития этого растущего направления в области создания оригинальных функциональных и диагностических систем.

При интеграции с другими технологиями такие системы позволят реализовывать высокочувствительные полевые сенсоры, решать сложные задачи анализа, поиска и классификации микро- и нанообъектов, создавать оригинальные вычислительные системы сверхвысокой плотности и высокой энергоэффективности.

Список литературы

1. Tour J.M., Van Zandt W.L., Husband C.P. et al. Nanocell logic gates for molecular computing // IEEE Trans Nanotechnology. 2002. Vol. 1, № 2. P. 100–108.
2. Chen T., van Gelder J., van de Ven B. et al. Classification with a disordered dopant-atom network in silicon // Nature. 2020. № 557. P. 341-345.
3. Bose S.K., Lawrence C.P., Liu Z. et al. Evolution of a designless nanoparticle network into reconfigurable Boolean logic // Nature Nanotechnology. 2015. № 10. P. 1048-1052.
4. Dagesyan S.A., Ryzhenkova S.Yu, Sapkov I.V. et al. A Multi-Electrode System for the Implementation of Solid-State Quantum Devices Based on a Disordered System of Dopant Atoms in Silicon // Moscow University Physics Bulletin. 2020. Vol. 75, № 4. P. 331–335.

Исследование влияния эффекта Ганна на протекание тока в GaAs HEMT

Карпов С.Н.

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А. И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, ул. Вокзальная, 2а, Российская Федерация
e-mail: serge95a@mail.ru

Аннотация: *В работе представлены результаты моделирования GaAs HEMT. Было обнаружено, что в исследуемых гетероструктурах при напряжениях затвор-исток от 0.2 В и сток-исток от 1.2 В возникают колебание тока, обусловленные эффектом Ганна. Частота колебаний тока может служить оценкой качества GaAs HEMT. Результаты моделирования хорошо согласуются с экспериментальными данными.*

1. Введение

Моделирование физических процессов, протекающих в полупроводниковых приборах, таких как мощные GaAs HEMT, в настоящее время является актуальной задачей, решение которой позволит не только лучше понять особенности функционирования транзисторов, но и обнаружить новые эффекты, которые ранее не наблюдались. Одним из таких эффектов является эффект Ганна. Теория формирования доменов сильного электрического поля в полупроводниковых диодах хорошо изучена и описана [1,2], однако анализ литературы показал, что исследованию подобного эффекта в гетероструктурных транзисторах было уделено мало внимания [3-5]. В работе будет рассмотрено формирование электрических доменов в полевых транзисторах на основе GaAs-гетероструктур, а также влияние доменов на электрофизические характеристики прибора

2. Теория

Проводилось исследование транзистора, структура которого представлена на рис.1.

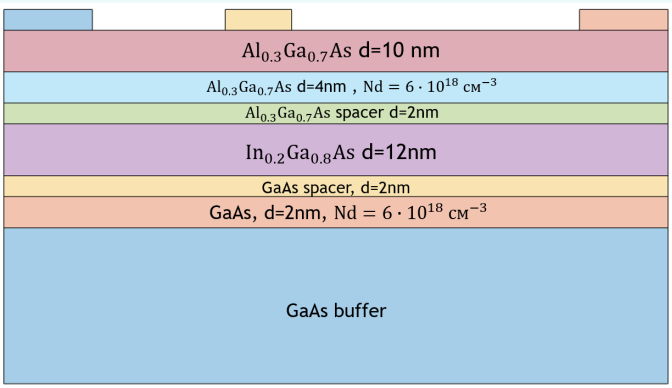


Рис. 1. Структура исследуемого транзистора, размеры не в масштабе. $L_{gd} = 0.9$ мкм, $L_{gs} = 0.6$ мкм, $L_g = 0.15$ мкм

Для моделирования электрофизических характеристик транзистора использовалась модель, основанная на методе частиц, подробно описанная в [6]. Для моделирования использовалось 40000 частиц, при этом питающие напряжения затвор-сток U_gs и сток-исток U_gd изменялись с шагом 0.1 и 0.2 В, соответственно, в диапазонах $-0.7 \leq U_{gs} \leq 0.7$ В и $0 \leq U_{gd} \leq 5$ В, время моделирования составило t=25 пс, временной шаг dt=1 фс. В качестве начального условия распределения заряда использовалось допущение, что все электроны находятся в легированных слоях транзистора. Результаты моделирования характеристик транзистора представлены на рис.2. Как видно из рис.2а, в диапазоне напряжений $U_{gs} = 0.2{:}\,0.7$ В и $U_{ds} = 1.2$ В, наблюдается появление участков отрицательного дифференциального сопротивления. В рамках разработанной модели имеется возможность оценить протекание тока во времени. Исследование I(t) для различных рабочих точек показало, что при указанных напряжениях наблюдаются колебания тока стока. Зависимость I(t) при $U_{gs} = 0.7$ В , $U_{ds} = 3$ В представлена на рис.2б.

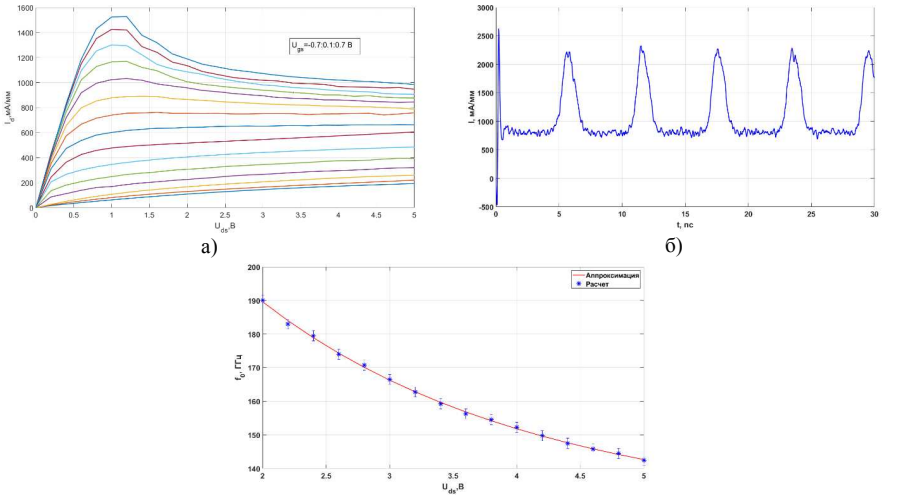


Рис. 2. Результаты моделирования характеристик исследуемого транзистора: а) рассчитанное семейство ВАХ, напряжение затвор-исток варьировалось в диапазоне $U_{gs} \in [-0.7\ 0.7]$ В с шагом 0.1 В; б) временная зависимость тока транзистора при $U_{gs} = 0.7$ В, $U_{ds} = 3$ В; в) зависимость $f_0(U_{ds})|_{U_{gs}=0.7\text{ В}}$ исследуемого транзистора

Анализ литературы [3-5,7] показал, что такие колебания тока в транзисторе обусловлены эффектом Ганна, который связан с возникновением сильных электрических доменов в многодолинных полупроводниках. Время формирования домена на границе подзатворной области, движение домена в направлении затвор-сток и разрушение домена на стоке определяет ширину и положение пиков на зависимости I(t), что, в свою очередь, определяют фундаментальную частоту генерации f_0. Полученная частота представляет собой фактор качества транзистора. Также было обнаружено, что при изменении напряжения U_{ds} меняется f_0. Полученная зависимость $f_0\ (U_{ds}\ )|_{(U_{gs}=0.7\text{ В})}$, представлена на рис.1в.

3. Заключение

При численном моделировании GaAs-HEMT были обнаружены неустойчивости тока, выражающихся как резкие периодические всплески на зависимости I(t), при приложении питающих напряжений затвор-исток и сток-исток. Возникновение этих неустойчивостей связано с эффектом Ганна, а частота их возникновения может служить оценкой качества прибора. Результаты, полученные в ходе моделирования GaAs-HEMT, находятся в хорошем согласии с известными литературными данными. Полученная зависимость $f_0\ (U_{ds}\ )$ может быть использована для построения генераторов, управляемых напряжением, на основе GaAs-гетероструктур. К потенциально отрицательным последствиям обнаруженного эффекта следует отнести возможное снижение выходной мощности и коэффициента усиления каскадов на основе GaAs-HEMT в рабочих диапазонах частот, а также сложности при проектировании согласующих цепей для обеспечения их устойчивой работы.

Список литературы

1. М.С. Гусятинер, А.И. Горбачев. Полупроводниковые сверхвысокочастотные диоды. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.
2. Баржин В.Я, Бокк О.Ф. и др. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. – М.: Сов.радио, 1973. – 464 с.
3. G.M. Dunn, A. Phillips, P.J. Topham. Gunn instabilities in power HEMTs. // Electronic Letters. – 2001. – Vol. 37. – No.8. – pp. 530-531.
4. A. Khalid et.al. Planar Gunn-type triode oscillator at 83 GHz // Electronic Letters. – 2007. – Vol. 43. – No.15. – pp. 837-838.
5. A. Bangert et.al. Monolithic integrated 75 GHz oscillator with high output power using a pseudomorphic HFET // 1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest
6. Р. Хокни. Дж. Иствуд. Численное моделирование методом частиц: Пер. с англ. – М.: Мир, 1987 – 640 с.
7. K. Lubke, H. Scheiber, H. Thim. A Voltage Tunable 35 GHz Monolithic GaAs FECTED Oscillator // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1991. – Vol. 1. – No. 2. – pp.35-37/

Микроструктуры мемристоров на основе HfO_2: технология, характеристики и моделирование [1]

[1] Руденко К.В., Мяконьких А.В., Пермякова О.О., Рогожин А.Е., Фадеев А.В.
[1] *Физико-технологический институт им. К.А. Валиева РАН*
117218 г. Москва, Российская Федерация, Нахимовский проспект, д.34
rudenko@ftian.ru

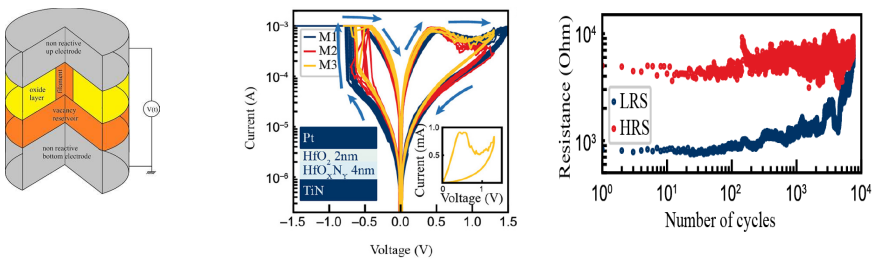
Аннотация: *Приведены результаты исследований, посвященных разработке технологии ячеек энергонезависимой памяти на основе новых структур оксидных мемристоров с двухслойным диэлектриком на основе HfO_2. Экспериментально изучены формовочные и переключательные характеристики структур между состояниями LRS и HRS, исследованы особенности их вольт-амперных характеристик. Создана модель, описывающая обратимые резистивные переключения в изготовленном мемристоре. Получено хорошее соответствие расчетных и экспериментальных результатов.*

1. Введение

В последние годы наблюдается вал исследований в области обратимых резистивных переключений [1] в МИМ структурах в связи с перспективами использования ячеек на их основе – мемристоров в качестве быстрой энергонезависимой памяти высокой плотности (ReRAM) в кросс-бар архитектуре, внедрения новой парадигмы “in memory computing”, создания массивов искусственных синапсов для нейроморфных вычислений [2]. Несмотря на значительные усилия, промышленное освоение новой элементной базы ещё ограничено микросхемами SoC-контроллеров, содержащих 12 Мбит ReRAM [3]. Четыре основных проблемы нужно решить для реализации потенциала ЭКБ мемристоров: избежать начальной электроформовки ячеек, получить воспроизводимые параметры переключения HRS/LRS от ячейки к ячейке при V_{DD} для современных ИС, добиться максимальной устойчивости в циклах переключения (endurance) и времени хранения состояний (retention time). Анализ показывает, что к настоящему моменту исследования ведутся в направлении оптимизации структуры и материала ячейки, но пока комплексное решение для указанных параметров не найдено.

2. Технология и характеристики мемристора с двухслойным диэлектриком

Металлические электроды TiN и Pt изготовлены PVD-процессом. Активный слой ячейки HfO_2 и область диэлектрика HfO_XN_Y у активного электрода сформированы с использованием прецизионного процесса ALD с точным контролем толщины структуры (Рис 1а). Слой HfO_XN_Y был введен в исходную структуру $Pt/HfO_2/TiN$, чтобы сформировать начальную высокую асимметрию концентрации вакансий (резервуар) внутри активного слоя. Для снижения напряжения формовки до рабочих напряжений развит метод управляемого инжиниринга дефектов методами ионной имплантации [4, 5].



а) б) в)

Рис. 1. а) структура ячейки мемристора: Pt(up electrode)/HfO_2(ox. layer)/HfOxNy (vacancy reservoir)/TiN(bottom electrode) б) ВАХ ячейки с предварительной формовкой (цвет – ячейки M1, M2, M3); с) Характеристика стабильности циклов переключения (endurance).

Исследованы ВАХ ячеек (Рис. 1б), включающие обратимые переключения между состояниями HRS и LRS с хорошей воспроизводимостью между ячейками [6-8], а также явления деградация значения сопротивления в низкоомном состоянии при последовательных переключениях (Рис. 1в) [8-9].

[1] Работа выполнена в рамках Госзадания для ФТИАН им. К.А. Валиева РАН по темам FFNN-2022-0019 и FFNN-2023-0003.

3. Аналитическая модель резистивных переключений и расчет ВАХ ячейки ReRAM

Для теоретического исследования резистивных переключений в экспериментальной ячейке, дающего ключ к пониманию физических процессов, приводящих в конечном итоге к деградации филамента в LRS-состоянии, были использованы методы математического моделирования [10, 11]. Полагается, что проводящий филамент в данном типе активной среды мемристора образован заряженными кислородными вакансиями V_O^{2+}в диэлектрике. Их кинетика в исходно сформированном филаменте определяется генерацией и рекомбинацией V_O^{2+}, их диффузией и дрейфом в электрическом поле.

Рассмотрено самосогласованное решение уравнений теплопроводности, диффузии и дрейфа кислородных вакансий в электрическом поле, а также уравнений непрерывности с нулевым источником внутреннего заряда. Аналитическая модель [11], учитывающая эти явления, с учетом физических механизмов транспорта носителей заряда на границах слоев активного диэлектрика и электродов (туннелирование и надбарьерный транспорт), хорошо описывает обратимые резистивные переключения в экспериментальной ячейке памяти, включая нелинейный детали ВАХ (Рис.2).

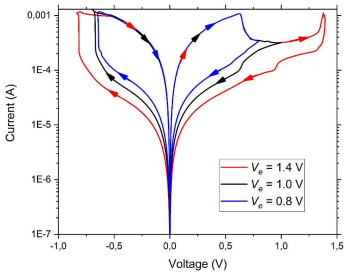


Рис. 2. Модельные ВАХ ячейки мемристора для диапазона потенциалов 0 – Ve

Тестирование модели на экспериментальной структуре позволяет экстрагировать фундаментальные параметры активной среды ячейки Pt/HfO2/HfOxNy/TiN – энергию миграции вакансий V_O^{2+}, уровни ловушек заряда в диэлектрике и тепловые характеристики. Полученные параметры отвечают диапазону данных, приводимых в литературе для диэлектриков на основе HfO_2 .

3. Заключение

Предложена технология и изучены характеристики мемристора с двухслойным диэлектриком и нелинейными параметрами резистивного переключения, исключающими необходимость селекторного элемента в кросс-бар архитектуре ReRAM. Показана возможность снижения напряжения формовки до рабочих потенциалов переключения. Предложена аналитическая модель переключения мемристорной ячейки филаментарного типа, позволяющая рассчитать ВАХ и её нелинейности, критические напряжения переключения, теоретически исследовать соотношения R_{HRS}/R_{LRS}..

Список литературы

1. Resistive Switching. / Ed. by D. Ielmini and R. Waser // Publ. Wiley-VCH Verlag, Weinheim, Germany (2016), 755 pp.
2. F. Zahoor, et al. Resistive Random Access Memory (RRAM): an Overview of Materials, Switching Mechanism, Performance, Multilevel Cell (mlc) Storage, Modeling, and Applications. // Nanoscale Research Letters (2020) 15:90. doi:10.1186/s11671-020-03299-9.
3. ReRAM Overview (White Paper). 2023. // © Fujitsu Semiconductor Memory Solution Limited. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.fujitsu.com/jp/group/fsm/en/products/reram/ReRAM_whitepaper_2023e.pdf .
4. O.O. Permyakova, A.V. Miakonkikh, K.V. Rudenko, A.E. Rogozhin. The effect of plasma immersion ion implantation of Ne+ or Ar+ or Kr+ on the forming voltage of the resistive switching in the structure Ni/Pt/HfO2(10nm)/TaN(5nm)/TiN. // J. Phys.: Conf. Ser. 1695 012009 (2020). doi: 10.1088/1742-6596/1695/1/012009.
5. O.O. Permyakova and A.E. Rogozhin. Modelling electroforming process under constant bias voltage conditions // J. Phys.: Conf. Ser., (2021) 2086, 012030. doi:10.1088/1742-6596/2086/1/012030.
6. O. Permiakova, A. Rogozhin, E. Smirnova, K. Rudenko. Repetitive nonlinear behaviour during RESET process in bipolar resistive switching of Al2O3/HfO2/TaO_XN_Y stack. // Proc. of the Intern. Conference “Micro- and Nanoelectronics - 2021”: Book of abstracts (October 4-8, 2021, Zvenigorod, Russia) p. 22.
7. O.O. Permiakova, A.E. Rogozhin, A.V. Miakonkikh, E.A. Smirnova, K.V. Rudenko. Transition between resistive switching modes in asymmetric HfO2-based structures. // Microelectron. Engineering, (2023), v. 275, 111983. doi:10.1016/j.mee.2023.111983.
8. A.G. Isaev, O.O. Permyakova, A.E. Rogozhin. Mechanisms of conductive filament formation in hafnium oxide multilayer structures.// Thin Solid Films, (2023), v.781, 139993. doi: 10.1016/j.tsf.2023.139993.
9. Пермякова О.О., Рогожин А.Е., Мяконьких А.В., Руденко К.В. Деградация значения сопротивления в низкоомном состоянии в структуре на основе HfO_2/HfO_XN_Y. // Физика и техника полупроводников 2023, вып. 6, 451. doi:10.61011/FTP.2023.06.56473.39k.
10. Пермякова О.О., Рогожин А.Е. Моделирование резистивного переключения в мемристорных структурах на основе оксидов переходных металлов // Микроэлектроника, (2020), т.49, №5. с. 323-333. doi:10.31857/S0544126920040067.
11. A.V. Fadeev, K.V. Rudenko. Filament-based memristor switching model. // Microelectronic Engineering, (2024), v. 289, 112179. doi:10.1016/j.mee.2024.112179.

Разработка одноэлектронных функциональных устройств на основе наведенных квантовых точек в кремнии и металлорганических каркасных полимеров

[1] Панкратов С.А., [1] Крупенин В.А., [1] Шорохов В. В., [1,2] Преснов Д.Е.

[1] *Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова, физический факультет*
г. Москва, Россия
[2] *Научно-исследовательский центр ядерной физики имени Д.В. Скобельцына МГУ*
г. Москва, Россия
pankratov.sa18@physics.msu.ru

Аннотация: *В данной работе изложены концепции функциональных одноэлектронных устройств на основе наведенных КТ в кремниевом нанопроводе и металлорганического координационного полимера, обладающими рядом преимуществ перед уже существующими аналогами. Описаны физические принципы работы устройств и сделаны первые шаги на пути к их реализации.*

1. Введение

Интерес к разработке функциональных одноэлектронных устройств связан с тем, что рост производительности микрочипов за счет уплотнения и миниатюризации электронных компонентов принципиально ограничен дискретностью материи и другими технологическими факторами.

Можно выделить два вида функциональных одноэлектронных устройств. К первой группе относятся устройства на основе комплементарной структуры металл-оксид-полупроводник. Среди них все большее внимание уделяется устройствам, в которых в качестве зарядовых центров выступают наведенные квантовые точки (КТ) в кремнии [1]. Эта подгруппа образует одну из главных технологических платформ для реализации квантового компьютера, в котором состояние квантового бита (кубита) кодируется спином электронов на квантовой точке. Разработка таких устройств привлекательна с точки зрения масштабируемости кубитов, обусловленной использованием хорошо развитых и отработанных кремниевых технологий для их изготовления [2].

Ко второй группе можно отнести системы, в которых в качестве активных компонентов используются атомно-молекулярные кластеры. Такие устройства отличаются повышенными рабочими температурами, компактностью и перестраиваемой функциональностью [3]. Кроме того, использование способных к самосборке молекулярных структур, таких как металлорганические каркасные полимеры (МКП), дает возможность относительно просто создавать упорядоченные структуры нанометрового масштаба для сложных одноэлектронных устройств, таких как резервуарные сети [4]. Широкие возможности и интересные свойства молекулярных одноэлектронных устройств на основе МКП делают их привлекательными для развития функциональных одноэлектронных устройств на их основе.

В данной работе представлены результаты разработки элементов структуры полупроводниковых кубитов на основе наведенных квантовых точек в кремнии и элементов функциональных молекулярных устройств на основе металлорганических каркасных полимеров.

2. Результаты

Типичная структура кубитного устройства на основе наведенных КТ в кремниевом нанопроводе представлена на рис. 1а. Он состоит из кремневого нанопровода, лежащего на толстой диэлектрической подложке и отделенного с помощью тонкого слоя оксида кремния от управляющих металлических электродов, охватывающих его.

Было проведено моделирование процесса формирования дырочных резервуаров методом плазменной иммерсионной ионной имплантации с помощью метода Монте-Карло в программе SRIM [5]. Исходя из результатов моделирования была подобрана энергия имплантируемых ионов бора (3 кэВ), доза легирования (10^{15} $см^{-2}$), а также толщина резистной маски (не менее 75 нм). Экспериментально исследовалась зависимость слоевого сопротивления легированных образцов от температуры с помощью метода ван дер Пау [6]. Данная зависимость имеет металлический характер, что обусловлено высокой концентрацией свободных дырок в приборном слое кремния (порядка 10^{20} $см^{-3}$ по результатам ВИМС).

Таже были отработаны процессы формирования кремниевых нанопроводов методом реактивно-ионного травления и 15 нм изолирующего слоя оксида кремния на их поверхностях. Также был подобран режим электронно-лучевой литографии для формирования тонких (около 20 нм по ширине) управляющих затворов, пересекающих кремниевый нанопровод.

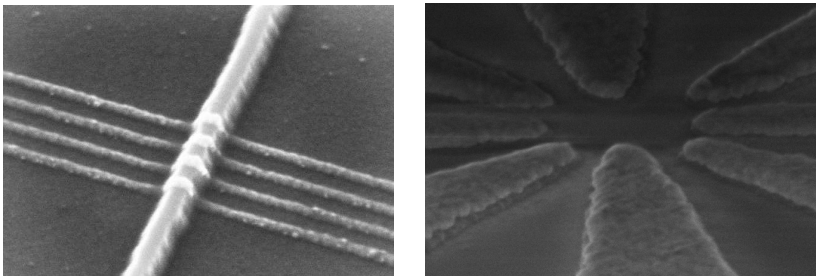


Рис. 1 Изображения разрабатываемых функциональных устройств на основе а) наведенных КТ в кремниевом нанопроводе; б) металлорганического координационного полимера, полученных с помощью сканирующего электронного микроскопа

С помощью метода конечных элементов было промоделировано распределение электрического потенциала в кремниевом нанопроводе. Был построен вид эффективной потенциальной ямы для дырок в КТ, а также рассчитана прозрачность туннельных барьеров, что позволило оценить значения управляющих потенциалов, которые могли бы обеспечить управляемый одноэлектронный транспорт в системе (менее 5 мВ по модулю).

Вместе с тем исследовался характер проводимости цепочек МКП при комнатной температуре в вакууме. Для этого на диэлектрической подложке методами электронно-лучевой литографии были сформированы системы из восьми золотых электродов, сходящихся в область менее 100 нм в диаметре (рис. 1б), на которые затем осаждался МКП.

Были получены вольтамперные характеристики структур при комнатной температуре в вакууме, демонстрирующие характерные участки кулоновских блокад шириной около 2 вольт. Этот результат указывает на возможность реализации одноэлектронного режима проводимости в системах МКП и принципиальную возможность использования этих соединений в качестве активной структуры одноэлектронной резервуарной сети.

С помощью метода теории функционала плотности были получены одночастичные спектры фрагментов звена МКП, с помощью которого была оценена высота туннельного барьера, образованного непроводящим участком МКП. Это позволило рассчитать количество каналов проводимости для исследуемой в эксперименте структуры (не менее 1300 штук) [4]. Также была получена оценка собственной емкости зарядового центра МКП (порядка 1.6×10^{-20} Ф).

3. Заключение

В рамках этой работы был предложен концепт кубитной системы на основе наведенных КТ в кремниевом нанопроводе и отработаны отдельные этапы изготовления элементов этого устройства. Экспериментально исследована зависимость слоевого сопротивления легированных бором подложек от температуры. С помощью теоретических подходов был установлен вид потенциальной ямы в квантовой точке.

Была продемонстрирована система на основе МКП, которая проявляет одноэлектронные эффекты при комнатной температуре. Данная работа доказывает принципиальную возможность воспроизводимо создавать одноэлектронные логические устройства на основе МКП, обладающие упорядоченной структурой, настраиваемыми свойствами и функционалом для решения широкого спектра разнообразных задач.

Список литературы

1. Deng, G.W., Xu, N., Li, W.J. Gate-Defined Quantum Dots: Fundamentals and Applications. // Lecture Notes in Nanoscale Science and Technology. 2020. №27. P. 107-133.
2. Zwerver A. M.J. et. al. Qubits made by advanced semiconductor manufacturing // Nature Electronics. 2022. Vol. 5. №3. P. 184–190.
3. T. Chen, J. van Gelder, B. van de Ven, et al. Classification with a disordered dopant-atom network in silicon // Nature. 2022. Vol. 577. P. 341–345.
4. Панкратов С.А., Паршинцев А.А., Преснов Д.Е., Шорохов В.В. Расчет числа каналов проводимости в одноэлектронной резервуарной сети на металлорганических каркасных полимерах // Известия Российской академии наук. Серия физическая. 2023. Т.87. № 1. С. 71–78.
5. Ziegler J. F. SRIM-2003 // Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. B. 2004. -Vol. 219. P. 1027-1036.
6. Van der Pauw L. J. A method of measuring the resistivity and Hall coefficient on lamellae of arbitrary shape //Philips technical review. 1958. Vol. 20. P. 220-224.

Зависимость эквивалентной проводимости нанометровых проводящих пленок от толщины

Старостенко В.В., Кофанов А.Н., Григорьев Е.В.,
Зуев С.А., Таран Е.П., Грозовский А.Д.

ФГАОУ ВО «КФУ им. В.И. Вернадского»
г. Симферополь, пр. Вернадского, 4, 295007, Российская Федерация
taran_evgeniy@mail.ru

Аннотация: *В работе приводятся расчетные соотношения для эквивалентной проводимости нанометровых проводящих пленок, зависимости которых от толщины пленок необходимо учитывать при моделировании физических процессов в многослойных и сложных пленочных структурах.*

1. Введение

В настоящее время отсутствуют работы по исследованиям зависимости проводимости нанометровых пленок от их толщины. Основной причиной этого является то обстоятельство, что нанометровые пленки не являются сплошными, а представляют собой островковые структуры [1]. Вместо понятия удельная проводимость необходимо использовать термин эквивалентная проводимость, в котором заложены различные факторы, лежащие в основе понятия электропроводности (токи смещения, туннелирование и т.д.). При решении дифракционных и электротепловых задач использование справочных (табличных) значений удельной проводимости материалов для нанометровых проводящих пленок приводит к неверным результатам, не соответствующим физическим представлениям [2-4].

Целью работы являются обоснование аналитических выражений для эквивалентной проводимости нанометровых проводящих пленок и возможности их использования в моделях и для исследования физических процессов в устройствах, содержащих нанометровые пленки.

2. Исходные положения и их обоснование

Исходными положениями для получения аналитических соотношений эквивалентной проводимости являются следующие:

1) экспериментальные результаты различных авторов для зависимостей отраженной, прошедшей и поглощенной мощностей по отношению к падающей волне от толщины пленок;
2) теоретические соотношения, полученные при решении дифракционной задачи для плоской волны на структуре «свободное пространство-проводящая плоскость-свободное пространство» с однородными составляющими и явным заданием граничных условий;
3) результаты с максимальным преобразованием энергии электромагнитного поля (ЭМП) в тепловую энергию при эквивалентной проводимости $\sigma = 10^6$ См/м.

В работе использовались следующие соотношения для оптических коэффициентов:

$$T = \left(\frac{z_2}{z_2+z_0/2}\right)^2;\ R = \left(\frac{Z_0/4}{z_2+z_0/2}\right)^2;\ A = \frac{4Z_0Z_2}{(2Z_2+Z_0)^2}, \qquad (1)$$

где $T=P_{ПРОШ}/P_{ПАД}$, $R=P_{ОТР}/P_{ПАД}$, $A=P_{ПОГЛ}/P_{ПАД}$ - относительные по отношению к падающей волне мощности прошедшей, отраженной и поглощенной волн; Z_0 и Z_2 - волновые сопротивления свободного пространства и проводящей среды соответственно.

Оптические коэффициенты связаны между собой балансом мощностей $T+R+A=1$. Максимум поглощения определяется из соотношения $dA/dZ_2=0$ и реализуется при $Z_2=1/\sigma d=Z_0/2$, где σ - удельная проводимость пленки толщиной d. Из результатов экспериментальных исследований следует, что максимальное поглощение $A=0{,}5$ для пленок из золота реализуется при толщине $d\approx 5$ нм и $Z_2=Z_0/2$.

3. Аппроксимации для эквивалентной проводимости

В зависимости от табличных значений удельной проводимости можно выделить пленки с $\sigma\geq 10^7$ См/м, характерной особенностью которых является наличие пространственного резонанса зависимости $A=A(d)$ - это пленки из Au, Ag, Cu, Al и др. Для таких пленок необходимо задавать аппроксимирующие функции на интервалах толщин: $0\leq d\leq 5$ нм, $5\leq d\leq 10$ нм, $d\geq 10$ нм.

На рис.1 приведена кусочно-непрерывная аппроксимация эквивалентной проводимости от толщины для этой группы материалов.

Для пленок из металлов с проводимостью более 10^7 См/м целесообразно использовать следующие соотношения:

$$\sigma = \begin{cases} 10^{d1+1}\,(d/5D)^n, D = 1нм, n = 1, при\ d1 = 0,1,\dots 5; \\ 10^6\,[1 + 10(1 - e^{-(d2-5)/B})], B = 2, при\ d2 = 6,\dots 10; \\ \sigma_0, при\ d > 10\ нм, \sigma_0 - табличные\ значения\ проводимости\ материалов. \end{cases} \quad (2)$$

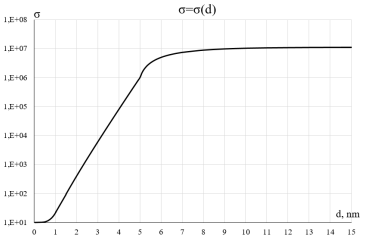


Рис.1 Аппроксимация эквивалентной проводимости пленок с $\sigma \geq 10^7$ См/м

Значения оптических коэффициентов *T*, *R* и *A*, вычисленные с использованием соотношений (2), численно совпадают с экспериментальными результатами.

В научных публикациях практически отсутствуют данные о зависимостях оптических коэффициентов пленок с табличными значениями удельной проводимости порядка или менее 10^6 См/м (NiCr, Ti, Ni и др.). Экспериментальные исследования показывают, что в пленках из таких материалов пространственный резонанс практически не выражен и возможна достаточно простая аппроксимация удельной проводимости от толщины пленки:

$$\sigma = \sigma_0(1 - e^{-d3}), \quad (3)$$

где d3 по величине равно толщине пленки в нм, но является безразмерной величиной.

На рис.2 представлен график эквивалентной проводимости для пленок с удельной проводимостью $\sigma = 10^6$ См/м.

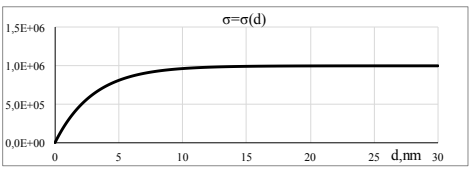


Рис.2 График эквивалентной проводимости для пленок с удельной проводимостью $\sigma = 10^6$ См/м.

4. Заключение

В работе показано, что для моделирования пленок со значениями табличной проводимости более 10^7 См/м (Au, Ag, Cu, Al) необходимо аппроксимировать зависимость эквивалентной удельной проводимости на трех интервалах толщин нанопленок (2), а для пленок из материалов со значениями табличной проводимости 10^6 См/м или менее (NiCr, Ti, Ni, органические пленки и т.д.) возможно аналитическое задание σ=σ(d) для широкого интервала изменения толщин пленок (3). Приведенные результаты пригодны не только для решения дифракционных и тепловых задач, но и дают представление о формировании нанопленок.

Список литературы

1. Maier, S.A. (2007). Plasmonics. Fundamentals and Applications. Springer Science: 273//С.А. Майер. Плазмоника, теория и применения /Пер. с англ. Т.С. Нечаева и Ю.В. Колисниченко. – Москва - Ижевск, 2011. – 296 с.

2. Sucheng Li, Jie Luo, Shahzad Anwar, Shuo Li, Weixin Lu, Zhi Hong Hang, Yun Lai, Bo Hou, Mingrong Shen, and Chinhua Wang. (2014). Broadband Perfect Absorption of Ultrathin Conductive Films with Coherent Illumination: Super Performance of Electromagnetic Absorption. Physical Review B. 91. 220301(R) – Published 11 June 2015. https://doi.org/10.1103/PhysRevB.91.220301.

3. Nimtz, G. and Panten, U. (2010), Broad band electromagnetic wave absorbers designed with nano-metal films. Ann. Phys., 19: 53-59. doi:10.1002/andp.200910389.

4. Пронин С. М., Вдовин В. А., Андреев В. Г. Исследование оптических коэффициентов нанометровых плёнок меди и золота в СВЧ диапазоне // Учёные записки физического факультета МГУ. 2016. Вып. 5. 165411.

Инструментарий для расчета характеристик гетероструктур, содержащих GaN, SiC и графен

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Батура М. П., Ермак В.О.

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

Аннотация: *В работе рассмотрен инструментарий, предназначенный для моделирования характеристик гетероструктур, содержащих GaN, SiC и графен с вертикальным транспортом. С его помощью промоделированы структуры на основе материальной системы GaN/SiC с учетом различия в задании гетерограниц Ga/Si и Ga/C.*

1. Введение

В работе исследован транспорт через вертикальные гетероструктуры на основе GaN/SiC. Моделирование приборных структур является одним из этапов разработки любого наноэлектронного устройства на основе различных материальных систем [1]. Разработка моделей для расчета электрических характеристик гетероструктур с чередованием нескольких атомных слоев является актуальной задачей [2]. В данной работе моделирование ряда гетероструктур проведено с помощью разработанного инструментария и модифицированного на случай расчета характеристик гетероструктур, содержащих GaN, SiC и графен с вертикальным транспортом.

2. Модель. Результаты моделирования

В докладе использована комбинированная модель резонансно-туннельных диодов [3], модифицированная на случай учета вертикального транспорта носителей заряда и предназначенная для моделирования гетероструктур, содержащих GaN, SiC, Si и графен. В модели решаются уравнения Шредингера и Пуассона для учета влияния приконтактных областей прибора. Инструментарий, разработанный на базе данной модели, реализован на языке Compact Visual Fortran.

С помощью разработанного программного обеспечения [4,5] проведено его тестирование при расчете характеристик гетероструктур, содержащих GaN, SiC, Si и графен с вертикальным транспортом. В частности, на примере многобарьерной структуры $Al_{0.18}Ga_{0.82}N/GaN$, двухбарьерных структур Si_3N_4/SiO_2 и графен/SiC рассчитан коэффициент прохождения в зависимости от энергии электронов при различных приложеных напряжениях. Результаты расчетов параметров гетероструктур, содержащих GaN, SiC и графен с вертикальным транспортом, подтверждают адекватность предложенной модели.

В результате проведенных исследований рассчитаны вольт-амперные характеристики двухбарьерной гетероструктуры GaN/SiC с гетерограницей Ga/Si с шириной барьеров равной 1,0 нм (рис. 1).

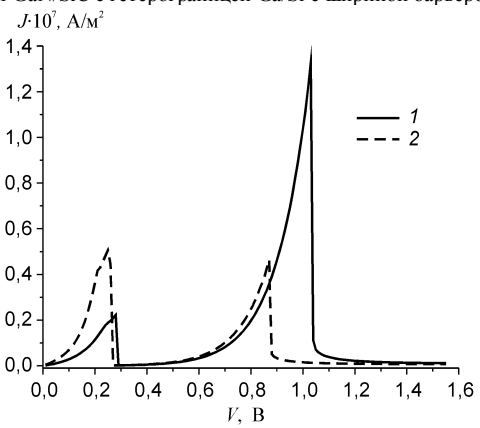


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики двухбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур GaN/SiC с гетерограницей Ga/Si с различной шириной квантовой ямы: 1) W_w=1,6 нм; 2) W_w=1,8 нм.

Для данного случая высота потенциальных барьеров задается равной 0,92 эВ согласно исследованиям работы [6]. Расчеты проведены для гетероструктур с различной шириной квантовой ямы 1,6 нм и 1,8 нм. Число шагов сетки пространственной дискретизации задавалось равным 536 и 538 соответственно. В структурах также присутствуют спейсерные области GaN шириной 5 нм. Приконтактные области шириной 20 нм легированы донорной примесью величиной $1 \cdot 10^{25}$ м$^{-3}$. Аналогичные исследования проведены для гетероструктуры GaN/SiC с гетерограницей Ga/C (рис. 2). В данном случае их различие учитывалось только за счет различия в высоте потенциальных барьеров [6]. Для случая гетероструктуры GaN/SiC с гетерограницей Ga/C высота потенциального барьера значительно ниже GaN/SiC с гетерограницей Ga/Si и составляет 0,51 эВ. Проведенные расчеты показывают смещение пиковых напряжений в область более низких значений при увеличении ширины квантовой ямы. Очевидно, что плотности пиковых токов и токи долины для случая с гетерограницей Ga/C дают лучший результат.

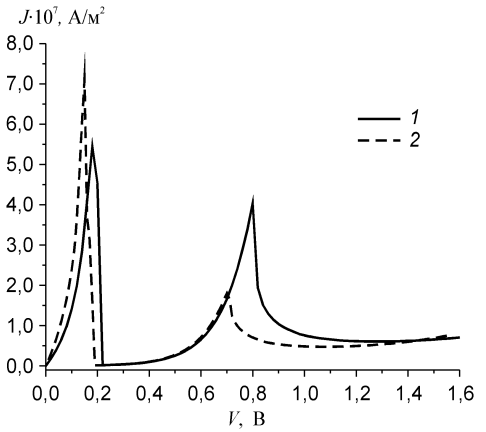


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики двухбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур GaN/SiC с гетерограницей Ga/C с различной шириной квантовой ямы: 1) W_w=1,6 нм; 2) W_w=1,8 нм.

3. Заключение

В работе представлены результаты моделирования вертикального транспорта в двухбарьерных резонансно-туннельных гетероструктурах GaN/SiC с учетом гетерограниц Ga/Si, Ga/C. Показана важность учета данного фактора при расчетах и изготовлении устройств на данных гетероструктурах ввиду малости активной области (несколько атомных слоев материалов) исследуемых приборных структур. На примере варьирования ширины квантовой ямы для обоих случаев продемонстрировано влияние данного фактора на вольт-амперные характеристики гетероструктур.

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Фотоника и электроника для инноваций", подпрограмма "Микро- и наноэлектроника" Республики Беларусь.

Список литературы

1. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2016. 444 с.
2. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур наноэлектроники на основе 2D материалов // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2023. Т. 15. № 1. С.54-68.
3. Абрамов И. И., Гончаренко И. А., Коломейцева Н. В. Комбинированная модель резонансно-туннельного диода // Физика и техника полупроводников. 2005. Т. 39, № 9. С. 1138-1145.
4. Abramov I. I., Labunov V. A., Kalameitsava N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I.Y. Simulation of various nanoelectronic devices based on 2D materials // Proc. of SPIE. 2022. V. 12157. P. 121570U-1-9.
5. Abramov I. I., Baranoff A. L., Goncharenko I. A., Kolomejtseva N. V., Bely Y. L., Shcherbakova I. Y. A nanoelectronic device simulation software system NANODEV: New opportunities // Proc. of SPIE. 2010. V. 7521. P. 75211E1-1-11.
6. Lee J., Davis R.F., Nemanich R.J. Direct bonding of GaN and SiC; A novel technique for electronic device fabrication // International Journal of high Speed Electronics and Systems. 2004. V. 14. N 1. P. 83-105.

Теоретическое исследование трехбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур MoS_2/WSe_2 с вертикальным транспортом

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А.

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

Аннотация: *Проведено моделирование трехбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур MoS_2/WSe_2 с вертикальным транспортом с потенциальными барьерами WSe_2 и различными по ширине квантовыми ямами MoS_2 с использованием разработанного программного обеспечения, предназначенного для моделирования резонансно-туннельных гетероструктур с вертикальным транспортом на основе двумерных материалов.*

1. Введение

Одним из самых востребованных 2D-материалов среди дихалькогенидов является MoS_2. На практике получены гетероструктуры, содержащие MoS_2 и представляющие интерес для создания новых наноэлектронных приборов. В частности, в структуре графен/MoS_2/графен [1] несколько атомных слоев MoS_2 играют роль потенциального барьера и могут использоваться в полевых транзисторах. Гетероструктуры на основе MoS_2/WSe_2, MoS_2/SiO_2 с вертикальным транспортом могут использоваться для создания резонансно-туннельных диодов.

В данной работе рассматривается моделирование гетероструктур MoS_2/WSe_2 с вертикальным транспортом с использованием предложенной самосогласованной модели.

2. Модель. Результаты моделирования

В работе предложена модификация модели резонансно-туннельных структур, предназначенная для моделирования гетероструктур, содержащих 2D-материалы, с вертикальным транспортом. Модель является комбинированной и основана на самосогласованном решении уравнений Шредингера и Пуассона [2-6]. Она позволяет рассчитывать самосогласованный потенциал, коэффициент прохождения, вольт-амперные характеристики исследуемых приборных структур.

В данной работе исследованы трехбарьерные гетероструктуры на основе MoS_2/WSe_2. При расчетах данных гетероструктур необходимо учитывать различные нюансы при задании параметров материалов. В связи с тем, что структуры обладают размерами толщиной в несколько атомных слоев, важно учитывать, что диэлектрическая проницаемость материала, ширина запрещенной зоны зависит от числа слоев в материале. А также то, что для каждого 2D-материала толщина одного атомного слоя различна [7].

Рассмотрим подробнее трехбарьерные гетероструктуры с чередованием барьеров WSe_2 с расположенными между ними квантовыми ямами, состоящими из нескольких слоев MoS_2. С помощью комбинированной модели резонансно-туннельных диодов, модифицированной на случай учета вертикального транспорта, было проведено моделирование приборных гетероструктур, состоящих из барьеров толщиной в 3 атомных слоя WSe_2 и квантовых ям из слоев MoS_2 с приконтактными областями MoS_2 толщиной в 20 нм, легированными донорной примесью $2 \cdot 10^{24}$ м$^{-3}$. Построены графики зависимости плотности тока от напряжения при комнатной температуре. На рис.1 и рис.2 показаны вольт-амперные характеристики исследованных гетероструктур с различными ширинами квантовых ям толщиной от 3 до 6 слоев MoS_2. Исследования показали, что данные гетероструктуры обладают ярко выраженной областью отрицательной дифференциальной проводимости (ОДП) в тех случаях, когда квантовая яма состоит из 3 слоев MoS_2 (рис.1, кривая 1), 4 слоев MoS_2 (рис.1, кривая 2) и 5 слоев MoS_2 (рис.2, кривая 1). При увеличении размера квантовых ям до 6 слоев (рис.2, кривая 2) с теми же прочими параметрами гетероструктуры область ОДП практически исчезает, т.е. характеристика показывает нарастание плотности тока. Получены следующие соотношения пикового тока к току долины: 1) 1,29 для гетероструктуры с трехслойной квантовой ямой; 2) 3,05 для гетероструктуры с четырехслойной квантовой ямой; 3) 2,0 для гетероструктуры с пятислойной квантовой ямой. Наилучшим соотношением обладает гетероструктура MoS_2/WSe_2 с четырехслойной квантовой ямой.

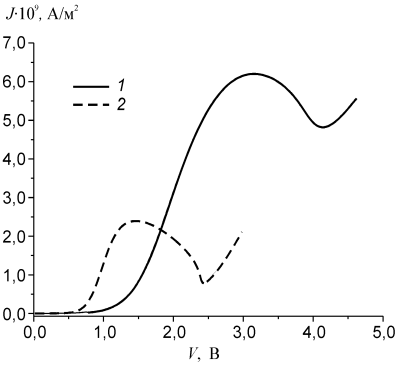


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики трехбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур MoS_2 /WSe_2 с различными ширинами квантовой ямы: 1) 3 слоя MoS_2; 2) 4 слоя MoS_2

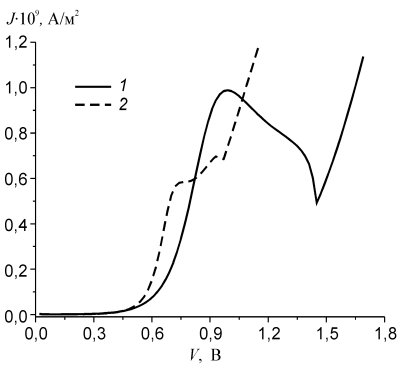


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики трехбарьерных резонансно-туннельных гетероструктур MoS_2 /WSe_2 с различными ширинами квантовой ямы: 1) 5 слоев MoS_2; 2) 6 слоев MoS_2

3. Заключение

В результате с использованием предложенной модели проведено исследование трехбарьерных гетероструктур MoS_2/WSe_2 с вертикальным транспортом. Проанализирована область ОДП на вольт-амперных характеристиках данных гетероструктур. Установлено, что наилучшим соотношением пикового тока к току долины равным 3,05 обладает трехбарьерная гетероструктура MoS_2/WSe_2, состоящая из трехслойных барьеров WSe_2 и четырехслойных квантовых ям MoS_2, а в случае шестислойных квантовых ям область ОДП мало выражена.

Использованная в исследованиях модель вертикальных гетероструктур на основе двумерных материалов, включена в систему моделирования наноэлектронных приборов и устройств NANODEV [5,8].

Работа выполнена в рамках Государственной программы научных исследований "Материаловедение, новые материалы и технологии" Республики Беларусь.

Список литературы

1. Ратников П.В., Силин А.П. Двумерная графеновая электроника: современное состояние и перспективы // Успехи физических наук. 2018. Т. 188. № 12. С. 1249-1286.
2. Абрамов И. И. Основы моделирования элементов микро- и наноэлектроники, LAP LAMBERT Academic Publishing, Saarbrűcken, Germany, 2016. 444 с.
3. Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю. Моделирование приборных структур наноэлектроники на основе 2D материалов // Нанотехнологии, разработка, применение: XXI век. 2023. Т. 15. № 1. С.54-68.
4. 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. Abramov I. I., Labunov V. A., Kalameitsava N. V., Romanova I. A., Shcherbakova I.Y. Quantum drift-diffusion models for dual-gate field-effect transistors based on mono- and bilayer graphene // Proc. of SPIE. 2022. V. 12157. P. 121570X-1-6.
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. Abramov I. I., Baranoff A. L., Goncharenko I. A., Kolomejtseva N. V., Bely Y. L., Shcherbakova I. Y. A nanoelectronic device simulation software system NANODEV: New opportunities // Proc. of SPIE. 2010. V. 7521. P. 75211E1-1-11.

Моделирование неоднородности паразитного туннельного тока в элементах флеш-памяти

[1] Жевняк О. Г., [1] Борздов А. В., [1] Борздов В. М., [2] Абрамов И. И.

[1] *Белорусский государственный университет*
г. Минск, 220030, пр-т Независимости, 4, Республика Беларусь
borzdov@bsu.by
[2] *Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*
г. Минск, 220013, ул. П. Бровки, 6, Республика Беларусь

Аннотация: *В настоящей работе с помощью численного моделирования методом Монте-Карло электронного переноса в короткоканальных МОП-транзисторах с плавающим затвором, являющихся базовыми элементами современных микросхем флеш-памяти, рассчитаны зависимости от координаты вдоль проводящего канала абсолютных и относительных величин паразитного туннельного тока. Показано, что наибольшее влияние на поведение полученных зависимостей оказывают распределения вдоль канала средней энергии электронов и разности уровней дна зон проводимости в кремнии и на плавающем затворе транзистора.*

1. Введение

Дальнейший прогресс в области флеш-технологий направлен на уменьшение размеров элементов флеш-памяти, построенных на основе короткоканальных МОП-транзисторов с плавающим затвором [1]. Однако, уменьшение размеров активных областей этих приборов, в частности, длины проводящего канала и толщины туннельных оксидов, разделяющих канал и плавающий затвор, где хранится бит информации, будет способствовать резкому повышению паразитного туннельного тока, что крайне нежелательно, так как может привести к искажению хранящейся в этих элементах информации (см., например, [2]). Целью настоящего исследования явилось моделирование методом Монте-Карло пространственного распределения величины паразитных туннельных токов в данных транзисторах вдоль проводящего канала. Алгоритмы такого моделирования описаны в работе [3], а процедура расчета туннельного тока, направленного из проводящего канала на плавающий затвор рассмотрена в работах [4,5].

2. Особенности моделирования и результаты

Паразитный туннельный ток образуют электроны, находящиеся в проводящем канале у границы раздела Si/SiO_2 и туннелирующие на плавающий затвор через туннельный оксид. Плотность этого тока количественно может быть рассчитана согласно формуле

$$j = eN_n D v_{dr},$$

где e – заряд электрона, N_n и v_{dr} – концентрация и дрейфовая скорость электронов, находящихся у границы раздела Si/SiO_2, D – коэффициент туннелирования, определяемый величиной энергии электронов E, высотой барьера H на границе раздела Si/SiO_2 и разностью ΔU между уровнями дна зон проводимости, соответствующих каналу и плавающему затвору. Величины N_n, v_{dr} и E вычисляются с помощью стандартных процедур метода Монте-Карло. Величина ΔU прямо пропорциональна величине электрического потенциала в проводящем канале и определяется с помощью самосогласованного решения уравнения Пуассона. Высота барьера H для рассматриваемого примера элемента флеш-памяти равнялась 3.2 эВ. Значения величин N_n, v_{dr}, E и ΔU существенно изменяются вдоль канала, при этом величина ΔU меняет свой знак на противоположный — у истока она положительна (так как минимум дна зоны проводимости в канале у истока МОП-транзистора с плавающим затвором расположен выше соответствующего минимума дна на плавающем затворе), тогда как у стока она отрицательна (расположение уровней минимума зон меняется вследствие воздействия потенциала стока, который заметно понижает минимум дна зоны проводимости канала).

На рис. 1 приведены полученные в результате численного моделирования зависимости вдоль канала средней энергии электронов E и разности уровней ΔU, рассчитанных для транзистора с длиной канала 0.2 мкм, толщиной туннельного оксида 2 нм, напряжениями на стоке и затворе, равными 2 В, и концентрацией акцепторной примеси в подложке, равной 10^{24} м$^{-3}$. Анализ полученных кривых позволяет сделать вывод о том, что зависимость величины паразитного туннельного тока вдоль проводящего канала должна иметь неоднородный характер, так как значения E и ΔU по-разному влияют на коэффициент D.

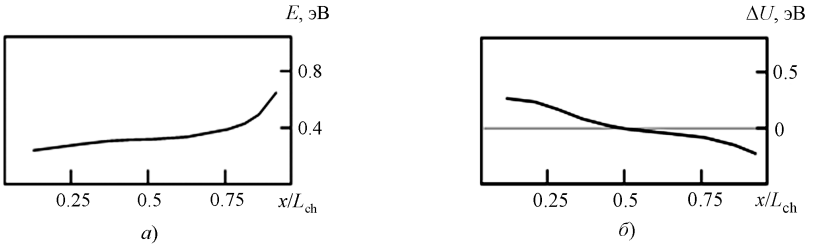


Рис. 1. Зависимости вдоль проводящего канала рассматриваемого МОП-транзистора с плавающим затвором средних значений энергии (*а*) и разницы уровней дна зон проводимости (*б*)

На рис. 2 приведены рассчитанные в результате моделирования зависимости относительной и абсолютной величин паразитного туннельного тока вдоль проводящего канала. Как видно, величина первой зависимости в целом возрастает, что свидетельствует о преобладающем влиянии роста энергии электронов вдоль канала на величину паразитного туннельного тока. Кривая же второй зависимости заметно уменьшается, имея некоторую неоднородность в середине канала. Эта неоднородность обусловлена поведением плотности дрейфового тока вблизи поверхности туннельного оксида, величина которой с середины канала начинает заметно уменьшаться, так как электроны в канале начинают уходить вглубь подложки и их концентрация у поверхности резко снижается.

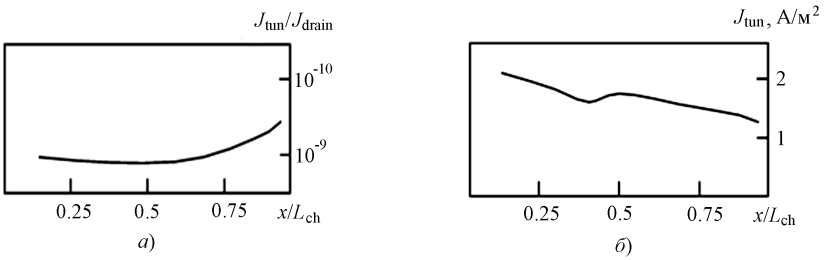


Рис. 2. Изменения вдоль канала моделируемого элемента флеш-памяти средних значений отношения величины паразитного туннельного тока к величине дрейфового тока (*а*) и абсолютной величины туннельного тока (*б*)

3. Заключение

Таким образом, в настоящей работе с помощью численного моделирования методом Монте-Карло электронного переноса рассчитаны зависимости вдоль канала короткоканального МОП-транзистора с плавающим затвором абсолютной и относительной величины паразитного туннельного тока. Показано, что они носят неоднозначный характер. Наибольшее влияние на данные зависимости оказывают значения энергии электронов, их концентрация вблизи туннельного оксида и взаимное расположение дна зоны проводимости в канале и на плавающем затворе. Данные особенности формирования паразитного туннельного тока необходимо учитывать при проектировании перспективных элементов флеш-памяти.

Список литературы

1. Hu C. (ed.) Nonvolatile semiconductor memories: Technologies, design, and applications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1991. 167 pp.
2. De Salvo B. Silicon Non-Volatile Memories: paths of innovation. London: Wiley-ISTE Ltd, 2009. 256 pp.
3. 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.
4. Жевняк О. Г. Моделирование туннельного тока в элементах флеш-памяти // Международный научно-исследовательский журнал. 2015. Вып. 9, Ч. 3. С. 49–53.
5. 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.

Оптические свойства пленок Ленгмюра — Шеффера *n*-бутил-замещенного нафталоцианина цинка (II)[1]

[1,2,3,4]Казак А.В., [5]Рыков И.В., [5]Марченкова М.А., [5]Набатов Б.В., [3]Кузьмин М.М., [6]Дубинина Т.В.

[1]*Московский политехнический университет*
г. Москва, 107023, ул. Большая Семеновская, 38, Российская Федерация
alexkazak86@gmail.com
[2]*НИИ Наноматериалов, Ивановский государственный университет*
г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация
[3]*Государственный университет просвещения*
г. Мытищи, 141014, ул. Веры Волошиной, 24, Российская Федерация
[4]*Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН*
г. Москва, 119991, ул. Вавилова, 38, Российская Федерация
[5]*Курчатовский комплекс кристаллографии и фотоники, НИЦ Курчатовский институт*
г. Москва, 119333, Ленинский пр., 59, Российская Федерация
[6]*Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова*
Москва, 119991, Ленинские горы, д. 1, Российская Федерация

Аннотация: *С использованием технологии Ленгмюра — Шеффера впервые получены тонкие пленки Ленгмюра-Шеффера на основе n-бутил-замещенного нафталоцианина цинка (II). Анализ изотерм сжатия плавающих слоев исследуемого соединения позволил сделать вывод о face-on расположении молекул на границе раздела фаз воздух/вода. Выбор условий формирования плавающих слоев и переноса их на твердую подложку при постоянном контроле надмолекулярной организации в пленках позволил решить задачу проявления флуоресцентных свойств в тонких пленках n-бутил-замещенного нафталоцианина цинка (II). Такие мономолекулярные ультратонкие малодефектные пленки могут найти применение в OLED-устройствах.*

1. Введение

Актуальность исследования производных фталоцианина обусловлена острой необходимостью получения новых дешевых и высокоэффективных материалов для устройств наноэлектроники на основе тонкопленочных органических наноматериалов [1-3]. Важной фундаментальной задачей, имеющей большое практическое значение, является контроль структуры таких материалов. В свою очередь, управление структурой приводит к непосредственному созданию тонкопленочных наноматериалов с оптимальными физико-химическими свойствами, что необходимо для создания современных эффективных наноэлектронных устройств. В связи с этим, метод Ленгмюра-Шеффера (ЛШ) является наиболее привлекательным методом получения ультратонких пленок на границе раздела фаз воздух/вода. Используя этот метод можно получить плавающих слой с контролем ориентации, плотности и состояния упаковки молекул [1-3]. Поэтому целью данной работы было получение молодефектных флуоресцентных тонкопленочных материалов на основе n-бутил-замещенного нафталоцианина цинка (II).

2. Объекты и методы исследования

В качестве объектов исследования был выбран *n*-бутил-замещенный нафталоцианин цинка (II) (α-ButylNcZn) (рис. 1). Пленки исследуемого соединения на стеклянных подложках формировали по методике, описанной в работах [4-6].

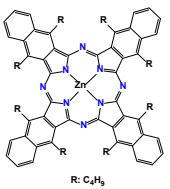
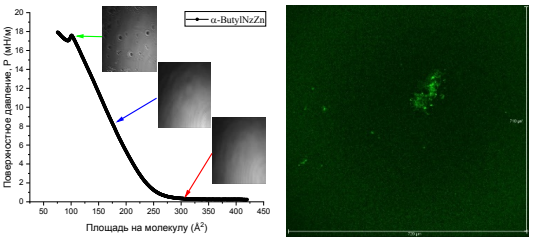


Рис. 1. Структурная формула α-ButylNcZn.

[1] Работа поддержана программой Минобрнауки РФ в рамках государственного задания Ивановскому государственному университету для выполнения научно-исследовательских работ № FZZM-2023-0009. Работа выполнена при финансовой поддержке Московского политехнического университета в рамках гранта имени Петра Капицы и частично выполнена по государственному заданию Курчатовский комплекс кристаллографии и фотоники, НИЦ Курчатовский институт с использованием оборудования Центра коллективного пользования “Структурная диагностика материалов”.

Плавающие слои α-ButylNcZn получали из раствора в хлороформе (С = 0,1 мг/мл) на ленгмюровской ванне KSV5000 LB и KSVMiniTrough. Системы очистки воды: Millipore Elix 3, Millipore Simplicity 185. Удельное сопротивление воды ρ = 18 МОм·см. Слой сжимали со скоростью 6 $см^2$/мин через 15 мин после нанесения раствора. Процесс формирования монослоя на водной поверхности изучался *in situ* методом брюстеровской микроскопии (BAM Optrel 3000 фирмы KSV Instruments, Финляндия). Для расчета начальной степени покрытия поверхности воды молекулами исследуемого соединения строили модель молекулы с использованием метода PM3 в программе HyperChem 8.0. Площадь, занимаемую одной молекулой на поверхности воды ($A_{proj(face)}$), оценивали на основании представленной *face-on* геометрической модели, то есть при планарном расположении молекул относительно плоскости воды. Расчетные значение $A_{proj(face)}$ составляло 3,39 $нм^2$. При нанесении раствора начальная степень покрытия поверхности молекулами составляла c_{face} = 69 %, которая рассчитывалась по методике, описанной в работе [6]. Перенос плавающих слоев на стеклянную подложку осуществлялся методом горизонтального лифта при площади, приходящейся на одну молекулу $A_{мол}$ = 6,8 $нм^2$. Исследования морфологии пленки по латеральному распределению флуоресценции проводились на конфокальном микроскопе Leica TCS SPE, длина волны возбуждения флуоресценции – 405 нм.

3. Полученные результаты



(а) (б)

Рис. 2. (а) - Изотерма плавающего слоя α-ButylNcZn (на вставках BAM изображения плавающего слоя), (б) - Изображение морфологии пленки по латеральному распределению флуоресценции для образца соединения α-ButylNcZn (5 слоев).

Впервые нами получена изотерма сжатия плавающего слоя α-ButylNcZn (Рис. 2(а)) на границе раздела фаз воздух/вода при начальной степени покрытия поверхности 69%. Плавное изменение поверхностного давления и фотографии брюстеровской микроскопии говорят о гомогенности слоя с небольшим образованием 3D агрегатов. Подбор условий формирования плавающего слоя и условий переноса позволил добиться свечения от однородной пленки с небольшим количеством агрегатов (Рис. 2(б)).

4. Заключение

Впервые путем подбора условий формирования плавающих слоев и условий переноса на твердую подложку (при постоянном контроле структуры переносимых монослоев) получены, (в условиях неполного поджатия и при n = 1–5), флуоресцирующие пленки *n*-бутил-замещенный нафталоцианин цинка (II).

Список литературы

1. Kazak A. V., Marchenkova M. A., Khorkov K. S., Kochuev D. A., Rogachev A. V., Kholodkov I. V., Usol'tseva N. V., Savelyev M. S., Tolbin A. Yu. Ultrathin Langmuir–Schaefer films of slipped-cofacial J-type phthalocyanine dimer: Supramolecular organization, UV/Vis/NIR study and nonlinear absorbance of femtosecond laser radiation // Applied Surface Science. 2021. V. 545. P. 148993. DOI: 10.1016/j.apsusc.2021.148993.
2. Kazak A. V., Usol'tseva N. V., Smirnova A. I., Dyakova Yu. A., Marchenkova M. A., Nabatov B. V., Tereschenko E. Yu., Kholodkov I. V. Optical properties and supramolecular organization of mix-substituted phthalocyanine holmium complex in Langmuir-Schaefer films // Macroheterocycles. 2015. V. 8. N 3. P. 284-289, DOI: 10.6060/mhc150972k.
3. Kazak A. V., Nikitin K. S., Marchenkova M. A., Savelyev M. S., Vasilevsky P. N., Gerasimenko A. Yu., Chausov D. N., Kholodkov I. V., Usol'tseva N. V., Tolbin A. Yu. Langmuir-Schaefer films based on cyclotriphosphazene-substituted phthalocyanines: Supramolecular organization, UV/Vis study, and laser-induced nonlinear absorption // Applied Surface Science. 2023. V. 638. P. 158007. DOI: 10.1016/j.apsusc.2023.158077.
4. Казак А. В., Жукова Л. Н., Ковалева М. И. и др. Самоорганизация азокрасителя КД-2 в плавающих слоях и пленках Ленгмюра-Шеффера // Жидк. крист. и их практич. использ. 2018. Т. 18. № 3. С. 74–81. DOI: 10.18083/LCAppl.2018.3.74.
5. Казак А. В., Дубинина Т. В., Холодков И. В. Самоорганизация несимметрично замещенного производного фталоцианина A3B-типа в плавающих слоях и пленках Ленгмюра-Шеффера // Жидк. крист. и их практич. использ. 2019. Т. 19. № 4. С. 88–96. DOI: 10.18083/LCAppl.2019.4.88.
6. Kazak A. V., Marchenkova M. A., Smirnova A. I., Seregin A. Yu., Rogachev A. V., Klechkovskaya V. V., Arkharova N. A., Warias J. E., Murphy B. M., Tereschenko E. Yu., Usol'tseva N. V., Kovalchuk M. V. Floating layers and thin films of mesogenic mix-substituted phthalocyanine holmium complex // *Thin Solid Films*. 2020. V. 704. P. 137952. DOI: 10.1016/j.tsf.2020.137952.

Сенсорные покрытия на основе смешанных пленок Ленгмюра — Блоджетт для создания акустоэлектронного датчика угарного газа[1]

[1] Горбачев И.А., [1]Смирнов А.В., [1]Колесов В.В.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, Российская Федерация
Iliyagor36@gmail.com

Аннотация: *в работе проведено исследование сенсорных свойств смешанных пленок Ленгмюра — Блоджетт оксида графена и наночастиц диоксида олова к угарному газу. Методом Ленгмюра — Блоджетт были сформированы смешанные пленки оксида графена и частиц диоксида олова двух типов. Первый тип пленок был получен путем переноса монослоев оксида графена, сформированных на субфазе, содержащей растворенные ионы олова. Второй тип пленок был получен путем переноса смешанного монослоя оксида графена и наночастиц диоксида олова, гидрофобизированных липидными молекулами. Изучение сенсорных свойств сформированных пленочных покрытий проводилось с помощью пьезокварцевого резонатора на объемных волнах, работающем на частоте 9 МГц.*

1. Введение

В настоящее время активная индустриализация привела к увеличению количества вредных веществ в атмосфере, например, угарного газа. Поэтому важной задачей является создание новых типов сенсорных устройств, способных селективно реагировать на его присутствие в окружающей среде. Одним из подходов, позволяющим создать высокочувствительные газовые сенсоры, является акустоэлектронная технология. Размещение сенсорного слоя, способного селективно взаимодействовать с угарным газом, на поверхности акустоэлектронного устройства позволит создать высокочувствительный селективный сенсор. Перспективным материалом для этого благодаря его хорошим адсорбционным свойствам является оксид графена [1], а также оксид графена, модифицированный оксидными наночастицами [2,3]. Одним из способов создания сенсорного покрытия является технология Ленгмюра-Блоджетт (ЛБ). С ее помощью можно не только сформировать упорядоченный слой оксида графена, но и провести его модификацию оксидными наночастицами. Поэтому целью данной работы было изучение сенсорных свойств гибридных сенсорных пленок на основе оксида графена и наночастиц диоксида олова, сформированных в отдельном и едином технологическом цикле.

2. Формирование мембраноподобной пленки Ленгмюра-Блоджетт с иммобилизованными молекулами фермента глюкозооксидазы и

Формирование гибридной сенсорной пленки проводилось с помощью технологии ЛБ на установке KSVNimaLBTroughKN2001 (NimaKSV, Финляндия). Раствор оксида графена (ГОх) в смеси воды и метилового спирта был получен по методике, детально описанной в работе [4]. Было использовано два подхода к формированию гибридных ЛБ пленок. Первый подход основан на формировании и переносе смешанного монослоя оксида графена и наночастиц диоксида олова, полученных в отдельном технологическом цикле. Для этого на поверхность водной субфазы был нанесен раствор оксида графена и раствор наночастиц диоксида олова, гидрофобизированных липидными молекулами 1,2-дипальмитоил-sn-глицеро-3-фосфоэтаноламина (ГОх+SnO_2). Второй подход был основан на росте нанокластеров олова в процессе формирования ленгмюровского монослоя оксида графена (ГОх+Sn^{2+}) и их последующим окислением в процессе сушки пленки. Для этого на водной субфазе, содержащей растворенную соль хлорида олова с концентрацией 10^{-2} Моль/л, был сформирован монослой оксида графена. В процессе адсорбции ионов олова оксидом графена происходило формирование гибридной пленки на основе оксида графена и нанокластеров олова. Время адсорбции ионов олова составляло 90 минут. Сформированные обоими методами монослои были перенесены на поверхность пьезокварцевого резонатора на объемных волнах, работающего на частоте 9 МГц. Таким образом были получены сенсорные пленки, содержащие 15 соответствующих монослоев. На рисунке 1 приведены типичные изображения поверхности сформированных монослойных пленок, полученные методом атомно-силовой микроскопии.

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ, Государственное задание ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН FFWZ-2022-0002.

Величины шероховатости поверхности пленки (R_a) составляют величины 0.2 нм, 2.5 нм и 6.7 нм для пленок состава ГОх, ГОх+SnO_2, ГОх+Sn^{2+}, соответственно. Площади поверхности пленки, полученных в ходе оценки изображений размерами 5×5 мкм^2, составляют величины 25.08 мкм^2, 25.12 мкм^2 и 25.66 мкм^2 для пленок состава ГОх, ГОх+SnO_2, ГОх+Sn^{2+}, соответственно. Из рисунка видно что, наиболее развитой поверхностью обладает пленка состава ГОх+Sn^{2+}.

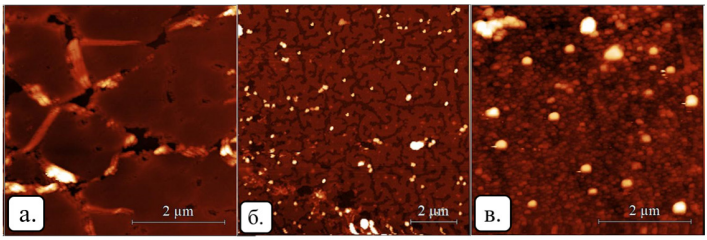


Рисунок 1. АСМ изображения поверхности монослойных пленок состава ГОх (а), ГОх+SnO_2 (б), ГОх+Sn^{2+} (в).

Для изучения чувствительности сенсорных покрытий к угарному газу использовались мультислойные ЛБ-пленки различного состава. Кварцевый резонатор был помещен в герметичную измерительную камеру с контролируемым газовым составом. Адсорбция газа ЛБ-пленкой оказывает влияние на массу пленки, находящейся на резонаторе, и сопровождается изменением амплитуды S_{11} характеристики резонатора и его рабочей частоты. На рисунке 2 приведены зависимости S_{11} и частоты резонатора от концентрации угарного газа в камере.

Максимальным амплитудным сенсорным откликом и частотным сдвигом равными, соответственно 4.5 дБ и 400 кГц, обладает ЛБ-пленка на основе оксида графена, модифицированного ионами олова.

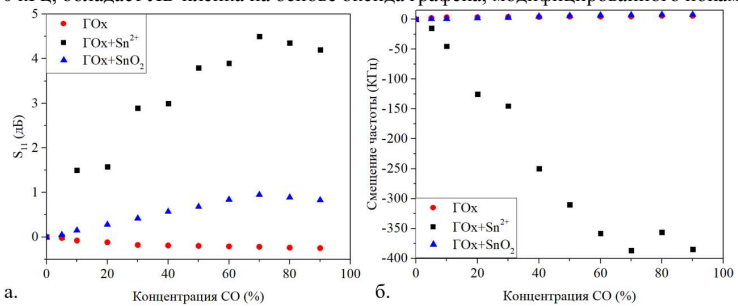


Рисунок 2. Изменение S11 (а) и смещение частоты резонатора (б) при взаимодействии угарного газа с сенсорными пленками различного состава

3. Заключение

Было проведено исследование чувствительности сенсорных свойств пленок ЛБ на основе оксида графена к угарному газу. Показано, что наибольшим амплитудным откликом и частотным сдвигом равными, 4.5 дБ и 400 кГц, соответственно, обладает пленка на основе оксида графена, модифицированного ионами олова. Для гибридной ЛБ-пленки на основе оксида графена и наночастиц диоксида олова амплитудный отклик и сенсорный сдвиг составляет величины порядка 0.7 дБ и 10 кГц. Для пленки оксида графена амплитудный отклик и частотный сдвиг равны 0.2 дБ и 10 кГц, соответственно. Наличие наночастиц оксида олова и кластеров Sn^{2+} увеличивает амплитудный отклик сенсорных пленок. Увеличение сенсорного отклика пленки состава ГОх+Sn^{2+} относительно пленки ГОх+SnO_2 может быть связано с ее повышенной адсорбционной емкостью, обусловленной отличием в поверхностной энергии кластеров олова и наночастиц диоксида олова.

Список литературы

1. Tiwari SK, Sahoo S, Wang N, et.al. *Journal of Science: Advanced Materials and Devices*, 2020, 5, 1:10-29.
2. Lee ZY, Fahmi bin Hawari H, Witjaksono bin Djaswadi G, et.al *Materials*, 2021, 14:522.
3. Shi L-F, Liu J-Z, Yang J-H, et.al. *New Carbon Materials*, 2017, 32(4):344-351.
4. Горбачев ИА., Колесов ВВ. *RENSIT/РЭНСИТ*, 2024, 16(1):119-126.

Исследование методами АСМ электростатической системы гидратированных кластеров фуллерена $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$

Торхов Н. А., Мосунов А. А.

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

Аннотация: *Способом высушенных капель методом зонда Кельвина АСМ на поверхности эпитаксиального p-Si{111} были исследованы поверхностный электростатический потенциал Φ_i и ζ-потенциал в зависимости от линейных размеров d наночастиц кластеров $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$. Было показано, что исследуемый полидисперсный водный коллоидный раствор фуллерена не может характеризоваться только одним значением ζ. С увеличением d значения Φ_i уменьшаются, а $|\zeta|$, наоборот, увеличивают свои абсолютные значения.*

1. Введение

В настоящее время фуллерен C_{60} активно изучается из-за широкого спектра потенциальных применений его производных в полупроводниковых, органических, химических и биофизических нанотехнологиях, водородной и солнечной энергетике, медицине [1]. Уникальные электрофизические и химические свойства молекулы бакибола C_{60} позволяют использовать её как в виде самостоятельных одиночных молекул, так и в составе различных конденсированных состояний (молекулярных кристаллов (фуллеритов), их эпитаксиальных слоёв) и коллоидных растворов. Во многих случаях именно последние являются промежуточным звеном в использовании уникальных свойств фуллерена, которые во многом определяются энергетическими параметрами (электростатический Ф и ζ-потенциал [2-6]) коллоидных наночастиц гидратированных комплексов $C_{60}@\{H_2O\}_n$ и их более сложных агрегатов $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$ – гидратированных кластеров водных коллоидных систем.

Энергетические характеристики данных агрегатов в настоящее время всё ещё достаточно неоднозначны. Отчасти это может быть связано с большой полидисперсностью таких систем от единиц до сотен нанометров [1]. В общем случае зарядовое состояние кластеров $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$ должно отражаться в электростатическом потенциале их поверхности. Однако, на практике обычно пользуются так называемым ζ-потенциалом $\zeta=\Phi_{SA}-\Phi_S$ – относительной величиной, характеризующей разность потенциалов между электростатическим потенциалом внешней поверхности коллоидной частицы Φ_{SA} (агрегата) и потенциалом окружающей её среды Φ_S. Измеренные разными авторами значения ζ-потенциала водных коллоидных растворов фуллерена обычно лежат в диапазоне -30…-50 mV [2]. Проведённые в [2] оценки средних значений электрического заряда q для агрегатов с площадью поверхности 100 nm^2 при $\zeta\approx -50$ mV дают $q\approx 3{,}4e$. По другим источникам абсолютные значения $|\zeta|$-потенциалов могут изменяться наоборот в меньшую сторону: -38 mV [5], -30 mV [4], -23 mV [3] и -9 mV [6] – с соответствующими изменениями и средних значений q.

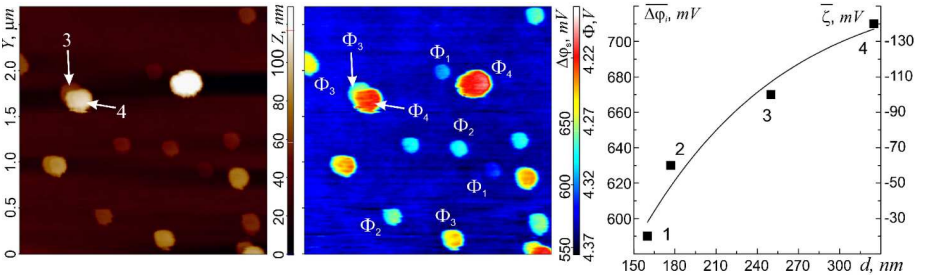
Таким образом, существующая в настоящее время большая неоднозначность в определении значений ζ-потенциала полидисперсных водных коллоидных систем обуславливает актуальность проведения дополнительных исследований в данном направлении.

2. Эксперимент

Для проведения исследований использовался отфильтрованный слабо опалесцирующий полупрозрачный водный коллоидный раствор фуллерена C_{60} (далее – коллоидный раствор) светло-коричневого цвета с концентрацией общего органического углерода 0.1 mg/ml (1.39×10^{-4} М) (по данным Analyst Jena TOC Analyzer multi N/C 3100). Для приготовления образцов из объема коллоидного раствора дозатором отбирали надосадочную жидкость и раскапывали её на поверхность эпитаксиального кремния p-Si{111}. После высыхания капель на кремниевой поверхности оставался набор полидисперсных наночастиц – кластеров $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$, поперечными размерами $d<800$ nm [1].

Исследование электростатической системы таких кластеров осуществлялось на воздухе при нормальных условиях (НУ) с использованием атомно-силового микроскопа (АСМ) NTEGRA-AURA производства «НТ-МДТ» работающего в режиме «Зонда Кельвина» с использованием кантилеверов HA-FM/W_2C. Данный режим сканирования позволяет картографировать неоднородности контактной разности потенциалов (КРП) $\Delta\varphi=\Phi_p-\Phi_S$ определяемой электростатическими потенциалами

измерительного зонда Φ_p=4.92 *eV* (острия иглы кантилевера) и исследуемой поверхностью Φ_S. Т.о., зная Φ_p и измерив $\Delta\varphi=\Delta\varphi(x,y)$ можно определить и искомое распределение $\Phi_S=\Phi_S(x,y)$ (рис. 1*a*, *b*).



a) *b*) *c*)

Рис. 1. АСМ-изображение гидратированных кластеров фуллерена $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$, полученных методом высушенных капель на поверхности p-Si{111}: *a*) рельефа; *b*) электростатического потенциала Δφ; *c*) зависимостей средних значений КРП поверхностей кластеров $\Delta\varphi=\Delta\varphi(d)$ и $\zeta=\zeta(d)$ от их линейных размеров *d*.

Прямые исследования распределения КРП исследуемого 3.5× 3.5 μm участка показало, что на нём присутствуют кластеры с разными средними размерами $\overline{d_1}$=160, $\overline{d_2}$=177, $\overline{d_3}$=250 и $\overline{d_4}$=320 *nm* со средними значениями КРП своих поверхностей $\overline{\Delta\varphi_1}$=590, $\overline{\Delta\varphi_2}$=630, $\overline{\Delta\varphi_3}$=670 и $\overline{\Delta\varphi_4}$=710 *mV* соответственно. Полагая КРП кремниевой поверхности $\overline{\Delta\varphi_S}$=570±4 *mV* ($\Phi_S$=4.35±4 *V*), а $\Phi_{SA}=\Phi_i$ (где *i*=1, 2, 3, 4) несложно оценить и средние значения $\overline{\zeta}$- потенциалов обнаруженных кластеров, как $\overline{\zeta_i}=\Phi_i-\Phi_S$ (рис. 1*c*). Таким образом, было показано, что исследуемая коллоидная система не может характеризоваться каким-то одним значением ζ- потенциала. Было получено, что с увеличением линейных размеров кластеров *d* электростатические потенциалы их поверхностей Φ_i уменьшают, а $\Delta\varphi_i$ и $|\zeta_i|$, наоборот, увеличивают свои абсолютные значения. Согласно полученным результатам, наблюдаемые на исследуемом участке поверхности значения $\zeta_i(d)$=20-130 *mV* варьируются в более широких, чем указывалось в [2], пределах. Для исследования характера поведения ζ- потенциала во всём диапазоне линейных размеров *d* <800 *nm* данной коллоидной системы необходимо проведение дальнейших исследований.

Следует отметить, что, как видно из рис. 1*a* и рис. 1*b*, несмотря на наличие тесного контакта кластеры при НУ (например, 3 и 4) не объединяются в один кластер большего размера, а сохраняют свои исходные состояния (размеры, форму (рис. 1*a*) и поверхностные потенциалы (рис. 1*b*)).

3. Заключение

Способом высушенных капель методом зонда Кельвина АСМ на поверхности эпитаксиального кремния дырочного типа проводимости были исследованы электростатические системы гидратированных кластеров фуллерена $[C_{60}@\{H_2O\}_n]_j$ разных линейных размеров *d*. Было показано, что исследуемая полидисперсная коллоидная система фуллерена не может характеризоваться только одним значением ζ- потенциала. Согласно полученным результатам с увеличением линейных размеров *d* электростатический потенциал поверхности кластеров Φ_i уменьшается, а $|\zeta_i|$, наоборот, увеличивает свои абсолютные значения.

Список литературы

1. N.A. Torkhov. Statistical analysis of an aqueous colloidal solution of fullerene C_{60} using AFM methods. Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects. 687 (2024) 133499. https://doi.org/10.1016/j.colsurfa.2024.133499.
2. N.O. Mchedlov-Petrossyan, Fullerenes in liquid media: an unsettling intrusion into the solution chemistry, Chem. Rev. 113 (7) (2013) 5149–5193.
3. U. Ritter, Yu. I. Prylutskyy, M. P. Evstigneev, N. A. Davidenko, V. V. Cherepanov, A. I. Senenko, O. A. Marchenko & A. G. Naumovets (2015) Structural Features of Highly Stable Reproducible C60 Fullerene Aqueous Colloid Solution Probed by Various Techniques, Fullerenes, Nanotubes and Carbon Nanostructures, 23:6, 530-534, DOI: 10.1080/1536383X.2013.870900.
4. Deguchi, S., Alargova, R. G., and Tsujii, K. (2001) Langmuir, 17: 6013.
5. 32. Wierzbicki, M., Sawosz, E., Grodzik, M., Prasek, M., Jaworski, S., and Chwalibog, A. (2013) Nanoscale Res. Lett., 8: 195.
6. 33. Mchedlov-Petrossyan, N. O., Klochkov, V. K., and Andrievsky, G. V. (1997) J. Chem. Soc., Faraday Trans., 93: 4343.

Конвертор излучения «УФ→ИК» для повышения эффективности работы солнечных элементов[1]

[1]Саркисов С. Э., [1-3]Юсим В. А., [1,3]Клосс Ю. Ю., [2]Чаусов Д.Н.

[1]Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт», Москва, Россия

[2] ФГБУН ФИЦ «Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук», Москва, Россия

[3]Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)», Долгопрудный, Россия

Yusim_VA@nrcki.ru

Аннотация: *Исследована возможность применений неорганических диэлектрических материалов с примесью редкоземельных ионов для повышения эффективности кремниевых солнечных элементов и одновременно в качестве УФ фильтров, способных предотвращать соляризацию кремния.*

1. Введение

На сегодняшний день интерес к изучению неорганических соединений простых и смешанных фторидов связан с возможностью их применения в различных устройствах [1-3]. Одним из таких применений является использование ионов редкоземельных элементов для повышения эффективности кремниевых солнечных батарей [4,5].

2. Результаты исследований

В результате проведенного комплексного спектрально-люминесцентного анализа исследован процесс передачи энергии возбуждения между редкоземельными примесными ионами Eu^{2+}, Pr^{3+} и Yb^{3+} в кристаллах флюорита $Ca_{1-x-y-z}Eu_xPr_yYb_zF_{2+x+y+z}$ (x=0;0,2; y=0;0,1;0,2;0,3 и z=0;1,5 мольных %) для оценки возможности преобразования УФ излучения в ближнее ИК. В основе механизма преобразования излучения лежит метод сенсибилизации ИК излучения ионов Yb^{3+} (ионов акцепторов) ионами Eu^2 и Pr^{3+} (ионами доноров). Кристаллы выращивались методом горизонтальной направленной кристаллизации в графитовом тепловом узле в атмосфере аргона. При выращивании кристаллов фторидов в углеграфитовом тепловом узле в результате высокого восстановительного потенциала, который образуется внутри камеры выращивания ионы Eu^{3+} из трехвалентного состояния переходят в двухвалентное Eu^{2+}.

Поглощая УФ-фотоны ионы Eu^{2+} сенсибилизируют ионы Pr^{3+}, в которых путем безызлучательных межмультиплетных переходов возбуждаются излучательные переходы в ближнем ИК диапазоне длин волн, энергия которых резонансно передается ионам Yb^{3+}, излучение которых в области 990-1000 нм поглощается кремниевыми солнечными элементами и преобразуется в электрический ток. На Рис.1 приведена схема последовательной передачи энергии возбуждения между ионами $Eu^{2+}\rightarrow Pr^{3+}\rightarrow Yb^{3+}$ с указанием основных участвующих мультиплетов и межмультиплетных электронных переходов поглощения и излучения (прямые стрелки), а также безызлучательных переходов (волнистые стрелки). Штриховыми линиями показаны резонансные безызлучательные процессы передачи энергии возбуждения по кросс-релаксационному механизму. Процессы кросс-релаксации можно записать следующим образом:

$$Eu^{2+} \rightarrow Pr^{3+}: Eu\{4f^6 5d^1 \longrightarrow 4f^7(^8S_{\frac{7}{2}})\} \times \mathrm{Pr}\{^3H_4 \rightarrow {}^3P_2\}$$

$$Pr^{3+} \rightarrow Yb^{3+}: Pr\{^1D_2 \longrightarrow {}^3F_4\} \times \mathrm{Yb}\{^2F_{7/2} \rightarrow {}^2F_{5/2}\}$$

Эффективное использование Eu^{2+} в качестве сенсибилизатора в данном случае, связано со спектральным донорно-акцепторным резонансом между спектром излучения с уровня 5d-состояния Eu^{2+} (донор) и спектром поглощения на 4f уровни мультиплета ^3P_J ионов Pr^{3+} (акцептор). В свою очередь в паре Pr^{3+}- Yb^{3+} ионы празеодима выступают в качестве донора, а иттербия – акцептора.

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке НИЦ “Курчатовский институт” (приказ № 130 от 17.01.2024).

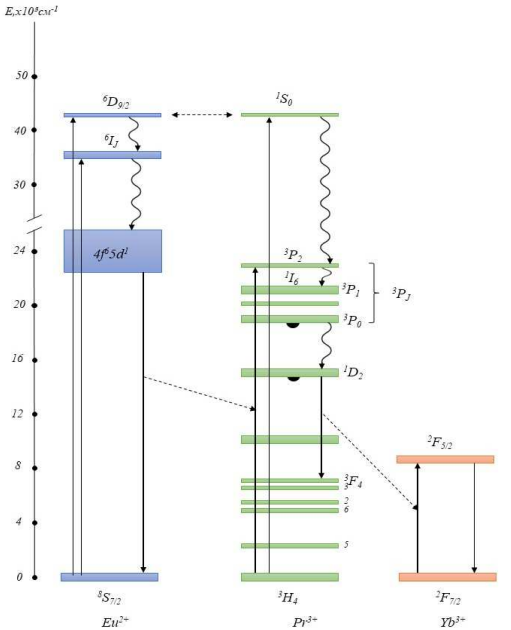


Рисунок 1. Рабочая схема передачи энергии возбуждения между редкоземельными ионами активаторов.

3. Заключение

В результате проведенных исследований выявлено, что ионы Eu^{2+} и Pr^{3+}, способные поглощать УФ излучения до 200 нм делают оптические элементы надежными световыми фильтрами, предотвращающие соляризацию кремниевых элементов под действием солнечного света.

Список литературы

1. M. Y. A. Yagoub, H. C. Swart, Peder Bergman and E. Coetsee, Enhanced Pr3+ photoluminescence by energy transfer in SrF2:Eu2+, Pr3+ phosphor, (2016), AIP Advances, (6), 2, 025204. http://dx.doi.org/10.1063/1.4941833
2. X. Zhang, J. Zhang, Z. Dong, J. Shi, and M. Gong, “Concentration quenching of Eu2+ in a thermal-stable yellow phosphor $Ca_2BO_3Cl:Eu^{2+}$ for LED application,” J. Lumin. 132, 914–918 (2012).
3. L. L. Noto, S. S. Pitale, M. A. Gusowki, J. J. Terblans, O. M. Ntwaeaborwa, and H. C. Swart, “Afterglow enhancement with In3+ co-doping in CaTiO3:Pr3+ red phosphor,” Powder Technol. 237, 141–146 (2013).
4. T. Trupke, M. A. Green, and P. Wurfel, “Improving solar cell efficiencies by down-conversion of high-energy photons,” J. Appl. Phys. 92, 1668–1674 (2002).
5. X. Huang, S. Han, W. Huang, and X. Liu, “Enhancing solar cell efficiency: the search for luminescent materials as spectral converters,” Chem. Soc. Rev. 42, 173–201 (2013).

Низкотемпературный синтез прозрачных зарядово-транспортных слоёв

[1,2]Паращук Н.С., [1,2]Курилов А.Д., [1]Чиж К.В., [1]Нуриев А.В., [1]Стахарный С.А., [1,2]Чаусов Д.Н.

[1] *Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН*
г. Москва, ул. Вавилова 38, 119991, Российская Федерация
[2] *Государственный университет просвещения*
г. Москва, ул. Радио, д. 10а, 105005, Российская Федерация

Аннотация: *Проведены исследования синтеза прозрачных зарядово-транспортных слоёв без использования высокотемпературных процессов и неинертных газов для использования в качестве катода OLED микродисплеев. Установлено влияние параметров синтеза прозрачных электродов на их электрооптические характеристики. Показано, что эффективность структур ITO/Металл/ITO, синтезированных без использования неинертных газов и высокотемпературных процессов, соответствуют эффективности однослойных ITO, синтезированных с использованием неинертных газов и последующим отжигом в кислородной атмосфере.*

1. Введение

Одним из направлений исследований в области OLED устройств является уменьшение их размеров без уменьшения количества пикселей, а именно - разработка OLED микродисплеев [1]. Одной из глобальных проблем данного типа дисплеев является технологическая необходимость использования схемы излучения «Top-Emitted» [2], требующей нанесения прозрачного катода на органические слои, чувствительные к составу окружающей атмосферы и высоким температурам. Это делает невозможным применение наиболее популярного однослойного ITO, так как его нанесение требует наличия неинертных газов и высоких температур [3,4]. Решением данной проблемы могут являться однослойные металлические или многослойные ITO/Металл/ITO структуры, позволяющие добиться высокой эффективности без использования факторов, ускоряющих деградацию органических слоёв. Таким образом, целью данного исследования является создание прозрачного катода для OLED микродисплеев без использования неинертных газов и высоких температур, который способен обеспечить эффективность, сравнимую с однослойным ITO при идеальных условиях синтеза.

2. Эксперимент

Синтез прозрачных электродов (рис. 1) осуществлялся с применением термического, электронно-лучевого и магнетронного методов напыления при давлениях 1 мкТорр, 1 мкТорр и 1 мТорр соответственно. Измерение оптического пропускания синтезированных образцов осуществлялось с помощью двухлучевого спектрофотометра Cintra 4040, поверхностное сопротивление определялось с использованием четырехконтактного зонда JG ST2258C, а толщины плёнок контролировались с применением спектрального эллипсометра Elli-SE и контактного профилометра AMBIOS XP-200. Обобщенным показателем эффективности прозрачных электродов можно считать расчётный параметр $FoM = T \cdot R_{sheet}^{-0.1}$ [5], зависящим от усредненного оптического пропускания T и поверхностного сопротивления электрода R_{sheet}.

Так как целью данной работы является синтез прозрачного электрода, сопоставимого по эффективности с однослойным ITO, началом наших исследований являлся поиск наилучшей конфигурации магнетронного напыления ITO. Для получения данной конфигурации нами были оптимизированы мощность магнетрона, скорости подачи Ar и O_2 в напылительную камеру, а также синтезирован ряд однослойных ITO с различными толщинами. Выяснено, что наилучшие FoM для серий ITO с содержанием O_2 (рис. 1, «ITO с O_2») и без него (рис. 1, «ITO») составляют $FoM = 0.53$ и $FoM = 0.32$ соответственно. В ходе дальнейших исследований нами были синтезированы различные серии прозрачных электродов, включающих как структуры ITO/Металл/ITO металлами Ag и Al, напыляемыми электронно-лучевым методом, так и структуры Mg:Ag/Ag и Mg:Ag/ITO/Ag/ITO с предварительными слоями Mg:Ag, где знак «:» означает процесс сонапыления двух материалов термическим методом единовременно.

Серия синтеза ITO/Ag/ITO (рис. 1, «ITO/Ag/ITO») показывает, что значительное влияние на электрическую проводимость данной структуры оказывает толщина металлического слоя. Более того: при правильной оптимизации толщин структуры, а именно – 40 нм/10 нм/40 нм, в структуре также возникают и интерференционные эффекты, приводящие к просветлению структуры, благодаря чему удается значительно увеличить пропускание за счет снижения отражения при увеличении проводи-

мости, в сравнении с однослойным ITO, практически на порядок. Это позволило добиться эффективности ITO/Ag/ITO структуры, сопоставимой с однослойным ITO с O_2, а именно $FoM = 0.52$.

В случае замены Ag на Al (рис. 1, «ITO/Al/ITO») выяснено, что слой Al приводит к существенным световым потерям, что усугубляется с увеличением толщины металлического слоя. В то же время токопроводящие свойства полученных структур практически не зависят от толщины Al слоя и соответствуют поверхностному сопротивлению тонких ITO слоев, что говорит о непригодности данной структуры для использования в качестве катода Micro-OLED дисплеев.

Однослойные структуры Ag толщиной 9 нм с предварительным слоем Mg:Ag толщиной 1 нм (рис. 1, «Mg:Ag/Ag») демонстрирует схожие с ITO/Ag/ITO результаты, однако объединение ITO/Ag/ITO структуры с предварительным слоем Mg:Ag приводит к наилучшему результату среди всех испытаний. Так, серия Mg:Ag/ITO/Ag/ITO (рис. 1, «Mg:Ag/ITO/Ag/ITO») демонстрирует увеличение *FoM* на 20 % в сравнении с контрольным образцом и на 40 % в сравнении с однослойным ITO. Поверхностное сопротивление данных электродов составляет 12.1 Ом/□ с коэффициентом светопропускания равным 76 %, что соответствует требованиям, предъявляемым к современным катодам OLED микродисплеев.

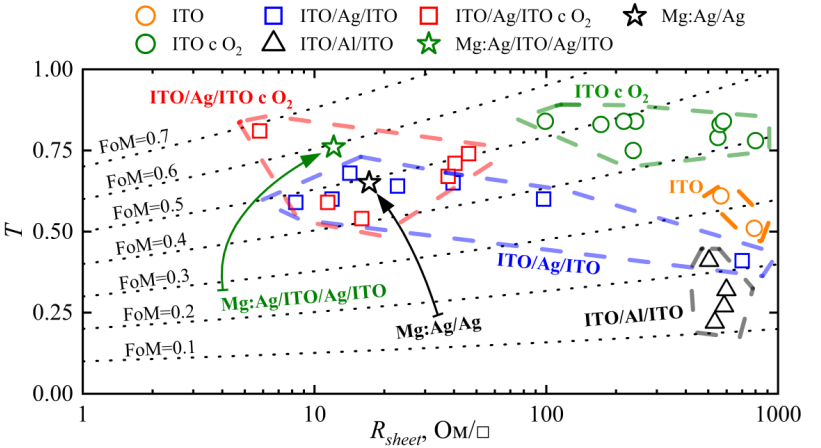


Рис. 1. Сравнение различных конфигураций прозрачных электродов с варьированием условий синтеза.

3. Заключение

В результате выполнения работы успешно синтезированы различные серии прозрачных электродов, включающие как однослойные ITO, так и многослойные структуры с содержанием ITO, Ag, Al, Mg. Показано, что эффективность структур Mg:Ag/ITO/Ag/ITO, синтезированных без использования неинертных газов и высокотемпературных процессов, соответствуют эффективности однослойных ITO, параметры синтеза которых включал в себя использование неинертных газов и проведение отжига в кислородной атмосфере.

Список литературы

1. Vogel U. et al. OLED microdisplays in near-to-eye applications: challenges and solutions / ed. Kress B.C., Osten W., Urbach H.P. 2017. P. 1033503. DOI: 10.1117/12.2270224.
2. Yang S. et al. Influence of base pressure on property of sputtering deposited ITO film // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. Springer New York LLC, 2019. Vol. 30, № 14. P. 13005–13012. DOI: 10.1007/s10854-019-01662-w.
3. Kosarian A., Shakiba M., Farshidi E. Role of sputtering power on the microstructural and electro- optical properties of ITO thin films deposited using DC sputtering technique // IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering. 2018. Vol. 13, № 1. P. 27–31. DOI: 10.1002/tee.22494.
4. Miao W. et al. Microdisplays: Mini- LED, Micro- OLED, and Micro- LED // Adv Opt Mater. 2024. Vol. 12, № 7. DOI: 10.1002/adom.202300112.
5. Anand A. et al. Introduction of a Novel Figure of Merit for the Assessment of Transparent Conductive Electrodes in Photovoltaics: Exact and Approximate Form // Adv Energy Mater. 2021. Vol. 11, № 26. DOI: 10.1002/aenm.202100875.

Гидроизоляционные нанокомпозитные материалы гибридного фото- и термоотверждения для инкапсуляции перовскитных солнечных элементов

[1-2]Дежуров С.В., [1]Кучеров Р.Н., [1]Чекулаев И.С., [1]Морозов А.А., [1]Чаусов Д.Н.

[1]*ФГБУН ФИЦ «Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук», Москва, Россия*
[2]*ФГУП «Научно-исследовательский институт прикладной акустики», Дубна, Россия*
email:d.chausov@yandex.ru

Аннотация: *Проведен синтез ряда эпокси-акрилатных мономеров с различной вязкостью и составом. Отработана методика синтеза, модификации и введения наночастиц SiO_2 в состав композита с целью контроля вязкости компаунда и количества сшивок. Определены условия нанесения составов методом спин-коатинга на модельные субстраты, а также условия их отверждения под воздействием УФ-света и повышенной температуре.*

1. Введение

Проблема деградации оптоэлектронных компонентов под воздействием влаги является одной из ключевых при создании устройств с высоким сроком эксплуатации. Наиболее ярко данное ограничение проявляется в случае одного из перспективных типов солнечных элементов, основанных на квантовых точках (КТ) - перовскитах, которые крайне чувствительны к молекулам воды [1]. Несмотря на существенный прогресс в герметизации таких устройств и повышении стабильности солнечных элементов с использованием низкомолекулярных добавок [2], расчетные сроки эксплуатации лабораторных образцов не превышают 1 года.

Таким образом, задача герметичной инкапсуляции чувствительных к влаге компонентов оптоэлектронных устройств остается одной из актуальных в данной области. В нашей работе предложен подход создания барьерных пленок с использованием бифункциональных акриловых мономеров, содержащих эпоксидную группу. Ранее такие соединения в составе композита с неорганическими наночастицами (SiO_2) показали относительно низкий коэффициент проницаемости для паров воды после полимеризации [3]. Учитывая тот факт, что процесс полимеризации компаунда может быть проведен быстро (фотополимеризация) и медленно (термически), в совокупности эти процессы образуют пространственно-сшитую сетку с контролируемой структурой, что позволяет рассматривать такие вещества как одни из самых перспективных для описываемых целей. При этом сохраняется их оптическая прозрачность в видимом диапазоне. Тем не менее, их возможное негативное воздействие на перовскитные КТ, детали формирования тонких пленок методом спин-коатинга, также как и реологические характеристики данных композитов подробно не изучались, что и послужило отправной точкой для реализации данной работы.

2. Эксперимент

Синтез эпокси-акрилатных мономеров был проведен в соответствии с литературными методами [4]. Подтверждение наличия эпоксидных и акриловых групп проводили методом ИК-спектроскопии (Рис. 1).

Коллоидный синтез наночастиц кремнезема также был реализован в соответствии с описанной ранее методикой [5]. Параметры эксперимента были подобраны таким образом, что более 90% частиц имели диаметр в диапазоне 12-18 нм и, благодаря этому, не имели заметного оптического поглощения свыше длины волны 400 нм. Было проведено исследование влияния добавок полученных наночастиц в состав мономера, с этой целью был оптимизирован процесс модификации поверхности SiO_2 и отработана соответствующая методика компаудирования конечного состава. Показано, что при отсутствии заметного влияния на оптические свойства, введение кремнезема может значительно повышать вязкость смеси. Нанесение составов с повышенной вязкостью методом спин-коатинга позволяет увеличивать толщину покрытия с единиц до нескольких десятков микрон.

Проведена оценка влияния составов на пленки перовскитных КТ CsPbX3 (X= Br, I) путем исследования оптических свойств КТ до и после покрытия. Предварительно показано отсутствие заметного влияния исследуемых компаундов на КТ.

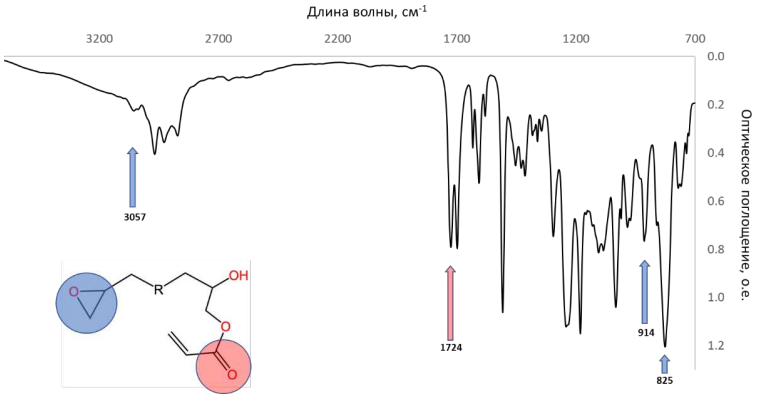


Рисунок 1. Структура эпокси-акрилового мономера (R = бисфенол А) и его ИК-спектр.

3. Заключение

Полученные результаты позволяют обоснованно говорить о больших перспективах практического использования нанокомпозитов на основе эпокси-акрилатов в оптоэлектронных устройствах, в частности для гидроизоляции их чувствительных элементов (на примере перовскитных КТ). Гибкость в плане метода отверждения, реологии, а также относительная инертность материалов позволяет говорить об универсальности разрабатываемого подхода.

Список литературы

1. W. Chi, S.K. Banerjee «Achieving resistance against moisture and oxygen for perovskite solar cells with high efficiency and stability» Chem. Mater., V.33, 2021, P. 4269-4303.
2. Haibin Chen, Hongwei Wang, Yuepeng Xue, Qing Ge, Yanchun Du, Jianan Yin, Bo Yang, Shaopeng Yang, Xuepeng Liu, Molang Cai, Songyuan Dai «Ultra-high moisture stability perovskite films, soaking in water over 360 min» Chemical Engineering Journal, V. 450, 2022, P.138028.
3. Lee, J.H. Design of Highly Adhesive and Water-Resistant UV/Heat Dual-Curable Epoxy–Acrylate Composite for Narrow Bezel Display Based on Reactive Organic–Inorganic Hybrid Nanoparticles. *Polymers,* 2020, *12*, 2178.
4. Bednarczyk P, Mozelewska K, Nowak M, Czech Z. Photocurable Epoxy Acrylate Coatings Preparation by Dual Cationic and Radical Photocrosslinking. Materials (Basel). 2021 Jul 26;14(15):4150.
5. Pileni M.-P *et. all* «Poly(acrylic acid) enabling the synthesis of highly uniform silica nanoparticles of sub-100 nm» ChemNanoMat. 2022. V. 8. Art № e202200006.

Влияние анизометричности наночастиц на механизмы распространения звука в магнитных жидкостях [1]

Губарева А.В.[1], Зубков С.А.[1], Курилов А.Д.[1,2]

[1]*Государственный университет просвещения*
г. Мытищи, ул. Веры Волошиной 24, 141014, Российская Федерация
[2]*Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН*
г. Москва, ул. Вавилова 38, 119991, Российская Федерация
ad.kurilov@gmail.com

***Аннотация**: В данной работе представлена модель распространения звука в намагниченных магнитных жидкостях с эллипсоидальными агрегатами. Анализируется влияние различных параметров, таких как соотношение размеров агрегатов, плотность дисперсионной среды, объемная доля агрегатов и намагниченность, на коэффициент поглощения звука и скорость звука. Проведенные расчеты показывают значительное влияние этих параметров на акустические свойства намагниченной магнитной жидкости. Модель позволяет описывать анизотропию акустических свойств и определять геометрические размеры агрегатов в бесконтактном эксперименте.*

1. Введение

Акустические свойства намагниченных магнитных жидкостей существенно зависят от структурных характеристик и намагниченности агрегатов [1-3]. Ключевыми параметрами, определяющими характер угловой зависимости и величину коэффициента звукопоглощения и скорости звука, являются соотношение размеров агрегата и его объема, соотношение плотностей дисперсионной среды и агрегата, объемная доля агрегатов и намагниченность агрегата. Частота ультразвуковой волны и сдвиговая вязкость несущей среды в первую очередь влияют на абсолютные значения и в меньшей степени на угловую зависимость. Для детального анализа влияния этих параметров были проведены расчеты на основе предложенной модели с использованием типичных параметров магнитных жидкостей на водной основе.

2. Результаты и обсуждение

Проведенные расчеты показали, что увеличение соотношения размеров агрегатов приводит к усилению диполь-дипольного механизма, что увеличивает возвратную силу при распространении звуковой волны. Это также вызывает немонотонные изменения в вязко-инерционном механизме, что определяется соотношением полуосей агрегата и глубиной проникновения вязкой волны. На рисунке 1 показано, что с увеличением соотношения сторон анизотропия акустических свойств значительно возрастает. При коллинеарной ориентации магнитного поля и волнового вектора звуковой волны коэффициент поглощения и скорость распространения увеличиваются по сравнению с ортогональной ориентацией. При ортогональной ориентации изменения скорости звука более выражены, чем изменения коэффициента поглощения.

На рисунке 2 представлено влияние намагниченности агрегатов на анизотропию акустических свойств. Увеличение намагниченности приводит к значительному увеличению анизотропии коэффициента поглощения и немонотонному изменению угловой зависимости скорости звука. Начиная с определенного значения намагниченности, анизотропия скорости звука меняет знак, что позволяет определить геометрические размеры агрегатов. При коллинеарной ориентации диполь-дипольный механизм исчезает, и акустические свойства не зависят от намагниченности.

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-00178, https://rscf.ru/project/24-29-00178/.

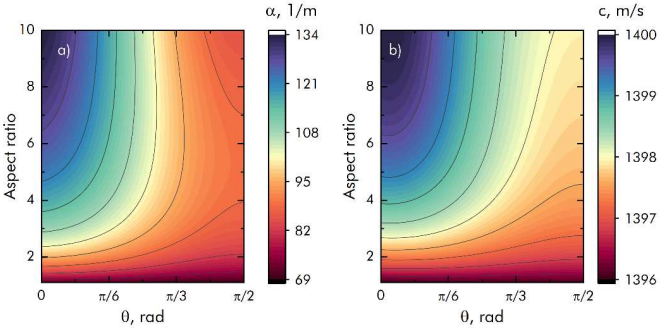


Рисунок 1. Угловые зависимости коэффициента поглощения (а) и скорости звука (б) в магнитной жидкости при изменении соотношения размеров агрегатов.

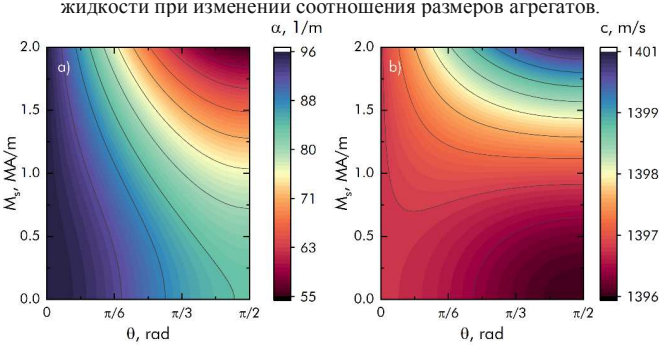


Рисунок 2. Угловые зависимости коэффициента поглощения (а) и скорости звука (б) в магнитной жидкости при изменении намагниченности агрегатов.

3. Заключение

Предложенная модель распространения звука в намагниченных магнитных жидкостях позволяет детально анализировать влияние структурных параметров и намагниченности на акустические свойства. Предлагаемая модель не включает в себя какие-либо эффективные параметры среды или численные параметры; единственными переменными являются геометрические параметры агрегатов. Полученные выражения для скорости звука и коэффициента затухания могут использоваться для анализа полевых зависимостей и моделирования кинетики роста агрегатов. Будущие исследования будут сосредоточены на экспериментальной проверке полученных выражений в случае вращающегося магнитного поля.

Разработанная модель позволяет определять размеры агрегатов и расстояние между ними в бесконтактном эксперименте. Получение таких данных особенно важно при разработке магнитожидкостных микроэлектромеханических систем, где процессы агрегирования существенно влияют на производительность и надежность устройств.

Список литературы

1. Hornowski T., Józefczak A., Kołodziejczyk B., Timko M., Skumiel A., Rajnak M. The effect of particle aggregate shape on ultrasonic anisotropy in concentrated magnetic fluids // Journal of Physics D: Applied Physics. 2016. V. 48(17). P. 175303.
2. Józefczak A., Skumiel A. Field-induced aggregates in a bilayer ferrofluid characterized by ultrasound spectroscopy // Journal of Physics: Condensed Matter. 2016. V. 18(6). P. 1869.
3. Sokolov V.V., Kurilov A.D. Absorption of ultrasound by a magnetic fluid in a rotating magnetic field // Magnetohydrodynamics. 2021. V. 57. P. 181–190.

Допирование углеродных наноструктур в матрицу тридецилата холестерола для перспективных элементов и устройств оптоэлектроники

[1,2] Кучеров Р. Н., [1,2] Курилов А. Д., [3] Смирнова А. И., [3] Столбов Д. Н., [3] Усольцева Н. В., [2]Бедяев В.В., [1,2] Чаусов Д. Н.

[1] *Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН г. Москва, 119991, ул. Вавилова, 38, Российская Федерация*
rn.kucherov@gmail.com
[2] *Государственный университет просвещения г. Москва, 105005, ул. Радио, 10а, Российская Федерация*
[3] *Ивановский государственный университет г. Иваново, 153025, ул. Ермака, 39, Российская Федерация*

Аннотация: *Впервые определено влияние углеродных наноструктур малослойного графита различного химического состава на вязкоупругие и структурные параметры тридецилата холестерола (Х-20). Установлено, что всистемах, внутренние свойства которых определяются их молекулярной упаковкой, наноструктуры малослойного графита оказывают сильное ориентирующее воздействие на молекулы Х-20. Что позволяет изменять его вязкоупругие параметры для увеличения области прикладного применения исследуемых материалов.*

1. Введение

Расширение границ применимости жидких кристаллов, в частности холестерических жидких кристаллов, требует улучшения их эксплуатационных характеристик [1, 2]. Одним из самых эффективных способов улучшения физических свойств системы является добавление наноструктур в ЖК матрицу [3-5]. Что позволяет контролировать и изменять свойства системы за счёт известных функциональных свойств наноматериалов. В этом плане интересны дисперсии жидких кристаллов с углеродными наноструктурами. Ввиду уникальных свойств аллотропов углерода: механических, электрических и термических. Использование данных композиций может существенно расширить диапазон применимости холестерических жидких кристаллов в перестраиваемых электрооптических устройствах, гибких дисплеях, оптических линзах с переменным фокусном расстоянием и других устройствах электроники.

2. Теория

Впервые проведено сравнительное исследование влияния углеродных наноструктур (УНС) малослойных графитовых фрагментов (МГФ) и азот-допированных малослойных графитовых фрагментов (N-МГФ) на вязкоупругие свойства холестеричнеского жидкого кристалла тридецилата холестерола (Х-20).

Исследование проводилось с применением прецизионного реометра Anton Paar 102e (Австрия) в осцилляционном режиме, что позволило сохранить структуру Х-20 в процессе измерения, а также получить данные о вязких и упругих свойствах системы при приложении внешнего напряжения переменной частоты. Использовалась измерительная геометрия типа плоскость/плоскость. Такой выбор обусловлен стремлением к минимизации градиента температур внутри образца и, соответственно, объёма образца.

Выбор тридециалата холестерола в качестве основы обусловлен тем, что данное вещество является однокомпонентным, следовательно, в процессе исследование не будут возникать эффекты, вызванные изменением в составе вещества. А также наличием в Х-20 двух мезофазных состояний: смектического-А (SmA) и хирального нематического (N*) [5]. Что позволило получить информацию о влиянии УНС на структурные свойства каждой мезофазы. Наночастицы МГФ и N-МГФ можно представить как промежуточные объекты между графеном и графитом. Они получены методом пиролиза гексана и ацетонитрила соответственно. Состоят из 4-8 слоёв графита и не превышают размера в 20 нм. В отличие от других УНС обладают высокой площадью поверхности, а также большим количеством слоёв и дефектов [6].

В результате исследования обнаружен эффект влияния наночастиц МГФ и N-МГФ на структурные свойства Х-20. Проявляющееся в изменении соотношения между вязкими и упругими свойствами вещества. А также в увеличении диапазона частот внешнего воздействия, при которых сохраняется жидкокристаллическая структура вещества. Следствие этого влияние представлено на рис. 1.

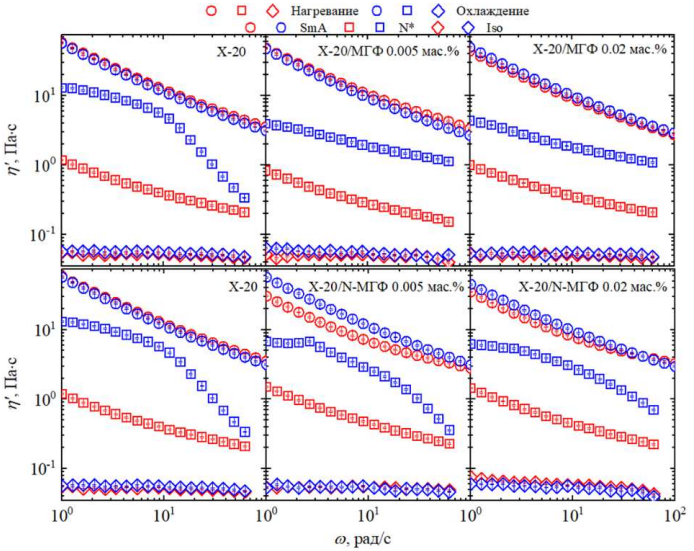


Рис. 1. Частотные зависимости коэффициента сдвиговой вязкости композиций на основе Х-20 м наночастицами МГФ и N-МГФ (SmA – 72 С, N* - 83 С, Iso – 90 С)

Добавление наночастиц МГФ уже низкой концентрации позволяет преодолеть разрушение холестерической структуры Х-20 в режиме охлаждения N* фазы. Добавление N-МГФ приводит к схожему эффекту, но проявляющемуся в меньшей степени. Такое поведение, вероятнее всего, является следствием меньшего воздействия N-МГФ на молекулы Х-20 по сравнению с МГФ ввиду меньшей (примерно на 30-33%) удельной площади поверхности УНС и более высокой дефектности поверхности N-МГФ.

3. Заключение

Обнаружен эффект увеличения сопротивления жидкокристаллической матрицы, легированной наночастицами МГФ и N-МГФ, к внешнему деформирующему воздействию до 100 рад/с для МГФ и до 35-40 рад/с для N-МГФ. Полученные свойства объясняются процессом изменения параметра порядка молекул Х-20 на поверхности наноструктур, а также их структурирующими функциями в системе

Список литературы

1. Беляев В. В. Жидкокристаллические дисплеи. Технологии настоящего и будущего. Часть 1. От пикселя до гибкой подложки // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2015. Т. 8. № 148. С. 36–47.
2. Беляев В.В. Перспективные применения и технологии жидкокристаллических устройств отображения информации и фотоники // Жидк. крист. и их практич. Использ. 2015. Т. 15. № 3. С. 7–27.
3. Chausov D. N. et al. Electro-optical performance of nematic liquid crystals doped with gold nanoparticles // Journal of Physics: Condensed Matter. 2020. Vol. 32. No. 39:395102.
4. Stolbov D. N. et al. Influence of different types of carbon nanoflakes on tribological and rheological properties of plastic lubricants // Fullerenes, Nanotubes and Carbon Nanostructures. 2022. Vol. 30. No. 1. P. 177–184.
5. Chausov D. N. et al. Mesomorphism, dielectric permittivity, and ionic conductivity of cholesterol tridecylate doped with few-layer graphite fragments // Journal of Molecular Liquids. 2023. Vol. 374:121139.
6. Столбов Д. Н. и др. Синтез и функционализация малослойных графитовых фрагментов // Российский университет в неустойчивом мире: глобальные вызовы и национальные ответы. 2019. С. 24–29.

Электрооптические параметры ЖК-1289 легированного наночастицами золота

[1,2] Чекулаев И. С., [1,2] Курилов А. Д., [2]Беляев В. В., [2]Жачкин В.А., [1,2] Чаусов Д. Н.
[1] *Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН*
г. Москва, 119333, ул. Вавилова, 38, Российская Федерация
[2] *Государственный университет просвещения*
МО, г. Мытищи, 141014, ул. Веры Волошиной, 24, Российская Федерация
Chekulaev.I.S@yandex.ru

Аннотация: Проведено исследования влияния золотых наночастиц на электрооптические параметры нематического жидкого кристалла ЖК-1289. Установлено влияние наночастиц на фазовые переходы, изменение анизотропии показателя преломления и порогового напряжения. Согласно полученным результатам, малая концентрация наночастиц золота приводит к снижению порогового напряжения Фредерикса и незначительному изменению анизотропии показателя преломления и температуры просветления. Дальнейшее увеличение концентрации приводит к снижению порогового напряжения, анизотропии показателя преломления и температуры просветления.

1. Введение

Жидкокристаллические композиты активно применяются в разных сферах науки и техники, развитие данных сфер приводит к увеличению требований производительности ЖК-устройств. Одним из направления улучшения производительности ЖК-устройств – добавление наноразмерных частиц, что приводит к улучшению анизотропии показателя преломления, снижению порогового напряжения Фредерикса и улучшению динамических параметров жидкокристаллических материалов [1-3].

Ранее при исследовании жидкокристаллических композитов электрооптическим методом использовались газовые и полупроводниковые лазеры, что не позволяло определить поведение дисперсии анизотропии показателя преломления от концентрации и температуры, а также увеличивало погрешность измерения параметров. При этом размер допируемых наночастиц составлял десятки нанометров.

Представляет интерес проведение исследования влияния золотых наночастиц, диаметром 350 нм, на электрооптические параметры жидкокристаллической смеси ЖК-1289 в широком диапазоне температур (-31–63°С) и длин волны (480–700 нм).

2. Эксперимент

Определение влияния допируемых наночастиц золота на параметры жидкокристаллической смеси ЖК-1289 проводилось при помощи дифференциально сканирующей калориметрии и электрооптического метода. Для исследования электрооптических параметров ЖК-устройств исследуемые композиты помещались в ячейки с низкой диэлектрической проницаемость [4]. Определено, что добавление низкой концентрации золотых наночастиц (0,003 мас.%) приводит к незначительному снижению температуры просветления жидкокристаллической смеси (1°С), последующее увеличении концентрации (0,03 мас.%) оказывает больший эффект – наблюдается снижение температуры просветления на 7°С.

Для определения дисперсии анизотропии показателя преломления и снижения погрешности определения электрических параметров исследуемых композитов использовался разработанный аппаратно-программный комплекс [5], с помощью которого были получены вольт-контрастные характеристик исследуемых композитов в широком диапазоне длин волн, представленные на рис. 1.

На основе полученных воль-контрастных характеристик были рассчитаны электрооптические параметры исследуемых жидкокристаллических композитов. Установлено, что в области малых концентраций (0,003%) наблюдается незначительное увеличение анизотропии показателя преломления и снижение порогового напряжения Фредерикса на 10%, при увеличении концентрации (0,03 мас.%) происходит как снижение анизотропии показателя преломления на 20%, так и напряжения Фредерикса на 15%. Эффект снижения порогового напряжения Фредерикса связан с увеличение свободных электронов из-за добавления наночастиц. Изменение анизотропии показателя преломления связано с образование агрегатов из золотых наночастиц и изменение молекулярного

порядка исследуемой жидкокристаллической системы. При это из-за низкой концентрации наночастиц золота на дисперсионной картине анизотропии показателя преломления не наблюдается изменений в области плазмонного резонанса золотых наночастиц.

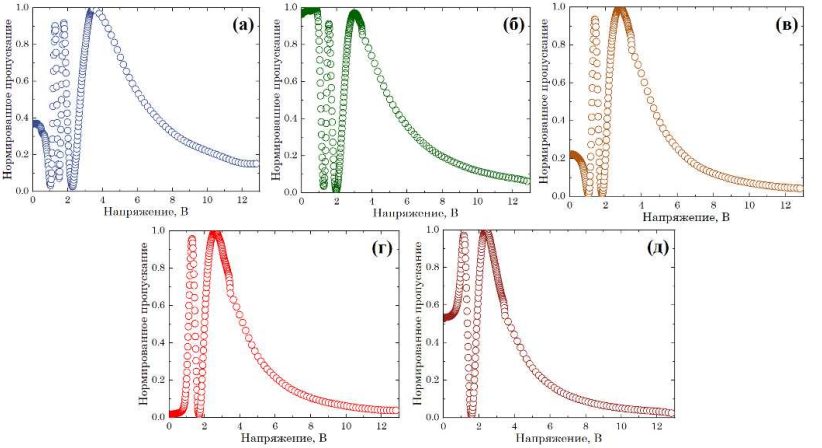


Рисунок 1. Вольт-контрастные характеристики жидкокристаллической смеси ЖК-1289 с наночастицами золота (0,003 мас.%) на разных длинных волны (а. 480 нм, б. 530 нм, в. 590 нм, г. 632.9 нм, д. 700 нм)

3. Заключение

В рамках работы выявлено, что добавление золотых наночастиц приводит снижению порового напряжения Фредерикса во всём диапазоне концентраций. При концентрации 0,003 мас.% наблюдается незначительное увеличение анизотропии показателя преломления на 1% и снижение температуры просветления на 1°C, что позволяет использовать полученный композит, в ЖК-устройствах с более высокой энергоэффективностью. Последующее увеличение концентрации оказывает негативный эффект на оптические параметры и температурный диапазон существования нематической мезофазы.

Список литературы

1. Mishra M. et al. Electrical and electro-optical parameters of 4′-octyl-4-cyanobiphenyl nematic liquid crystal dispersed with gold and silver nanoparticles //Liquid Crystals. 2015. Т. 42. №. 11. С. 1580-1590
2. D. N. Chausov, A.D. Kurilov, R.N. Kucherov,A. V. Simakin, and S. V. Gudkov, Electro-optical performance of nematic liquid crystals doped with gold nanoparticles // Journal of Physics: Condensed Matter. 2020. № 32.
3. Каманина Н. В., Тойкка А. С., Барнаш Я. В., Федорова Л. О., Таркан Р. М., Зубцова Ю. А., Кужаков П. В., Лихоманова С. В., Zak A. Инновационная система нематический жидкий кристалл – наночастицы MoS2 для оптоэлектронных дисплеев и модуляторов // Жидк. крист. и их практич. использ. 2023. Т. 23, № 2. С. 52–62.
4. Моделирование параметров материалов плёнок прозрачных электродов с близкой к нулю диэлектрической проницаемостью / Соломатин А. С., Беляев В. В., Абдуев А. Х., Зверев Н. В., Беляев А. А., Царева Е. В., Кузьмин М. К., Жачкин В. А. // Вестник Московского государственного областного университета. Серия: Физика-математика. 2023. No 1. С. 45–59. DOI: 10.18384/2310-7251-2023-1-45-59
5. Чекулаев И. С., Курилов А. Д., Буланова Т. А., Буланов В. А., Жачкин В. А., Чаусов Д. Н. Аппаратный комплекс для исследования электрооптических параметров мезогенов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2024. № 3. С. 9 – 14.

Численное моделирование тепло- и массопереноса при атомно-слоевом осаждении в процессе производства тонких нанопленок[1]

[1]Чиж К.В., [1-3]Юсим В.А., [2]Калимуллин Р.К., [2]Саркисов С.Э., [1]Нуриев А.В., [1]Стахарный С.А., [1]Чаусов Д.Н.

[1] *ФГБУН ФИЦ «Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук», Москва, Россия*

[2]*Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт», Москва, Россия*

[3]*Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)», Долгопрудный, Россия*

Yusim_VA@nrcki.ru

Аннотация: *Проведено численное моделирование процессов тепло- и массопереноса в полноразмерной реакционной камере ALD для синтеза тонких нанопленок. Определены условия неоднородного температурного распределения на поверхности подложки и пода реакционной камеры. Построена гидродинамическая модель распределения прекурсоров в камере при различных условиях (траектории и скорости потока напускаемого прекурсора, давление напускаемого прекурсора в камере).*

1. Введение

Атомно-слоевое осаждение (ALD) — это технология выращивания тонких пленок, которая позволяет наносить однородные пленки на сложные трехмерные объекты с большой точностью. [1]. Данный метод нашел свое применение во многих областях микроэлектроники. Например, в области фотовольтаики. Метод актуален для солнечных элементов первого, второго и третьего поколений [2, 3]. Так, в солнечных элементах из кристаллического кремния первого и второго поколения ALD метод использовали для нанесения поверхностных пассивирующих буферных слоев селенида меди, индия и галлия, а барьерные слои делали из сенсибилизированных красителей [4]. Более современное использование ALD метода подходит для нанесения слоев переноса заряда (CTL) в перовскитных солнечных элементах, поскольку технология ALD позволяет осаждать высококачественные и конформные пленки с точным контролем толщины, обеспечивающие большое преимущество в точной настройке границ раздела между CTL и перовскитным слоем.

В свою очередь применение технологии ALD требует разработки и создания новейшего оборудования, обеспечивающего высокий выход годной продукции и отличное качество синтезируемых пленок обладающими низким уровнем пост процессных частиц, отличными электрическими и оптическими свойствами.

2. Эксперимент

Эффективным дополнением к подходу создания оборудования ALD, является математическое моделирование изучаемых в ходе эксперимента процессов. Такое дополнение позволяет на ранних этапах исследовать и определять ряд конструктивных параметров, определить и обосновать основные требования к геометрическим и энергетическим характеристикам создаваемого оборудования. В качестве иллюстрации подобного подхода в данной работе авторами изложена методика численного моделирования и исследования процессов тепло- и массопереноса, а также распределения неоднородности теплового поля пода реакционной камеры. Различные геометрические и физические параметры, использующиеся для математического моделирования, являлись максимально приближенными к реальным.

Таким образом, целью данной работы является проведение предварительного численного моделирования реакционной камеры, задание различных граничных условий, исследование характера течения жидкости (хладагента) внутри канального теплообменника и ее влияния на степень его охлаждения камеры, траектории потока и давление напускаемого газа (прекурсора) в камеру. Также целью работы является исследование картины температурного распределения на поверхности пода и соответственно картины температурного распределения кремниевой подложки, помещенной на под. Данный подход должен определить оптимальную конструкцию реакционной камеры и обеспечить наиболее подходящие условия для синтеза подложек.

В качестве объекта исследований использовалась кремниевая подложка. В качестве напыляемого материала Al_2O_3, для продувки использовался газ аргон и водяной пар. В расчетной модели использовался полный цикл Al_2O_3 ALD с длительностью импульса 0,02 с и временем продувки 10 с, моделируется с температурой в камере 90˚C. Расчеты данной задачи выполнялись с использованием CFD- кода SolidWorks Premium в пакете Flow Simulation.

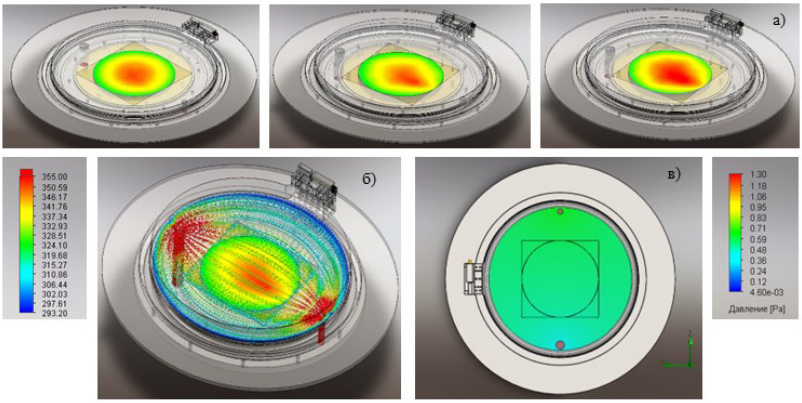


Рисунок 1. Контурные графики (а) распределения температуры на поверхности подложки с использованием различных конструкций нагревателей, (б) траектории и скорости потока напускаемого прекурсора, (в) давление напускаемого прекурсора в камере.

3. Заключение

Результаты численного моделирования позволили определить неоднородности температурного распределения на поверхности подложки и пода реакционной камеры для различных конструкций камеры и нагревательных элементов (Рис.1-а). Также определена траектория и давление напускаемого потока в камеру. Определены оптимальные условия охлаждения реакционной камеры.

Список литературы

1. Yangyao Ding, [et al.] “Machine Learning-Based Modeling and Operation for ALD of SiO2 Thin-Films Using Data from a Multiscale CFD Simulation” Chemical Engineering Research and DesignVolume 151, November 2019, Pages 131-145.
2. Special Report on Solar PV Global Supply Chains (PDF). International Energy Agency. August 2022.
3. "Technology Roadmap: Solar Photovoltaic Energy" (PDF). IEA. 2014. Archived (PDF) from the original on 1 October 2014. Retrieved 7 October 2014.
4. van Delft, J A; Garcia-Alonso, D; Kessels, W M M (11 July 2012). "Atomic layer deposition for photovoltaics: applications and prospects for solar cell manufacturing". Semiconductor Science and Technology. 27 (7): 074002. Bibcode:2012SeScT..27g4002V. doi:10.1088/0268-1242/27/7/074002. ISSN 0268-1242. S2CID 55670928.

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке НИЦ “Курчатовский институт” (приказ № 130 от 17.01.2024).

Зарядово-транспортные слои для оптических устройств органической электроники

Курилов А.Д., Паращук Н.С., Стахарный С.А., Нуриев А.В., Морозов А.А., Чаусов Д.Н.
Институт общей физики им. А.М. Прохорова РАН
г. Москва, ул. Вавилова 38, 119991, Российская Федерация
ad.kurilov@gmail.com

***Аннотация**: Исследования зарядово-транспортных слоев необходимы для улучшения эффективности и стабильности химических источников тока и фотовольтаических устройств. В настоящей работе рассматривается проблема оптимизации прозрачных катодов для OLED дисплеев с использованием технологии активной матрицы (AMOLED). Обсуждаются существующие проблемы с разработкой и использованием прозрачных катодов, такие как высокая электропроводимость, коэффициент пропускания, работа выхода, гибкость и растяжимость. В работе предложено использование структуры Mg:Ag/Ag в качестве прозрачного катода, которая демонстрирует значительные преимущества в сравнении с традиционными Mg:Ag катодами. Проведены сравнительные измерения, подтверждающие эффективность и перспективность предложенной структуры.*

1. Введение

Дисплеи на основе органических светодиодов (OLED) в настоящее время заняли значительную долю рынка информационных панелей (смартфоны, телевизоры, планшеты и ноутбуки). OLED дисплеи обладают более высокой контрастностью, глубиной черного цвета и высокой энергоэффективностью по сравнению с аналогами [1]. Функциональные возможности OLED дисплеев, такие как возможность создания прозрачных или гибких дисплеев соответствуют современным технологическим и общественным запросам, таким как создание носимой и растягиваемой электроники и новым дизайнерским решениям в освещении.

Создание дисплеев высокого разрешения на основе технологии активной матрицы (AMOLED) реализуется с использованием TEOLED структуры, которая состоит из зеркального анода, органических слоев и полупрозрачного катода [2]. До сих пор существует проблема в разработке оптимизированного прозрачного катода. Катод должен обладать высокой электропроводимостью, коэффициентом пропускания (с минимальным поглощением), низкой работой выхода, не повреждать органические слои при нанесении и иметь такие свойства как гибкость и растяжимость. В качестве основных кандидатов для катода выступают сплав магния и серебра Mg:Ag (10:1) за счет низкой работы выхода магния [3], чистое серебро, обработанное плазмой и различные многослойные структуры [4]. Причём оксид индия олова (ITO), обычно используемый в качестве прозрачного электрода в электронике, по значению работы выхода больше подходит для OLED анода, а не катода, не совместим с гибкими подложками и не может наноситься на органические слои без повреждений.

Проблема использования толстых пленок Mg:Ag (~20 нм) заключается в большом значении коэффициента экстинкции магния, в то же время тонкая пленка серебра склонна к агрегации и соответствующему снижению электропроводности и прозрачности. Кроме того, для катода из серебра необходимо подбирать специальный слой для инжекции электродов чтобы обеспечить эффективную инжекцию электронов с катода из-за высокой работы выхода. Сообщалось также об использовании классических OMO-структур (Oxide/Metal/Oxide), обладающих хорошими как электрическими, так и электрическими характеристиками. В качестве оксида используется как правило ZnO, TiO_2, WO_3, MoO_3, которые служат одновременно как просветляющее покрытие, так и транспортным слоем электронов. Однако осаждение оксида металла требует либо высокой температуры (при термическом напылении), либо магнетронного напыления и неминуемо приводит к деградации органических слоев (вследствие температуры, либо плазмы).

2. Эксперимент

В последнее время модификация TEOLED катода идёт по пути уменьшения концентрации магния в сплаве Mg:Ag вплоть до соотношения 1:10 сохраняя толщину катода порядка 20 нм [5]. Эффективность OLED при этом возрастает на 50%. В настоящем исследовании вместо классического Mg:Ag катода предлагается использовать структуру Mg:Ag/Ag, в которой толщина сплава Mg:Ag (1:1) составляет 1 нм, а толщина Ag 9 нм. Используя предслой из Mg:Ag можно достичь необходимой работы выхода с минимальными оптическими потерями и отсутствием повреждений органических

слоев, а слой Ag в 9 нм обеспечивает достаточную электропроводность катода и баланс между коэффициентом пропускания и отражения. Пластичный слой серебра также совместим с гибкими подложками и не растрескивается при множественных циклах сгибаний и разгибаний. Для оценки эффективности изготовленного Mg:Ag/Ag/ITO катода проведены сравнительные измерения поверхностного сопротивления и коэффициента пропускания, отражения и поглощения, а также холловских параметров структуры (подвижность носителей заряда и их концентрация). В качестве эталона использовался классический катод Mg:Ag (10:1).

3. Заключение

Исследование дисплеев на основе OLED технологии и их оптимизация имеют важное значение для развития современной электроники. Предложенная структура Mg:Ag/Ag/ITO катода представляет собой значительный прогресс в разработке прозрачных катодов для OLED дисплеев. Эта структура обладает не только необходимыми электрическими характеристиками, но также обеспечивает высокий уровень прозрачности и гибкости, соответствуя современным технологическим и дизайнерским требованиям. Проведенные исследования и измерения подтверждают перспективность предложенной структуры для применения в OLED дисплеях высокого разрешения и других электронных устройствах.

Список литературы

1. Huang, Y., Hsiang, E. L., Deng, M. Y., & Wu, S. T. (2020). Mini-LED, Micro-LED and OLED displays: present status and future perspectives. Light: Science & Applications, 9(1), 105.
2. Kim, J. Y., Yang, H. I., Kim, D. K., Pode, R., & Kwon, J. H. (2023). Optical performance evaluation of blue tandem top-emitting OLED device. Organic Electronics, 118, 106810.
3. Chen, X., Wu, D., Wang, J., Zhou, Y., Zhang, Z., Li, C., ... & Duan, Y. (2021). A highly transparent laminated composite cathode for organic light-emitting diodes. Applied Physics Letters, 119(7).
4. Ko, K. J., Shin, S. R., Lee, H. B., Jeong, E., Yoo, Y. J., Kim, H. M., ... & Kang, J. W. (2021). Fabrication of an oxide/metal/oxide structured electrode integrated with antireflective film to enhance performance in flexible organic light-emitting diodes. Materials Today Energy, 20, 100704.
5. Lee, D., Cho, E. S., Jeon, Y., & Kwon, S. J. (2023). Characterization of the material and electrical properties depending on the Mg: Ag ratio as a cathode for TEOLED. Materials Chemistry and Physics, 303, 127742.

Предсказание траектории оптических блоховских осцилляций в системах цилиндрических волноводов

[1] Анастасиев А. А., [2] Гозман. М. И., [1,2] Полищук И. Я., [1] Полищук Ю. И.

[1] Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт»
г. Москва, 123182, пл. Академика Курчатова, 1, Российская Федерация
santafracks@gmail.com
2 Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)
Московская обл., г. Долгопрудный, 141701, Институтский пер., 9, Российская Федерация

Аннотация: *Для теоретического описания оптических блоховских осцилляций используется формализм многократного рассеяния. С его помощью оказывается возможным обосновать приближение узкого пучка и связать форму локальной дисперсионной кривой с профилем оптических блоховских осцилляций, а также получить оценки для периода и амплитуды этих осцилляций..*

1. Введение

Блоховские осцилляции в массивах диэлектрических волноводов представляют собой один из возможных видов оптического возбуждения [1,2]. Форма траектории такого возбуждения повторяется периодически вдоль направления оси волноводов. Имеется множество методов, позволяющих получить такое оптическое возбуждение в системе волноводов [3-10]. Отметим, что ряд недавних работ был посвящен изучению блоховских осцилляций в неэрмитовых решетках, конденсате Бозе-Эйнштейна и графеноподобных системах [11-13].

В настоящей работе используется формализм многократного рассеяния. В его рамках оказывается возможным предсказать период и амплитуду траектории оптических блоховских осцилляций на базе локального закона дисперсии системы.

2. Теория

Подход основан на предположении, что градиент показателя преломления системы достаточно мал, вследствие чего характерная длина, на которой происходит существенное изменение показателя преломления, гораздо больше, чем ширина пучка, которым освещается система. В этом приближении всю систему можно условно разбить на зоны, которые гораздо больше ширины пучка и вместе с тем достаточно узкие, чтобы считать идентичными все волноводы в пределах одной зоны. Тогда возникает локальный закон дисперсии, и траекторию центра масс пучка можно описать уравнением

$$\frac{dx}{dz} = \eta\left(n_r\left(x\right)\right), \tag{1}$$

где η – групповая скорость пакета, $n_r(x)$ – показатель преломления волноводов. Уравнение (1) может быть проинтегрировано численно. Однако, если выбрать подходящую аппроксимацию для локальной дисперсионной кривой, то можно предсказать период и амплитуду блоховских осцилляций. С учетом всех требований аппроксимирующую функцию можно взять в виде

$$f\left(k\right) = A_1\left(n_0 - \alpha x\right) + A_2 - B\cos ka. \tag{2}$$

Здесь учитывается факт, что локальная дисперсионная кривая сдвигается как целое при изменении показателя преломления, и сдвиг, описываемый параметрами A_1 и A_2, пропорционален величине, на которую меняется показатель преломления. Параметр B определяет ширину зоны, величина α равна градиенту показателя преломления, a – расстояние между соседними волноводами.

Интегрирование уравнения (1) с начальным условием $x(0) = x_0$ и аппроксимацией (2) дает

$$x\left(z\right) = \left|\frac{B}{A_1\alpha}\right|\sin\left(\arcsin\left(\left|\frac{A_1\alpha}{B}\right|\left(x_0 - \frac{A_1n_0 + A_2 - \beta_0}{A_1\alpha}\right)\right) - aB\left|\frac{A_1\alpha}{B}\right|z\right) + \frac{A_1n_0 + A_2 - \beta_0}{A_1\alpha}. \tag{3}$$

Из выражения (3) видим, что амплитуда и период блоховских осцилляций соответственно равны

$$A = \left|\frac{B}{A_1\alpha}\right|, \quad T = \frac{2\pi}{\left|A_1\alpha\right|a}. \tag{4}$$

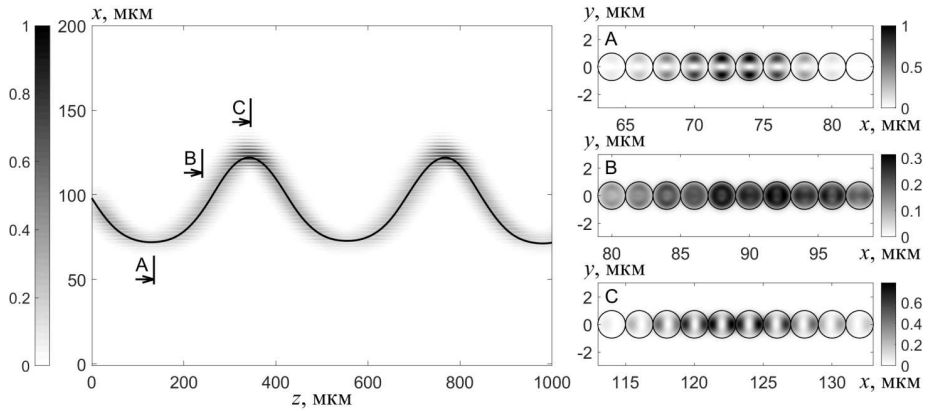


Рис. 1. Слева: нормированная интенсивность оптического сигнала в плоскости $y = 0$. Сплошная кривая отвечает положению центра масс пучка, описываемого уравнением (1). Справа: поперечные сечения пучка плоскостями $z = 135$мкм (A), $z = 240$мкм (B), $z = 345$мкм (C). Система состоит из $N = 100$ волноводов с постоянным градиентом показателя преломления, радиус каждого волновода $R = 1$мкм, частота оптического возбуждения $\omega = 0.234$эВ.

На рис. 1 показан результат моделирования оптических блоховских осцилляций в системе $N = 100$ цилиндрических волноводов. Сплошная линия отвечает положению центра масс пучка, полученного численным интегрированием уравнения (1). Также показаны некоторые характерные поперечные сечения пучка.

3. Заключение

С привлечением формализма многократного рассеяния показана связь профиля оптических блоховских осцилляций с формой локальной дисперсионной кривой. Получены оценки для периода и амплитуды этих осцилляций в приближении узкого пучка. Отметим, что аппроксимирующая функция (2) не совпадает в точности с локальным законом дисперсии. По этой причине формула (3) верно предсказывает только период и амплитуду блоховских осцилляций, но не их форму, как это видно на рис. 1, слева.

Список литературы

1. Zheng M. J., Wang G., Yu K. W. Tunable hybridization at midzone and anomalous Bloch-Zener oscillations in optical waveguide ladders. // Opt. Lett. 2010. V. 35. P. 3865.
2. Wang G., Huang J. P., Yu K. W. Nontrivial Bloch Oscillation in waveguide arrays with second-order coupling. // Opt. Lett. 2010. V. 35. P. 1908.
3. Pertsch T., Dannberg P., Elflein W. et al. Optical Bloch Oscillations in Temperature Tuned Waveguide Arrays. // Phys. Rev. Lett. 1999. V. 83. P. 4752.
4. Pertsch T., Zentgraf T., Peschel U. et al. Beam steering in waveguide arrays. // Appl. Phys. Lett. 2002. V. 80. P. 3247.
5. Trompeter H., Pertsch T., Lederer F. et al. Visual Observation of Zener Tunneling. // Phys. Rev. Lett. 2006. V. 96. P. 023901.
6. Peschel U., Pertsch T., Lederer F. Optical Bloch oscillations in waveguide arrays. // Opt. Lett. 1998. V. 23. P. 1701.
7. Chiodo N., Della V. G., Osellame R. et al. Imaging of Bloch oscillations in erbium-doped curved waveguide arrays. // Opt. Lett. 2006. V. 31. P. 1651.
8. Dreisow F., Szameit A., Heinrich N. et al. Bloch-Zener Oscillations in Binary Superlattices. // Phys. Rev. Lett. 2009. V. 102. P. 076802.
9. Dreisow F., Wang G., Heinrich M. et al. Observation of anharmonic Bloch oscillations. // Opt. Lett. 2011. V. 36. P. 3963.
10. Morandotti R., Peschel U., Aitchison J. S. et al. Experimental Observation of Linear and Nonlinear Optical Bloch Oscillations. // Phys. Rev. Lett. 1999. V. 83. P. 4756.
11. Parkavi J. R., Chandrasekar V. K., Lakshmanan M. Stable Bloch oscillations and Landau-Zener tunneling in a non-Hermian PT-symmetric flat-band lattice. // Phys. Rev. A. 2021. V. 103. P. 023721-023730.
12. J. van der Beek R. F. H., Onishchenko O., Vassen W. et al. Bloch oscillations with a metastable helium Bose-Einsten condensate. // Phys. Rev. A. 2020. V. 102. P. 061302-061307.
13. Sun Y., Leykam D., Stephen N. et al. Observation of Valley Landau-Zener-Bloch Oscillations and Pseudospin Imbalance in Photonic Graphene. // Phys. Rev. Lett. 2018. V. 121. P. 033904-033910.

Гигагерцевый гиротрон большой мощности

Колосов С.В., Шатилова О.О.
Белорусский Государственный Университет Информатики и Радиоэлектроники. Минск, 220013, Беларусь
kolosov@bsuir.by

Аннотация: *Приводятся результаты расчета по программе GYRO-K мощного гиротрона мощностью 1 МВт. Расчет включает в себя расчет электродинамики волновода, добротности резонатора, стартового тока электронной пушки и результаты оптимизации параметров гиротрона по программе Opti-K для достижения максимальной эффективности преобразования мощности электронного потока в мощность электромагнитной волны.*

1. Введение

Создание мощных гиротронов миллиметрового диапазона длин волн – актуальная задача. Такие гиротроны находят большое применение в токамаках для разогрева плазмы и создания условий для протекания управляемого термоядерного синтеза. С повышением мощности гиротронов, рабочей частоты и длительности рабочего импульса встает задача отвода тепла от волновода. Эту задачу можно частично решить работой гиротронов на высоких модах волн в волноводе, что позволяет увеличить диаметр волновода и облегчить отвод тепла от поверхности волновода. Но работа на высоких модах волн волновода ухудшает КПД гиротронов. Поэтому приходится искать какой-то компромисс. Были проведены расчеты гиротронов на волновых модах $TE_{22,6}$, $TE_{25,9}$, $TE_{25,10}$ и выяснено, что лучшие результаты были получены при работе на волне $TE_{25,9}$.

2. Результаты расчетов

В программе GYRO-K все параметры гиротронов задаются в нормированном виде. Например, все длины задаются в радианах, так длина волновода в расчетах $l=\frac{2\pi L}{\lambda_0}=110$. Величина тока электронного потока составляла 40А $\left(\sigma=\frac{\eta_0\mu_0}{c}I_0=0.73723\cdot10^{-3}I_0[A]=0.02995\right)$, ускоряющее напряжение составило 80Кв $\left(\beta_0=\frac{v_0}{c}=\sqrt{1-\frac{1}{\left(1.957\cdot10^{-6}V_0[v]+1\right)^2}}=0.5024\right)$, питч фактор $q=V_\perp/V_\parallel=1.3$, средний нормированный радиус резонатора $g=\frac{2\pi R_W}{\lambda_0}=59.93$, нормированное значение радиуса ведущего центра ларморовских орбит $r_{vc}=\frac{R_{vc}2\pi}{\lambda_0}=24.28$, нормированное значение магнитостатического поля $F(z)=\frac{\mu_0 eH_z^0(z)}{\omega_0}=\frac{1.748\cdot10^{11}\cdot B_0[T]}{2\pi\cdot f_0[Hz]}=1.117$.

Интегральные характеристики для рассчитанного варианта гиро-ЛБВ показаны на рисунке 1.

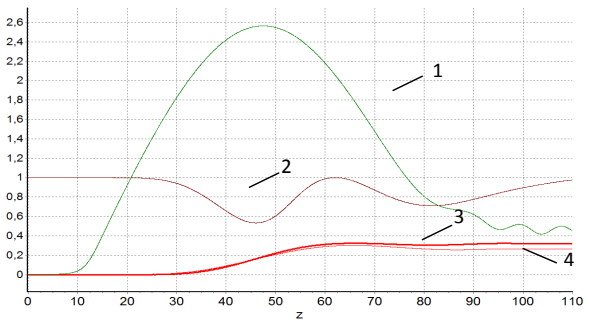


Рис.1. 1- нормированная амплитуда волны $TE_{25,9}$ в волноводе, 2- функция фазовой группировки электронов на первой гармонике циклотронной частоты, 3- электронный КПД, 4- волновой КПД

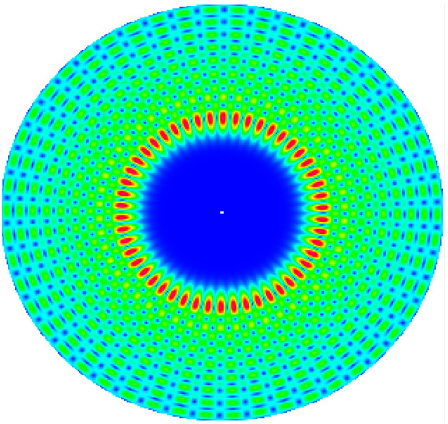


Рис. 2. Амплитуда волны в поперечном разрезе на середине волновода

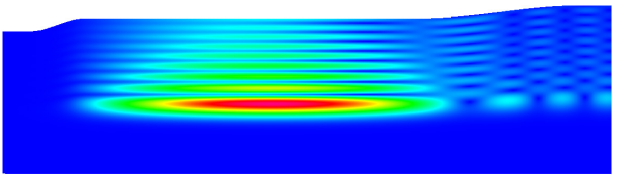


Рис. 3. Амплитуда волны $TE_{25,9}$ в продольном разрезе волновода

Из рисунка 1 видно, что электронный КПД гиротрона достигает 32%, а волновой КПД 29%, что означает потерю почти 3% энергии электронов в медной оболочке волновода, а ее придется как то отводить.

Рассчитанная собственная добротность резонатора составила 3700, а стартовый ток I=13A (σ=0.01).

3. Заключение

В результате расчетов гиротронов на высоких азимутальных волновых модах и одним резонатором было установлено, что максимальное КПД гиротронов без последующей рекуперации электронного потока достигает всего 30%. Программа GYRO-K позволяет рассчитывать добротность резонатора по его частотной характеристике и стартовый ток для начала генерации гиротрона.

Список литературы

1. Колосов, С. В., Зайцева И. Е., Компьютерная программа GYRO-K для разработки и проектирования гирорезонансных приборов СВЧ // СВЧ-электроника. 2017. № 2. С. 46–48.
2. Колосов, С. В. Оптимизация электронных приборов СВЧ с нерегулярными волноводами / С. В. Колосов // LAP LAMPERT Academic Publishing RU. 2018. 197с.Колосов
3. Колосов С.В., Шатилова О.О., ГИРО-ЛБВ-умножитель частоты // Доклады БГУИР, V.22, №3, 2024
4. Колосов С.В., Шатилова О.О., 2-х модовый 600 гигагерцевый гиротрон на второй гармонике гирочастоты // КрыМиКо 2023, 159-160с.

О возможности создания сильноточного релятивистского гиротрона диапазона 500 ГГц с продольно-щелевым резонатором [1]

[1,2] Леонтьев А.Н., [1,2] Розенталь Р. М., [1] Семенов Е.С.

[1] *Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова Российской академии наук*
г. Нижний Новгород, 603950, БОКС 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
leontiev@ipfran.ru

[2] *Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского*
603022, Россия, Нижний Новгород, проспект Гагарина, 23

Аннотация: *В работе представлены первые расчеты, подтверждающие возможность эффективной генерации в сильноточном релятивистском гиротроне диапазона 0.5 ТГц на основе существующего электронного ускорителя «Синус-6». Для выбранной конфигурации селективного продольно-щелевого резонатора проведена оценка поперечной добротности рабочей моды. С учетом полученных характеристик проведено моделирование электронно-волнового взаимодействия на основе системы стационарных усредненных уравнений гиротрона. Предсказана возможность достижения выходной мощности около 100 МВт, что соответствует КПД 10%.*

1. Введение

В настоящее время значительное внимание уделяется разработке источников терагерцового излучения большой мощности диапазона 0.3-1 ТГц на основе электронных потоков, движущихся в вакууме. Практическое использование терагерцового излучения большой мощности преимущественно связано с задачами взаимодействия с плазмой. Мощные непрерывные источники излучения предназначены для нагрева плазмы в установках управляемого термоядерного синтеза (токамаках и стеллараторах) [1]. В свою очередь, импульсное терагерцовое излучение используется для исследования процессов разряда в газах [2], например, для создания источников ультрафиолетового излучения [3].

Одними из наиболее перспективных источников мощного импульсного терагерцового излучения являются гиротроны с сильноточными релятивистскими пучками. Так, в работе [4] было показано, что в подобном приборе может быть достигнута мощность около 80 МВт в диапазоне 0.3 ТГц. В настоящей работе рассматривается возможность реализации такого прибора с рабочей частотой около 0.5 ТГц.

2. Результаты расчетов

Для обеспечения одномодового режима генерации рассмотрена конфигурация гиротрона с резонатором продольно-щелевого типа, основанного на связи мод с кратными азимутальными индексами [5]. По сравнению с ранее исследованным гиротроном диапазона 300 ГГц [4] предполагается использование более сверхразмерного резонатора, обеспечивающего связь мод $TE_{16,4}$ и $TE_{8,7}$. (Рис. 1)

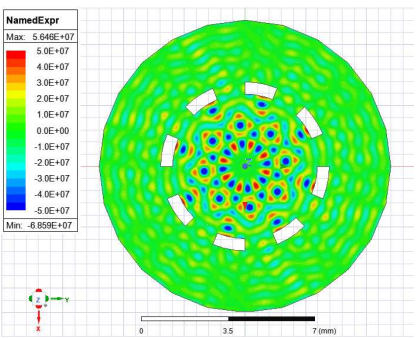


Рис. 1. Поперечное распределение продольной компоненты магнитного поля высокодобротной моды $TE_{16,4} + TE_{8,7}$ в продольно-щелевом резонаторе

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования России. Грант FSWR-2024-0003.

Оценки на основе моделирования методом конечных элементов показывают, что поперечная добротность (т.е. соответствующая потерям на излучение в поперечном направлении и тепловым потерям в стенках резонатора) рассматриваемой моды составляет величину порядка 3000, что значительно превышает характерную продольную дифракционную добротность резонаторов сильноточных гиротронов.

На следующем этапе исследования выполнены расчеты электронно-волнового взаимодействия в рамках одномерной стационарной модели гиротрона с нефиксированной структурой поля [6] с учетом ранее полученного значения поперечной добротности. Энергетические параметры пучка (энергия 500 кэВ, ток – 2 кА, длительность 10 нс) выбраны исходя из возможностей ускорителя "Синус-6". Питч-фактор (отношение поперечных и продольных скоростей электронов) пучка был выбран равным 1. Согласно расчетам, при оптимальном профиле резонатора (Рис.2) максимальный КПД превышает уровень 25%, что соответствует выходной мощности на уровне 250 МВт.

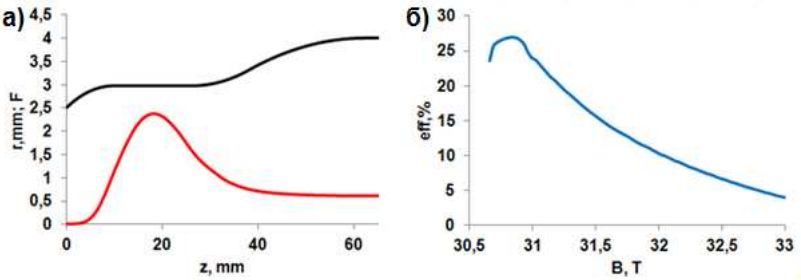


Рис. 2. (а) Оптимизированный профиль резонатора и продольная структура высокочастотного поля, (б) расчетная зависимость КПД от величины магнитного поля

Также выполнены расчеты гиротрона на основе трехмерной версии PIC-кода KARAT. Моделирование показывает, что достижению режимов с максимальным КПД в значительной степени препятствуют процессы конкуренции мод. В результате, максимально достижимый уровень мощности снижается до значений порядка 100 МВт.

3. Заключение

Результаты проведенных расчетов позволяют сделать вывод о возможности создания сильноточного релятивистского гиротрона диапазона 0.5 ТГц на основе имеющегося в институте прикладной физики РАН ускорителя «Синус-6». Тем не менее, среди проблем, нуждающихся в детальной проработке на сегодняшний день, остаются создание магнитной системы, обеспечивающей максимальную величину индукции поля более 30 Тл, а так же разработка электронно-оптической системы, формирующей винтовой электронный пучок с питч фактором ~1 в таком поле.

Список литературы

1. Thumm M., Denisov G.G., Sakamoto K. and Tran M.Q., High-power gyrotrons for electron cyclotron heating and current drive // Nucl. Fusion. 2019. Vol. 59. P. 073001.
2. Sidorov A.V., Terahertz gas discharge: current progress and possible applications // J. Phys. D: Appl. Phys. 2022. Vol. 55, P. 293001.
3. Sidorov A.V., Glyavin M.Yu., Luchinin A.G., Razin S.V. and Vodopyanov A.V. THz gas discharge in nitrogen as a source of ultraviolet radiation // Journal of Physics: Conference Series, 2020, Vol. 1697. P. 012213.
4. Rozental R. M., Danilov Y. Y., Leontyev A. N., Malkin A. M., Shchegolkov D. Y. and Tarakanov V. P., Spatial Synchronization of TE-Modes in a Slit-Type Gyrotron Cavity // IEEE Transactions on Electron Devices. 2022. Vol. 69. No. 3. 1451-1456.
5. Гинзбург Н.С., Данилов Ю.Ю., Леонтьев А.Н., Малкин А.М., Розенталь Р.М., Щегольков Д.Ю., Высокоселективные сверхразмерные щелевые резонаторы для релятивистских гиротронов миллиметрового диапазона. // Доклады Российской академии наук. Физика, технические науки, 2022, том 504, № 1, С. 3-9.
6. Semenov E.S., Proyavin M.D., Morozkin M.V., Zuev A.S. Kamensky M.V., Analysis of generation modes in a technological gyrotron with a magnetically shielded system in the ANGEL environment // Radiophysics and Quantum Electronics. 2023. Vol. 66. No 7-8. P. 645-663.

Эффекты на фронте мощного наносекундного СВЧ-импульса осесимметричной волновой моды при его взаимодействии со встречным релятивистским электронным пучком в условиях циклотронного резонанса [1]

[1] Тотьменинов Е. М., [1] Пегель И. В, [1] Мутылин О. О.

[1] *Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт сильноточной электроники СО РАН*
Российская Федерация, г. Томск, 634055, просп. Академический, 2/3
totm@lfe.hcei.tsc.ru

Аннотация: *В численном эксперименте показано, что при взаимодействии гигаваттного СВЧ-импульса моды E_{01} в гладком волноводе со встречным релятивистским электронным пучком в условиях циклотронного резонанса, в случае, если длительность фронта импульса составляет порядка или менее наносекунды, формируется ультракороткий всплеск с пиковой мощностью значительно большей, чем в исходной электромагнитной волне.*

1. Введение

Явления, возникающие при взаимодействии мощных наносекундных и субнаносекундных СВЧ-импульсов с релятивистскими электронными пучками в условиях циклотронного резонанса, исследованы в ряде теоретических и экспериментальных работ. Для ультракоротких СВЧ-импульсов, распространяющихся попутно с электронным пучком, наблюдались эффекты нестационарного усиления, компрессии и самоиндуцированной прозрачности [1]. В случае встречного движения волны и пучка в численном моделировании были продемонстрированы эффекты остановки волнового импульса [1] и формирования периодической последовательности ультракоротких СВЧ-импульсов [2]. Главным образом перечисленные эффекты были подробно исследованы для несимметричных волн магнитного типа, в частности, для низшей волны круглого волновода H_{11} [1-3]. В данной работе основной акцент сделан на исследовании воздействия электронным пучком на осесимметричную волну электрического типа E_{01} гигаваттного уровня мощности, которая в отличие от волн магнитного типа не имеет азимутальной компоненты электрического поля.

2. Численное моделирование

Расчеты выполнялись с помощью осесимметричной версии электромагнитного PiC-кода KARAT [4]. Приведем результаты расчетов для двух случаев. В первом случае рассматривается падающая волна в виде импульса значительной протяженности с наносекундным или субнаносекундным фронтом; во втором случае – волна в виде короткого импульса гауссовой формы с длительностью около 1 нс.

Пусть в круглый волновод радиусом 1,6 см подается в положительном направлении протяженный импульс волны E_{01} с фронтом $\tau_0 \approx 1$ нс, частотой колебания $f \approx 12$ ГГц и средней СВЧ-мощностью на плоской части импульса около 1 ГВт. Во встречном направлении подается трубчатый электронный пучок с энергией электронов ≈ 300 кэВ, транспортируемый продольным магнитным полем с напряженностью $H \approx 11$ кЭ, которая соответствует условиях циклотронного резонанса: $\omega - hV_0 \approx \omega_H$, здесь $\omega = 2\pi f$, $\omega_H = eH/mc\gamma_0$, e и m – заряд и масса электрона, V_0 и γ_0 – продольная скорость электронов в невозмущенном пучке и их релятивистский фактор, c – скорость света в вакууме, h – продольное волновое число. Запуск волны происходит с такой задержкой относительно электронного пучка, чтобы к началу взаимодействия ток пучка и энергия электронов успели установиться. Уже при токах электронного пучка I в несколько десятков ампер в СВЧ-импульсе, прошедшем взаимодействие с пучком, наблюдается затухающая модуляция мощности с периодом T ≈ 0,8 нс. Глубина модуляции возрастают с увеличением тока пучка, достигая максимума при $I \approx 250$ А. В этом режиме пиковая мощность в первом всплеске волны превышает среднюю мощность исходной волны более чем вдвое. С увеличением длительности фронта исходной волны эффект становится менее выраженным.

Пусть теперь падающая электромагнитная волна E_{01} имеет вид ультракороткого импульса с гауссовой огибающей, пиковой мощности около 1 ГВт и длительностью на половинном уровне мощ-

[1] Работа выполнена при поддержке грантом РНФ, проект № 24-29-00059.

ности около 1 нс (рис. 2). Расчет показал, что при взаимодействии такого импульса со встречным электронным пучком в некоторой области параметров также происходит компрессия импульса и рост его пиковой мощности. При оптимальной величине тока пучка $I \approx 200$ А пиковая мощность сжатого импульса примерно вдвое больше, чем исходного импульса.

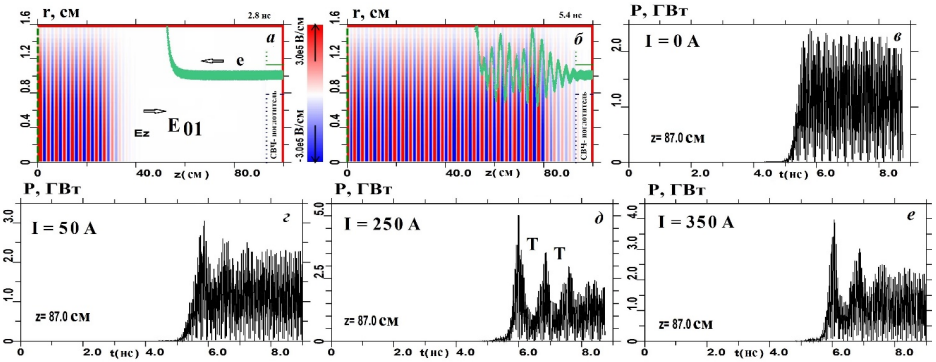


Рис. 1. Конфигурации поля электромагнитной волны (показана компонента E_z) и электронного пучка до начала взаимодействия (*а*) и во время взаимодействия (*б*). Зависимости от времени мгновенной мощности в СВЧ-импульсе после взаимодействия при различных токах электронного пучка (*в* – *е*)

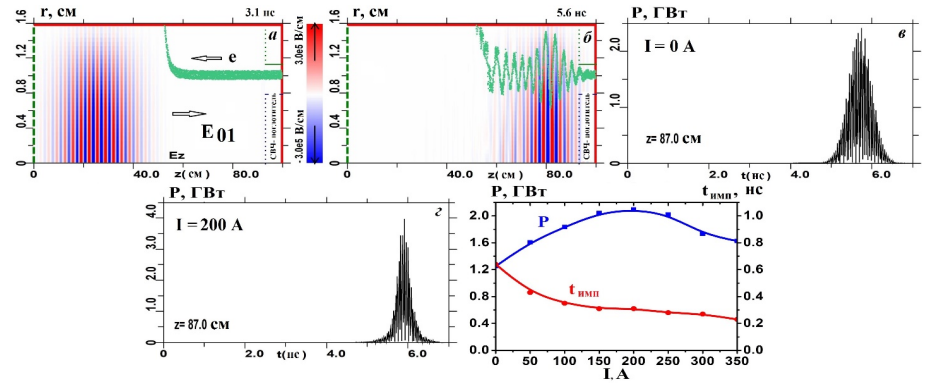


Рис. 2. Конфигурации поля СВЧ-импульса (компонента E_z) и электронного пучка до начала взаимодействия (*а*) и во время взаимодействия (*б*). Зависимости от времени мгновенной мощности в исходном (*в*) и сжатом (*г*) СВЧ-импульсе. Зависимости пиковой мощности и длительности сжатого СВЧ-импульса от тока электронного пучка (*д*)

3. Заключение

Отметим, что наряду с указанными выше эффектами компрессии и формирования последовательности ультракоротких импульсов в некоторых режимах по току электронного пучка и ведущему магнитному полю в спектре выходного сигнала помимо основной частоты 12 ГГц наблюдались и более высокие спектральные компоненты. Данный результат требует дальнейшего исследования.

Список литературы

1. Гинзбург Н.С., Зотова И.В., Сергеев А.С., и др. Эффекты усиления, компрессии и самоиндуцированной прозрачности при распространении ультракоротких электромагнитных импульсов вдоль квазистационарных электронных потоков // Известия вузов. Радиофизика. 2011. Т. 54. № 8–9. С. 588–606.
2. Гинзбург Н.С., Зотова И. В., Кочаровская Е. Р., и др. Солитоны самоиндуцированной прозрачности и диссипативные солитоны в системах микроволновой электроники // Известия вузов. Радиофизика. 2020. Т. 63. № 9–10. С. 796–824.
3. Sergeev A.S., Yurovskiy L.A., Ginzburg N.S., et al. Entrainment, stopping, and transmission of microwave solitons of self-induced transparency in counter-propagating magnetized electron beam. Chaos 1 May 2022; 32 (5): 053123.
4. Тараканов В.П. Универсальный электромагнитный код КАРАТ / В кн.: Математическое моделирование. Проблемы и результаты. М.: Наука. С. 456–476.

Проблемы коллекторных систем современных гиротронов высокой мощности [1]

Запевалов В.Е.

Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова Российской академии наук
г. Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46, 603950, Российская Федерация
zapev@ipfran.ru

Аннотация: *обсуждаются проблемы коллекторов современных гиротронов высокого уровня мощности, анализируются причины, ограничивающие их срок службы. Описаны варианты конструктивных решений, способствующие повышению надежности и срока службы.*

1. Введение

В современных установках управляемого термоядерного синтеза (УТС) в настоящее время используются гиротроны [1, 2] мегаваттного класса для электронного циклотронного нагрева и управления током. Высокий уровень энергии отработанного электронного пучка на коллекторе после генерации микроволнового излучения остается серьезной проблемой этих гиротронов. Без применения специальных мероприятий по увеличению площади токооседания плотность мощности на коллекторе оказывается избыточной и приводит к его быстрому выходу из строя. Использование коллекторов с рекуперацией (CPD – collector potential depression) несколько улучшает ситуацию [1, 2]. Помимо заметного увеличения КПД, использование CPD значительно снижает мощность, рассеиваемую на коллекторе. Коллектор — самая массивная и весьма дорогая подсистема мощных гиротронов, но остается одной из часто повреждаемых частей. Обзор вариантов коллекторных систем с точки зрения электронной оптики дан в [3]. Далее остановимся на простейших системах, близких к практической реализации или используемых в настоящее время.

2. Коллекторы с продольным поперечным и комбинированным сканированием

В большинстве мощных гиротронов используются коллекторы с продольным сканированием электронного пучка [4]. Такой гиротрон, как показано на рисунке 1, содержит электронную пушку и электродинамическую систему (на схеме не приведены), коллектор - 1 с аксиально симметричной токоприемной поверхностью (ТП) -2, вакуумный корпус - 8, магнитная система - 9 для транспортировки электронного пучка и дополнительный соленоид - 3, питаемый периодически меняющимся током. Электронный пучок 4 в области коллектора 1 при минимальном поле дополнительного соленоида движется по траектории 5, при отрицательном поле дополнительного соленоида – по траектории 6, а при максимальном значении поля – по траектории 7. Таким образом, электронный пучок 4 сканирует за счет действия переменного магнитного поля дополнительного соленоида 3 по ТП. В результате зона сканирования электронного пучка 4 может значительно превышать зону осаждения пучка при отсутствии переменного поля дополнительного соленоида 3. Уменьшение плотности теплового потока на ТП коллектора и, следовательно, ее температура достигается путем распределения пучка по большей площади ТП коллектора изменяющимся во времени магнитным полем, а также профилированием ТП. Аналог этого решения - устройство [5], где равномерность плотности теплового потока на поверхности коллектора достигается профилированием обмотки дополнительного соленоида.

Этот метод имеет существенный недостаток: максимальная температура поверхности существенно выше той, которую можно было бы получить при статическом распределении теплового потока по всей зоне осаждения, сам принцип сканирования подразумевает периодическое воздействие пучка на ТП коллектора и, следовательно, наличие колебаний температуры во времени с частотой сканирования. Размах этих колебаний уменьшается с увеличением частоты сканирования, но частота ограничена экранированием переменного магнитного поля проводящим коллектором. На практике частота сканирования составляет несколько Герц, что недостаточно для устранения колебаний температуры. Для коллектора, близкого к длинной тонкой немагнитной цилиндрической оболочке, характерная частота в начале значительного экранирования равна [6]: $f_{shield} = \frac{1}{\pi\sigma\mu_0 Rh}$, где, $\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}\,Гн/м$, σ - проводимость материала коллектора 1, в $Ом^{-1}м$, R - радиус коллектора 1, а h - его толщина, в $м$, т.е., частота снижается с увеличением радиуса и толщины коллектора.

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке проекта ИПФ РАН № FFUF-2022-0007.

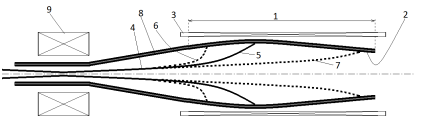


Рис. 1. Схема коллекторной системы мощного гиротрона.

Другим подходом является использование поперечного или комбинированного [3, 7] сканирования, что позволяет существенно повысить частоту перемещения электронного пучка по ТП и равномерность токооседания. Однако при этом требуется наличие участка с низкой проводимостью перед коллектором. На этом участке размещается магнитная система, создающая переменное магнитное поле для поперечного смещения электронного пучка.

3. Перспективные варианты коллекторных систем

Рассмотрим возможности повышения частоты продольного сканирования. В [8] предложен коллектор в виде изолированного одно- или многозаходной спирали, выполненной из трубы, по которой течет охлаждающая жидкость. Для такой спирали, замкнутые круговые токи невозможны, характерная частота начала существенного экранирования совпадает с частотой скин-эффекта $f_{skin} = \frac{1}{\pi\sigma\mu_0 h^2}$, что позволяет увеличить частоту в $\frac{f_{skin}}{f_{shield}} = \frac{R}{h}$ раз по сравнению с описанным выше вариантом. Для медного коллектора гиротрона (R_{coll} = 10 см и толщины h = 5 мм) выигрыш по частоте составит 20 раз, что позволяет кардинально снизить максимальную температуру поверхности коллектора и увеличить его срок службы.

Другой вариант коллектора, когда для ТП используется внешняя поверхность симметричного тела [9]. В этом случае корпус электронного устройства может быть изготовлен из материала с низкой электропроводностью (например, нержавеющей стали) и экранирование существенно ослаблено. $f_{corp} = \frac{1}{\pi\sigma_{corp}\mu_0 R_{corp} h_{corp}}$, где σ_{corp} - проводимость материала вакуумного корпуса 1 СВЧ-прибора, R_{corp} - его радиус в *м*, h_{corp} - его толщина в *м*. Таким образом, можно увеличить частоту в $\frac{f_{corp}}{f_{coll}} = \frac{\sigma_{coll} R_{coll} h_{coll}}{\sigma_{corp} R_{corp} h_{corp}}$ раз (при прочих равных условиях). Например, для типичного мощного гиротрона, коллектор из меди ($\sigma_{coll} = 60 \cdot 10^6$ *Ом*$^{-1}$*м*) имеет радиус 100 мм и толщину 5 *мм*. Пусть устройство будет иметь такой же внутренний коллектор. Тогда, для R_{corp} = 110 *мм* (материал нержавеющая сталь 12Х18Н10Т ($\sigma_{corp} = 1{,}4 \cdot 10^6$ *Ом*$^{-1}$*м*)), а h_{corp} = 2 *мм*. Выигрыш в максимальной частоте составит почти два порядка.

4. Заключение

Таким образом, предложенные варианты конструкции коллекторов могут способствовать повышению мощности гиротронов и срока их службы. Указанные технические решения могут представлять интерес и для других электронных приборов высокой мощности пролетного типа.

Список литературы

1. Denisov G.G., et al. Development in Russia of high-power gyrotrons for fusion. // Nuclear Fusion, 48, №5, 2008, 5 pp.1-5.
2 Litvak A.G. et al., Development in Russia of megawatt power gyrotrons for fusion, // J. Infrared Millim. Terahertz Waves 32 (3) (2011) 337-342, https://doi.org/10. 1007/s10762-010-9743-8.
3. Manuilov V.N. et al, Gyrotron collector systems: Types and capabilities // Infrared Physics and Technology, 91 (2018) 46-54. doi:10.1016/j.infrared. 2018.03.024
4. Ларичев Ю.Д., Фикс А.Ш. Устройство СВЧ. Авторское свидетельство СССР, SU 1238617 A.
5. Faillon F, Mourier G., et al. Elecron collector for electron tubes. U S Patent Number 4,933,594. Date June 12, 1990.
6. Васильев В.В., и др. Проводящие оболочки в импульсном электромагнитном поле. М., // Энергоатомиздат, 1982, с.879
7. Erckmann V., et al. Patent EP2150965A1 - Method and apparatus for collector sweeping control of an electron beam 2010-02-10
8. Запевалов В.Е., Фикс А.Ш. ИПФ РАН, Электронное СВЧ устройство, Патент № 2576391, 18.11.2014, Опубликовано: 10.03.2016 Бюл. № 7
9. Запевалов В.Е., Фикс А.Ш, ИПФ РАН, Электронное СВЧ устройство, Патент № 2630251, Дата государственной регистрации в Государственном реестре 6 сентября 2017 года.

Новый вариант гиротрона с приосевым пучком

Запевалов В.Е., Зуев А.С., Планкин О.П., Семенов Е.С.

Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова РАН
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
zapev@ipfran.ru

Аннотация: *Обсуждается новый вариант компактного гиротрона с приосевым пучком. Этот гиротрон отличается азимутально-несимметричной электронной пушкой, формирующей приосевой винтовой электронный пучок (ВЭП). В компактном гиротроне в отличие от обычного гиротрона с приосевым пучком не используются неадиабатические эффекты для формирования ВЭП и может быть использован обычный типовой магнит (крио или импульсный), но отсутствует аксиальная симметрия электродов системы. Мощность формируемого ВЭП сравнительно невелика, но, тем не менее, достаточна для спектроскопических приложений гиротронов. Компактный гиротрон может быть использован с «бюджетными» криомагнитами с малым проходным отверстием. Приведен пример расчета конкретного варианта такого гиротрона.*

1. Введение

Гиротрон является наиболее мощным прибором вакуумной электроники в гигагерцовом и терагерцовом диапазонах [1]. Большинство коммерчески выпускаемых гиротронов имеют канонический вид с магнетронной-инжекторной пушкой, формирующей поливинтовой трубчатый электронный пучок. Такая система формирования пучка показала высокую эффективность практически во всех гиротронах разных частотных диапазонов с различным уровнем выходной мощности, особенно в случае мощных гиротронов. В настоящее время растет интерес к сравнительно маломощным источникам субтерагерцового и терагерцового диапазонов, которые востребованы в различных приложениях [2]. Для большинства таких приложений достаточно мощности излучения порядка десятков ватт, что превышает возможности приборов классической вакуумной электроники, а канонический гиротрон превосходит потребности с огромным запасом и стоит очень дорого. В этой связи усиливается интерес к разработке новых приборов промежуточного уровня мощности, снижению их стоимости и уменьшению габаритов установки, включая источники питания, магнитную систему, системы управления и охлаждения и др. Это приводит к рассмотрению перспективных источников излучения на основе неканонических схем гиротронов, позволяющих уменьшить размеры и стоимость гиротронной установки.

2. Концепция прибора

Одним из указанных перспективных источников представляется новый вариант — «компактный гиротрон». Идея компактного гиротрона заключается в том, чтобы использовать преимущества схемы с приосевым пучком - гиротрона с большой орбитой (ГБО) [3, 4] для селекции мод, но для формирования приосевого пучка разместить эмиттер вблизи оси симметрии магнитной системы и под некоторым углом, а вращение пучку придать с помощью скрещенных электрического и магнитного полей. Подчеркнем, что в этом случае не требуются неадиабатические эффекты для формирования приосевого ВЭП и может быть использован обычный магнит с квази-дипольным распределением поля (крио или импульсный), но нарушается аксиальная симметрия электродов системы. По принципу действия электронная пушка компактного гиротрона практически не отличается от магнетронно-инжекторной пушки. На рисунке 1 изображена схема компактного гиротрона с приосевым пучком. Впервые такая система формирования ВЭП была предложена еще в [5]. Исследуемая концепция электронно-оптической системы (ЭОС) является упрощенным вариантом многоствольного гиротрона [6], в котором парциальный эмиттер и соответствующий анод перемещены в сторону центра симметрии системы.

Далее, под действием нарастающего магнитного поля электронный пучок компрессируется и поступает в квазирегулярный резонатор кругового сечения для электронно-волнового взаимодействия. Связь электронного пучка с высокочастотным полем резонатора осуществляется подобно ГБО со свойственной для таких гиротронов высокой селекцией рабочих мод. Выходящее из резонатора излучение транспортируется либо непосредственно на рабочей моде, либо, при необходимости, преобразуется в моду требуемой структуры либо волновой пучок, и выводится через выходное окно. В компактном гиротроне для транспортировки и осаждения электронного пучка на стенки коллектора могут использоваться дополнительные катушки.

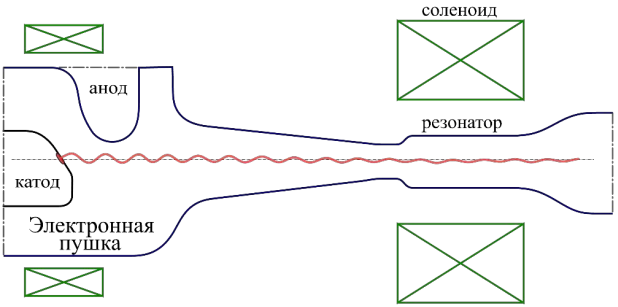


Рис. 1. Схема компактного гиротрона с приосевым пучком

3. Компактный гиротрон с частотой излучения 395 ГГц

В качестве примера рассмотрим оптимизированную ЭОС для 395 ГГц гиротрона на второй гармонике гирочастоты. Численное моделирование выполнено для варианта ЭОС на базе фрагмента аксиально-симметричной электронной пушки. Рассматривалась эмиссия электронов с расположенного на оси симметрии магнитной системы небольшого участка катода. Для простоты, участок эмиссии имел прямоугольную форму, а его размеры сильно ограничены требуемыми размерами пучка в области взаимодействия.

С целью дополнительного управления параметрами пучка рассматривалась триодная схема с ускоряющим напряжением 12 кВ и анодным напряжением 10 кВ, а магнитное поле в области взаимодействия составило около 7,15 Тл. После оптимизации угол наклона эмиттера к оси составил около 40 градусов, а размеры участка эмиссии — 1,25мм х 1,32мм. Численное моделирование ЭОС выполнено при помощи программы «ANGEL-TA-S3D», учитывающей аксиально-несимметричную эмиссию электронов. Моделирование показало возможность формирования пучка с током 70 мА и питч-фактором до 1,4. При этом отраженный ток практически отсутствует, а разброс осцилляторных скоростей по уровням отсечки 0,1 и 0,9 составляет около 30%. Согласно предварительным расчётам в таком приборе при работе на моде $TE_{2.5}$ достижима выходная мощность 30 Вт с КПД 3,6%.

4. Заключение

Как показали исследования данная концепция ЭОС гиротрона позволяет формировать ВЭП с высоким значением питч-фактора и приемлемым разбросом осцилляторных скоростей. Характерный уровень выходной мощности гиротрона с такой азимутально-несимметричной электронной пушкой составляет десятки ватт на частоте 395 ГГц, что вполне достаточно для многих приложений.

Данная модификация гиротрона может привести к существенному уменьшению габаритов гиротронной установки за счёт использования бюджетной магнитной системы с существенно меньшим диаметром проходного отверстия. Подобные «компактные» магнитные системы коммерчески доступны.

Главным недостатком предложенного типа гиротрона представляется нарушение аксиальной симметрии ЭОС, что приводит к дополнительным технологическим и конструкционным сложностям при реализации прибора.

Работа проводилась при финансовой поддержке по теме FFUF-2022-0007.

Список литературы

1. Nusinovich G. S., Thumm M. K. A., Petelin M. I. The gyrotron at 50: historical overview // Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves. 2014. Vol. 35. No. 4. P. 325–381.
2. Глявин М. Ю. и др. Источники мощного терагерцового излучения для спектроскопии и диагностики различных сред // Успехи физических наук. 2016. Т. 186. № 6. С. 667–677.
3. Idehara T., Ogawa I., Mitsudo S., et al. Development of a high harmonic gyrotron with an axis-encircling electron beam and a permanent magnet // Vacuum. 2005. Vol. 77. No. 4. P. 539–546.
4. Bratman V. L., Kalynov Y. K., Manuilov V. N. Large-orbit Subterahertz and Terahertz gyrotrons // Radiophysics and Quantum Electronics. 2009. T. 52. No. 7. P. 472–481.
5. Bott I. B. Pat. 1096921 (UK). Radiation Generators. Publ. 29.12.1967.
6. Запевалов В. Е., Зуев А. С. Пат. 2755826 (РФ). Многоствольный гиротрон. Опубл. 22.09.2021.

Моделирование релятивистского гиротрона диапазона 300 ГГц с учетом формы импульса ускоряющего напряжения[1]

А.Н. Леонтьев, Р.М. Розенталь, О.П. Планкин, Е.С. Семенов

Институт прикладной физики РАН

г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

Аннотация: *Для оценки энергетических возможностей релятивистского гиротрона диапазона 300 ГГц выполнено трехмерное моделирование методом крупных частиц процессов электронно-волнового взаимодействия в резонаторе с учетом реальной формы импульса ускоряющего напряжения. Показано, что полная энергия излучения с рабочей частотой может превышать значение 4 Дж.*

1. Введение

Мощное импульсное излучение терагерцового диапазона представляет интерес для многих приложений. В свою очередь, такое излучение может быть получено на основе тех или иных схем вакуумных генераторов с электронными потоками. В частности, в работе [1] выполнены первые расчеты релятивистского гиротрона с энергией электронов 250 кэВ, током винтового пучка 100 А с расчетной выходной мощностью до 8 МВт. Была продемонстрирована возможность установления одночастотных колебаний на частоте около 300 ГГц на рабочей моде $TE_{33.2}$. В настоящей работе выполнен более детальный данного гиротрона расчет с учетом реальной формы импульса ускоряющего напряжения.

2. Трехмерное моделирование методом крупных частиц

Моделирование процессов на фронте импульса ускоряющего напряжения осуществлялось на базе трехмерного PIC-кода KARAT [2]. На рис.1 показана геометрия пространства взаимодействия и мгновенное положение макрочастиц. С левой границы в систему инжектировался винтовой электронный пучок с питч-фактором 1.1 и величиной начального разброса по поперечным скоростям около 30%. Магнитное поле задавалось постоянным на протяжении однородного участка резонатора. Далее задавалось постепенное уменьшение величины продольной компоненты магнитного поля, в результате чего электронный пучок осаждался на стенку электродинамической системы. На правой границе системы устанавливался поглощающий слой с переменной проводимостью, коэффициент отражения от которого не превышал 1% по мощности. Электрическая проводимость стенок задавалась равной электрической проводимости меди.

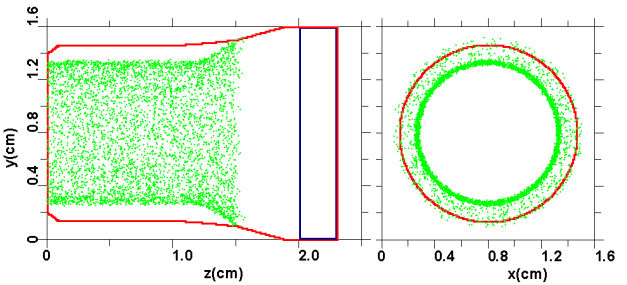


Рис.1. Геометрия пространства взаимодействия и мгновенное положение макрочастиц в продольном и поперечном сечениях системы

На рис.1 представлена экспериментально измеренная осциллограмма зависимости ускоряющего напряжения от времени. Видно, что в представленном импульсе присутствует нарастающий фронт длительностью около 1 мкс. Однако на данный момент трехмерное PIC-моделирование динамики гиротронов на таких временах будет занимать очень много реального времени. Для уменьшения времени расчетов в моделировании использовалась форма импульса ускоряющего напряжения, близкая по форме к экспериментально измеренной, но с суммарной длительностью около 350 нс. Длительность фронта ускоряющего напряжения при этом составила около 150 нс. Такое сокращение дли-

[1] Исследование выполнено в рамках государственного задания ИПФ РАН FFUF-2022-0007.

тельности фронта не должно приводить к существенному изменению динамики системы, поскольку длительность фронта значительно превышает характерные времена установления колебаний $\sim Q/(2\pi f)$, где Q и f – добротность и собственная частота моды.

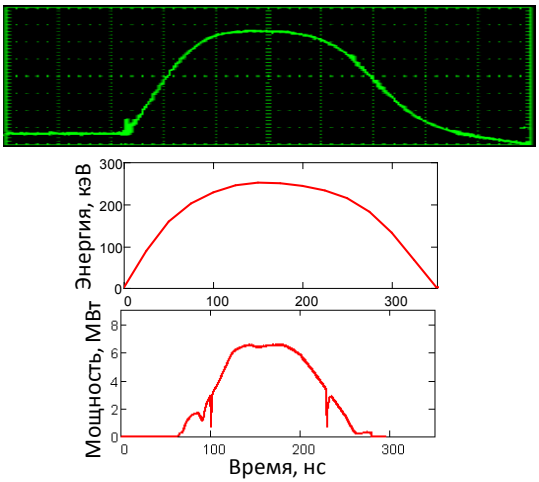


Рис. 2. Экспериментальная осциллограмма ускоряющего напряжения (верхний рисунок, временной масштаб одной клетки равен 500 нс) и зависимость от времени энергии электронов и выходной мощности в оптимальном режиме в трехмерном моделировании методом крупных частиц.

Моделирование показало, что селективное возбуждение колебаний на моде $TE_{33,2}$ происходит в диапазоне магнитных полей от 14.6 Т до 15.1 Т. Максимальная мощность генерации составила около 7 МВт, что очень близко к значению, рассчитанному ранее на основе усредненных уравнений. в оптимальном режиме генерации общая длительность генерации колебаний на рабочей моде в диапазоне 300 ГГц составляет около 100 нс (Рис.2), что соответствует примерно 600 нс времени в реальной системе. Таким образом, с учетом максимальной мощности генерации порядка 7 МВт, полная энергия импульсного терагерцового излучения может превышать 4 Дж.

3. Заключение

Гиротроны на основе релятивистских винтовых электронных потоков представляются перспективными источниками мощного излучения терагерцового диапазона. Прежде всего, следует отметить относительно высокую эффективность электронно-волнового взаимодействия по сравнению с источниками других типов. Подтверждение возможности создания высокоэффективных релятивистских гиротронов были получены в предшествующих экспериментальных исследованиях. В частности, в гиротроне Ка-диапазона было получено излучение с микросекундной длительностью импульса с мощностью около 10 МВт и КПД около 50% [3], а в гиротроне W-диапазона излучение длительностью около 0.5 мкс с мощностью более 5 МВт и КПД около 20% [4].

Список литературы

1. Leontyev A.N., Plankin O.P., Rozental R.M., Semenov E.S.Design of a 300 GHz Relativistic Gyrotron with an output Power of more Than 7 MW // J Infrared Milli Terahz Waves. 2023. Vol. 44. P. 998–1015.
2. 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. Vol. 149. Art.no. 04024.
3. Зайцев Н.И., Завольский Н.А., Запевалов В.Е. и др. Десятимегаваттный импульсный гиротрон с длиной волны 1 см и КПД 50% // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2023. Т. 46. № 10. С. 914-918.
4. Abubakirov E.B., Chirkov A.V., Denisov G.G. et al. W-band 5 MW pulse relativistic gyrotron // IEEE Trans. Electron Dev. 2017. Vol. 64. No. 4. P. 1865-1867.

Технологический гиротронный комплекс с частотой излучения 28 – 95 ГГц и высокой выходной мощностью[1]

[1] Морозкин М.В., [1] Проявин М.Д., [1] Мануилов В.Н., [2] Солуянова Е.А., [2] Тай Е.М., [1] Каменский М.В., [1] Орловский А.А., [1] Глявин М.Ю.

[1] *Институт прикладной физики РАН*
г. Нижний Новгород, 603950, бокс 120, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация
morozkin@ipfran.ru
[2] *ЗАО НПП «Гиком»*
г. Нижний Новгород, 603950, ул. Ульянова, 46, Российская Федерация

Аннотация: *В докладе представлены результаты разработки нового поколения технологических гиротронных технологических комплексов, способных эффективно работать в диапазоне частот 28-95 ГГц за счёт использования высокоэффективной «тёплой» магнитоэкранированной системы. Экспериментально продемонстрировано успешное тестирование на частоте 28 ГГц с мощностью излучения около 25 кВт и общим КПД комплекса около 32% без системы рекуперации остаточной энергии электронов. Эффективность генерации в режиме 0.5 А / 23 кВ достигает 55%. Рассчитан и изготовлен гиротрон с выходной частотой 95 ГГц на моде* TE_{16} (вторая гармоника), использующий ту же магнитную систему. *Для него экспериментально получено требуемое распределение магнитного поля.*

1. Введение

Непрерывные гиротроны с рабочими частотами 24-45 ГГц и выходной мощностью около десяти киловатт (так называемые «технологические гиротроны» [1]) успешно используются в ЭЦР источниках ионов [2], для спекания керамических и композитных материалов [3], а также в ряде других перспективных технологий.

Следует отметить, что современные технологические гиротроны с частотами излучения 24 – 28 ГГц, как правило, работают на второй гармонике гирочастоты, что позволяет использовать обычные «теплые» соленоиды с относительно низкими значениями магнитных полей – около 0.5 Тл. перспективным решением является использование магнитоэкранированных систем (МЭС) для гиротронов. Это позволит перейти к генерации на первой гармонике частот до 45 ГГц, что позволит достичь большей стабильности генерации и более высокого КПД. На второй гармонике использование МЭС позволит достичь частот генерации вплоть до 95 ГГц без использования криомагнитов.

2. Гиротрон с частотой 28 ГГц

Схема разработанной МЭС показана на рис. 1а. Из-за малых полей рассеяния нам пришлось добавить экранированную катодную катушку (1) и набор коллекторных катушек (3), чтобы, во-первых, сохранить адиабатичность магнитного поля и, во-вторых, иметь возможность высадить электронный пучок на коллектор при работе на различных частотах. Распределение магнитного поля в пространстве было смоделировано в программе ELCUT и экспериментально подтверждено прямыми измерениями поля вдоль оси системы.

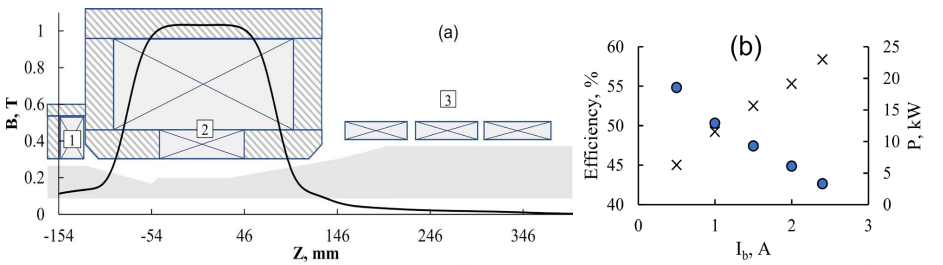


Рис. 1. Магнитная система гиротронного комплекса (а) и результаты экспериментов с 28-ГГц гиротроном (б).

Гиротрон с частотой 28 ГГц был экспериментально протестирован, основные результаты показаны на рис. 2б. Достигнута мощность 23 кВт при ускоряющем напряжении 23 кВ и токе пучка

[1] Работа выполнена при поддержке проектов ИПФ РАН FFUF-2022-0007 и FFUF-2024-0027

2.4 А. Максимальный КПД около 55% был продемонстрирован при токе пучка 0.5А. Энергопотребление соленоида составило 13 кВт.

3. Расчет для частот до 95 ГГц

Разработанный гиротрон был рассчитан для работы на нескольких частотах. Кроме 28 ГГц, это 35, 45 и 95 (2-я гармоника) ГГц, см. табл. 1. Следует отметить, что генерация на этих частотах будет получена в той же самой магнитной системе. Предельной частотой генерации в исследуемом гиротроне является режим с возбуждением моды с частотой 95 ГГц на второй гармонике циклотронного резонанса. Предел в первую очередь связан с максимально приемлемым энергопотреблением МЭС. Требуемой поле 1.75 Тл в центре магнитной системы было измерено экспериментально, при этом ток соленоида составил 194 А, а потребляемая мощность – около 55 кВт.

Таблица 1. Расчетные параметры дополнительных режимов работы гиротрона

Выходная частота	35 ГГц	45 ГГц	95 ГГц
Рабочая мода	$TE_{2,2}$ (n = 1)	$TE_{-1,3}$ (n = 1)	$TE_{-1,6}$ (n = 2)
B, Тл	1.3	1.65	1.75
R_{beam}, мм	3	3.1	2.1
P_{max}, кВт	15.7	15.5	15.3
КПД	28.5%	28.1%	27.7%

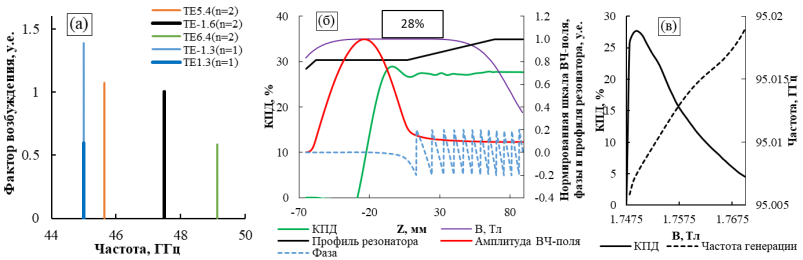


Рис. 2. Результаты расчетов для гиротрона с частотой 95 ГГц

В качестве рабочей была выбрана мода на второй гармонике циклотронного резонанса $TE_{-1.6}$, спектр мод вблизи которой достаточно редок (см. рис. 2а), что увеличивает шансы на устойчивую одномодовую генерацию. Одномодовая модель расчета в программе Angel при токе электронного пучка Ib=2.4 А и Ua=23 kV при магнитном поле 1.7495 Тл дает 15 кВт на частоте 95.005 ГГц (рис. 9).

Важным моментом, препятствующем проведению экспериментов на более высоких частотах с той же лампой является несогласованность толщины вакуумного окна с длиной волны излучения. Это неизбежно приведёт к большому уровню отраженного внутрь резонатора СВЧ-излучения, что нарушит расчетные режимы генерации. При большой мощности излучения возможен выход окна из строя из-за перегрева, вызванного высоким уровнем поглощения. В настоящее время новый гиротрон с окном, оптимизированным для частоты 95 ГГц, изготовлен и будет протестирован летом 2024 г.

4. Заключение

На базе магнитоэкранированной системы (МЭС) разработан технологический гиротрон нового поколения, способный осуществлять эффективную генерацию излучения на частотах 28, 35, 45, 95 ГГц с высокой мощностью. Гиротрон экспериментально протестирован на частоте 28 ГГц, в ближайшее время готовится эксперимент на частоте 95 ГГц.

Список литературы

1. Y. Bykov et al., 24–84-GHz Gyrotron Systems for Technological Microwave Applications, IEEE Transactions on Plasma Science 32, 67 (2004).
2. Yu. v. Bykov, S. v. Egorov, A. G. Eremeev, I. v. Plotnikov, K. I. Rybakov, A. A. Sorokin, and V. v. Kholoptsev, Millimeter-Wave Gyrotron System for Research and Application Development. Part 2. High-Temperature Processes in Polycrystalline Dielectric Materials, Radiophysics and Quantum Electronics 2019 61:11 61, 787 (2019).
3. V. Skalyga, I. Izotov, S. Golubev, S. Razin, A. Sidorov, A. Maslennikova, A. Volovecky, T. Kalvas, H. Koivisto, and O. Tarvainen, Neutron Generator for BNCT Based on High Current ECR Ion Source with Gyrotron Plasma Heating, Applied Radiation and Isotopes 106, 29 (2015).

Приемопередатчик считывателя систем цифровой маркировки и радиочастотной идентификации УВЧ-диапазона[1]

[1,2] Сотсков Д.И., [1,2] Котов В.Н., [1,2] Усачёв Н.А., [1,2] Зубаков А.В., [1,2] Ермаков А.В.
[1] *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
disot@spels.ru
[2] *АО «ЭНПО СПЭЛС»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация

Аннотация: *Представлены результаты проектирования сложно-функционального блока (СФБ) приемопередатчика УВЧ диапазона, предназначенного для изготовления по отечественной КМОП технологии 180 нм.*

1. Введение

Беспроводная (радиочастотная) маркировка и идентификация УВЧ-диапазона (далее РЧИ) широко применяется для задач автоматизации учета, управления складскими запасами, отслеживания технологических процессов в режиме реального времени, многих других, в т.ч. в составе систем, функционирующих при воздействии ионизирующего излучения. РЧИ-системы состоят из считывателя и радиочастотных меток [1]. Считыватель является наиболее дорогостоящим и сложным компонентом РЧИ-системы, ядром которого является приемопередающая СБИС. Подобные СБИС выпускаются рядом зарубежных компаний с использованием КМОП, SiGe БиКМОП технологических процессов и содержат УВЧ-радиотракт, микропроцессор, память, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, схему цифровой обработки сигналов и управления. Между тем, отечественные аналоги отсутствуют, что делает актуальной задачу по их разработке.

2. Основные результаты

Представлены результаты проектирования сложно-функционального блока (СФБ) приемопередатчика УВЧ диапазона, предназначенного для систем цифровой маркировки и идентификации. СФБ приемопередатчика состоит из малошумящего усилителя, квадратурного демодулятора, видеоусилителя с встроенным фильтром нижних частот в приемном канале, квадратурного модулятора, усилителя мощности и фильтра нижних частот в передающем канале, синтезатора частоты на основе схемы фазовой автоподстройки частоты. СФБ приемопередатчика обеспечивает чувствительность не более -75 дБм при значении верхней границы линейности амплитудной характеристики по входу в режиме передачи не менее 10 дБм, выходная мощность передатчика в линейном режиме составляет не менее 10 дБм. СФБ приемопередатчика предназначен для изготовления по отечественной КМОП технологии 180 нм.

3. Заключение

Актуальным является создание на основе рассматриваемой приемопередающей СБИС отечественных считывателей стандарта ISO 18000-6C, предназначенных для применения, в том числе в составе систем, функционирующих при воздействии ионизирующего излучения.

Список литературы

1. Usachev N.A., Elesin V.V., Nikiforov A.Y. and Telets V.A. Behavioral approach to design universal UHF RFID reader transceiver ICs. 29th International Conference on Microelectronics Proceedings – MIEL 2014, Belgrade, Serbia. 2014, p. 405–408. DOI: http://dx.doi.org/10.1109/MIEL.2014.6842176.
2. Сотсков, Денис И. и др. Специализированная СВЧ библиотека для разработки приемопередающей доверенной ЭКБ. Безопасность информационных технологий, [S.l.], т. 30, № 3, с. 104–115, 2023. ISSN 2074-7136. DOI: http://dx.doi.org/10.26583/bit.2023.3.07. – EDN FFKHYD.

[1] Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (код (шифр) научной темы «FSWU-2022-0019», рег. № НИОКТР 122121600004-3

Влияние высших мод резонансных колебаний электромагнитного поля внутри корпуса РЭА на эффективность экранирования

Бутин В.И., Кундышев П.Я., Руденко Ю.А., Сысоева Т.Г.
ФГУП «ВНИИА им. Н.Л. Духова»
г. Москва, 127030, ул. Сущевская, 22, Российская Федерация
butinvi@yandex.ru, enniofilm@mail.ru, vniia@vniia.ru

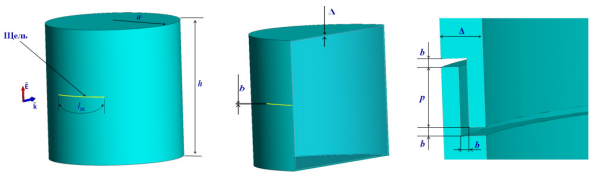
Аннотация: *Сравнительная оценка степени проникновения энергии внутрь металлического корпуса РЭА с типовой Г-образной щелью проведена с использованием методов трехмерного моделирования и численного интегрирования по методу трапеций. Установлено, что рассматривать только основные моды в предположении о внесении ими наибольшего вклада в образующуюся энергию, недостаточно. Таким образом, необходимо детально исследовать каждую моду более высокого порядка в отдельности для определения степени энерговыделения во внутреннем пространстве оболочки.*

1. Введение

Потенциальной уязвимостью экранированной РЭА при внешнем воздействии ЭМП УКВ-диапазона является создание облучения оболочки на резонансных частотах [1]. Уровни напряженности ЭМП, прошедших внутрь корпуса при этом условии могут быть сопоставимы с внешним воздействием, т.е. эффект ослабления поля отсутствует. Поскольку корпус РЭА превращается в электромагнитный резонатор, может присутствовать бесконечное количество мод, на которых происходит возбуждение сторонних волн в его внутренней полости [2]. Однако, представляет интерес выявить, влияет ли переход от облучения корпуса ЭМП на основной моде к облучению на более высших модах. Практически в любой экранирующей конструкции присутствуют неоднородности типа щелей в стыках сопрягающихся частей корпуса, пропускающие внешнее ЭМП. Указанные щели согласно электродинамической теории способны создавать волны как ТМ, так и ТЕ видов, различающихся структурой стоячих волн. В этой связи представляет интерес рассмотреть влияние волн обоих видов с ростом индексов мод на ЭМП, образующиеся внутри конструкции. Отсюда, в данной работе проводится исследование влияния высших мод колебаний на степень проникновения через оболочку аккумулированной энергии ЭМП с указанным типом щели.

2. Исследование проникновения ЭМП на высших резонансных модах внутрь корпуса

Исследуемый объект моделирует металлический корпус РЭА, имеющий форму пустотелого тонкостенного цилиндра, причем торцы его также закрыты металлическим слоем. Внешний вид и габаритные размеры представлены на рисунке 1.



а) б) в)

Рис. 1. Объект исследований: а) внешний вид корпуса (a = 0,255 м, h = 0,51 м) и направление векторов воздействующего ЭМП; б) его продольное сечение (толщина стенок Δ = 5 мм, ширина щели b = 1 мм); в) Г-образная щель (p = 8 мм)

В корпусе расположена узкая щель длиной $l_{ш}$, которая составляет 10 мм (электрически малая), 653 мм (полуволновая) и 1,5 м (электрически большая щель). Рассматривается Г-образный тип щели (рис. 1в), моделирующий наиболее типовой способ стыка сопрягающихся частей корпуса друг с другом. С внешней стороны корпус облучается плоской волной в частотном диапазоне, захватывающем резонансные частоты корпуса от основных мод TM_{010} и TE_{111} до нескольких более высокого порядка (в зависимости от возрастающего индекса мод). Данные исследования базируются на использовании программного обеспечения 3D-моделирования электромагнитных процессов FEKO [3], которое хорошо зарекомендовало себя в решении задач определения степени проникновения ЭМП ВЧ-диапазона через экранирующие корпуса [4]. Проводился расчет ЭЭ по энергетическому признаку ($\boldsymbol{SE}_W$), используя исходные данные FEKO по напряженностям ЭМП, в виде:

$$SE_W = 10\lg\left(W_i / W_Э\right), \quad (1)$$

где $W_i = 0,5\varepsilon\varepsilon_0\int_V E_i^2 dV + 0,5\mu\mu_0\int_V H_i^2 dV$, а $W_Э = 0,5\varepsilon\varepsilon_0\int_V E_Э^2 dV + 0,5\mu\mu_0\int_V H_Э^2 dV$ – энергии ЭМП, рассчитываемые в области пространства, ограниченной внутренней полостью оболочки, при отсутствии экрана (при действии внешних напряженностей электрического E_i и магнитного H_i поля) и при его наличии (при действии прошедших внутрь экрана напряженностей электрического $E_Э$ и магнитного $H_Э$ поля) соответственно. Интегралы по объему корпуса V от напряженностей поля определялись по расчетным соотношениям [4, 5] на основании численного интегрирования по методу трапеций.

На рисунке 2 представлено распределение ЭЭ в зависимости от мод TM_{mnp} и TE_{mnp} колебаний отдельно для разных возрастающих индексов m, n и p. Анализ представленных данных указывает, что с ростом мод воздействующих колебаний нельзя однозначно утверждать о характере изменения ЭЭ конструкции (снижение/рост). Выборка из первых 5 мод, которые соответствуют увеличению частоты воздействующего излучения, показывает, что рассматривать первые основные моды [2] TM_{010} и TE_{111} как вносящие самый значимый вклад в образующуюся энергию, недостаточно. Таким образом, необходимо детально исследовать каждую моду в отдельности для определения степени энерговыделения во внутреннем пространстве оболочки.

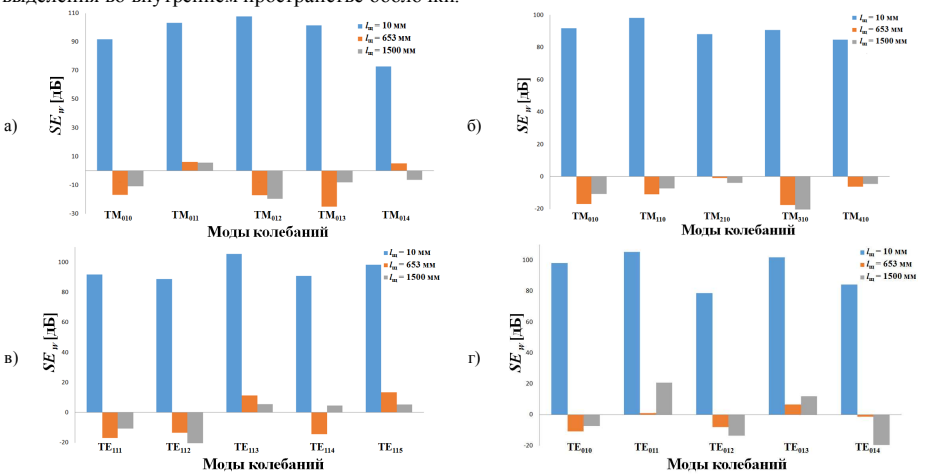


Рис. 2. Распределение ЭЭ в зависимости от возрастающих индексов мод: а) TM_{01p}, p = 0,1…4; б) TM_{m10}, m = 0,1…4; в) TE_{11p}, p = 1,2…5; г) TE_{01p}, p = 0,1…4

3. Заключение

С использованием методов трехмерного моделирования и численного интегрирования проведена сравнительная оценка степени проникновения энергии внутрь металлического корпуса РЭА с типовой Г-образной щелью. Установлено, что с ростом мод воздействующих колебаний нельзя однозначно утверждать, что ЭЭ конструкции будет либо снижаться, либо расти. Выборка из первых мод, которые соответствуют увеличению частоты воздействующего излучения показывает, что рассматривать только основные моды, недостаточно. Таким образом, необходимо исследовать каждую моду для определения степени энерговыделения во внутреннем пространстве оболочки.

Список литературы

1. Кечиев Л.Н. Экранирование радиоэлектронной аппаратуры. Инженерное пособие. М.: Грифон, 2019. 720 с.
2. Бармаков Ю.Н. и др. Резонансные явления при взаимодействии высокочастотных электромагнитных полей с аппаратурой в электропроводящих корпусах // Технологии электромагнитной совместимости. 2020. №1(72). С. 39-48.
3. Altair website. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.altair.com/feko (дата обращения: 10.05.2024).
4. Бутин В.И., Кундышев П.Я., Руденко Ю.А. Способ вычисления суммарной энергии поля СВЧ, образующейся в экранирующем корпусе, используя численные методы моделирования// Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т.2. №2. С. 180-191.
5. Бутин В.И., Кундышев П.Я., Руденко Ю.А. Сравнительная оценка экранирующей способности металлического корпуса радиоэлектронной аппаратуры с узкой щелью Г-образного типа различной длины в резонансном режиме // Сборник научных трудов «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2021. Вып. 3. С. 323-324.

Аппаратно-программный комплекс для исследования шумовых и нагрузочных характеристик СВЧ транзисторов[1]

[1,2] Амбуркин К.М., [1,2] Усачёв Н.А., [1] Барбашов В.М.

[1] *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
KMAmburkin@mephi.ru
[2] *АО «ЭНПО СПЭЛС»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация

Аннотация: *В работе представлен аппаратно-программный комплекс для проведения исследований шумовых и нагрузочных характеристик СВЧ транзисторов в диапазоне импедансов.*

1. Введение

Наилучшие характеристики современных усилительных изделий твердотельной СВЧ электроники (ТСВЧЭ) недостижимы без обеспечения оптимального согласования по входу и/или выходу изделия. Так, СВЧ малошумящие усилители, с целью обеспечения минимального значения коэффициента шума, требуют оптимального согласования по входному импедансу. В случае же усилителей мощности требуется оптимальное согласование по выходу с целью обеспечения наилучшей выходной мощности, коэффициента усиления и/или коэффициента полезного действия по мощности. Важную задачу представляет исследование зависимых от импеданса параметров (шумовых и нагрузочных характеристик) при радиационном воздействии [1, 2].

Таким образом, интерес представляет проведение исследований (в том числе при воздействии ионизирующего излучения) характеристик изделий ТСВЧЭ (транзисторов, усилителей и т.п.) в диапазоне импедансов по входу и/или выходу. Необходимо разработать комплекс, позволяющий проводить исследования шумовых характеристик в диапазоне импедансов по входу изделия (Source Pull), а также нагрузочных характеристик в диапазоне импедансов по выходу изделия (Load Pull).

2. Описание разработанного комплекса

В соответствии с вышеописанной задачей разработан комплекс, структурные схемы которого приведены на рисунке 1. Изменение импеданса по входу и/или выходу объекта исследований (DUT) обеспечивается с помощью входящих в состав комплекса трансформаторов импеданса (ТИ). Используемые ТИ обеспечивают согласование импеданса в диапазоне частот 0,8–18 ГГц с эквивалентным значением коэффициента стоячей волны по напряжению в диапазоне до 30:1 (относительно тракта с волновым сопротивлением 50 Ом).

Исследования шумовых характеристик, а также исследования нагрузочных характеристик в малосигнальном режиме производятся с использованием векторного анализатора цепей из состава разработанного комплекса (рисунок 1,а). Исследования нагрузочных характеристик в режиме большого сигнала проводятся с использованием СВЧ генератора и анализатора спектра из состава разработанного комплекса (рисунок 1,б). С целью обеспечения требуемого уровня мощности на входе объекта исследований (DUT) совместно с СВЧ генератором при необходимости может применяться предварительный усилитель. Контроль мощности выходного сигнала может осуществляться как в узкой полосе частот с использованием анализатора спектра, так и в широкой полосе частот при использовании измерителя мощности.

Апробация разработанного комплекса проведена в ходе экспериментальных исследований шумовых параметров усилителя, построенного на основе SiGe гетероструктурных биполярных npn-транзисторов, а также при исследовании нагрузочных характеристик GaN транзисторов в коаксиальном и зондовом трактах.

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (код (шифр) научной темы «FSWU-2022-0019», рег. № НИОКТР 122121600004-3)

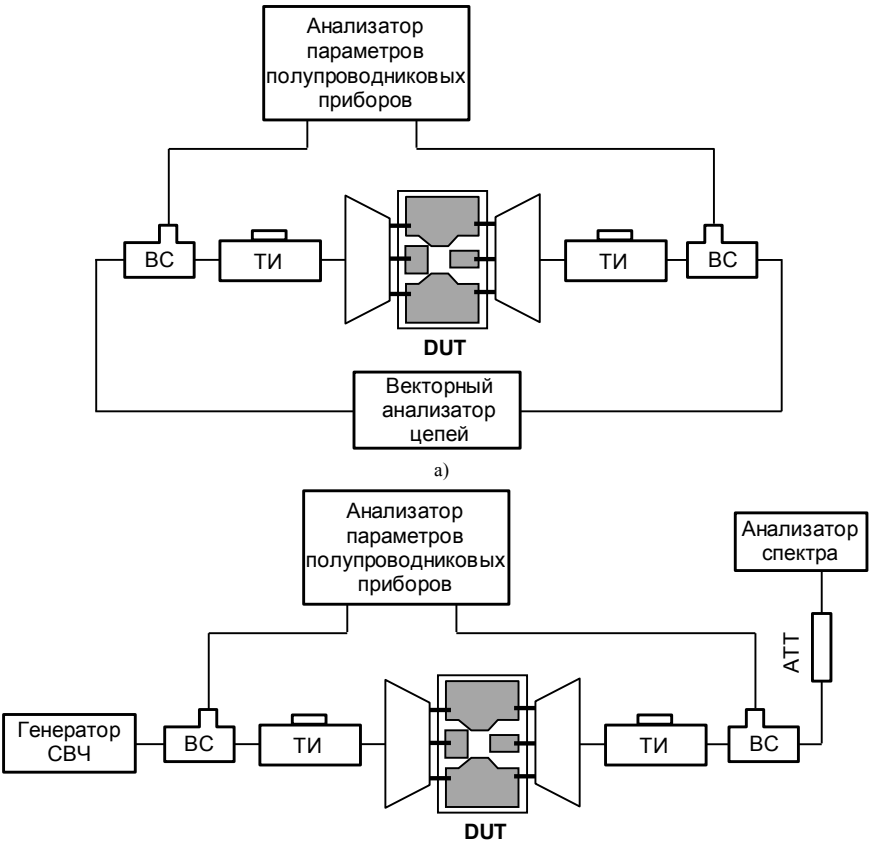


Рисунок 1 – Структурные схемы комплекса для проведения исследований в диапазоне импедансов в малосигнальном режиме с использованием анализатора цепей (а) и в режиме большого сигнала с использованием СВЧ генератора и анализатора спектра (б). ВС – втулка смещения, ТИ – трансформатор импеданса, DUT – объект исследований.

3. Заключение

Разработанный комплекс может быть использован при исследованиях шумовых и нагрузочных характеристик СВЧ транзисторов и усилителей как в коаксиальном тракте (объект исследований выполнен в виде корпусированного изделия или кристалла, смонтированного на печатной плате), так и зондовыми методами.

Список литературы

1. K. M. Amburkin et al. The Microwave Test and Measurement System for On-wafer Investigation under Irradiation / MWENT - 2022. pp. 1-3. doi: 10.1109/MWENT55238.2022.9802448.
2. Derewonko et al. / Evaluation of GaAs low noise and power MMIC technologies to neutron, ionizing dose and dose rate effects // IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 43, no. 3, 1996, pp. 837-844.

Граничная частота как критерий выбора методов расчета электромагнитных полей в полупроводниковых структурах при использовании метода Монте-Карло

К.С. Жевнеров[1], И.С. Коровченко[1], К.А. Прохоров[1], Г.К. Усков[1]
[1]Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация: *В работе рассматривается метод Монте-Карло для моделирования полупроводниковых приборов. Проведен анализ критериев переключения между решением уравнения Пуассона для расчета полей низкой частоты и решением уравнений Максвелла во временной области для полей высокой частоты на основе расчета граничной частоты. Установлены факторы, которые необходимо учитывать при ее расчете.*

1. Введение

Метод Монте-Карло (ММК) представляет собой один из наиболее точных стохастических методов моделирования полупроводниковых приборов, который позволяет описать движение носителей заряда с учетом процессов рассеяния [1—3]. В настоящее время при расчетах можно учитывать сложную зонную структуру полупроводника [4], вводить квантовые поправки при моделировании гетероструктур и наноструктур [5].

Для описания поля в полупроводниковой структуре, которое возникает в результате движения носителей заряда и действия поля со стороны контактов прибора, используются квазистационарное приближение и уравнения Пуассона (УП), для поля низкой частоты. Для полей высокой частоты необходимо решение полной системы уравнений Максвелла. Для этого используется метод конечных разностей во временной области (МКРВО) [6—8]. В [7] приводится граничная частота $\omega_0 = 100$ ГГц для разделения полей низкой и высокой частот.

Если необходимо создать модель полупроводникового прибора, которая хорошо описывала бы перенос заряда при действии полей низкой и высокой частот, необходимо найти критерии и механизмы переключения между описанными методами, что и являлось целью работы.

2. Критерии

На низких частотах ω электрическая проводимость σ легированного кремния слабо зависит от частоты и хорошо описывается моделью Друде [9, 10], которая выводится из уравнения Больцмана для носителей заряда при некоторых приближениях. Модель Друде связывает комплексную проводимость $\sigma(\omega) = \sigma(0)/(1 - i\omega\tau)$ с постоянной проводимостью полупроводника $\sigma(0) = 2ne\tau/m$, где n — концентрация носителей, τ — время релаксации, за которое система успевает прийти в состояние равновесия, и m — эффективная масса носителя. На высоких частотах, когда время релаксации становится сравнимой с периодом колебаний $\omega\tau \approx 1$, а σ становится комплексной и сильно зависит от частоты, модель Друде уже нельзя применять [11]. По аналогии с моделью Друде можно определить критерий и для ММК, который является численным решением уравнения Больцмана. Для случая воздействия на полупроводниковую структуру постоянного электрического поля или поля низкой частоты ω для его описания достаточно использовать только УП — это квазистационарное приближение, которое можно выразить формулой $\omega\tau_{scat} \ll 1$, где τ_{scat} — среднее время между рассеяниями, которое для полупроводников составляет 10^{-15} – 10^{-13} с. Следовательно граничная частота может лежать в интервале $\omega_0 \in [10^{13}; 10^{15}]$ с$^{-1}$. Критерием переключения между УП и МКРВО будет условие, когда квазистационарное приближение становится неточным, описанное в [12]:

$$\omega\tau_{scat} \approx 1 \qquad (1)$$

Оценка уравнений Максвелла для $rot\ \boldsymbol{E}$ и $rot\ \boldsymbol{H}$ в отсутствии тока смещения $c_n\tau \gg d$ для квазистационарного приближения приводит к критерию для полей высокой частоты [10]:

$$c_n\tau \approx d, \qquad (2)$$

где c_n — скорость света в материале с учетом показателя преломления, τ — период колебаний электрического поля, d — характерный размер области моделирования. Если период колебаний поля намного больше времени, за которое электромагнитная волна проходит область моделирования $\tau_{em} = d/c_n$, то систему можно рассматривать как квазистационарную. Для полупроводников (обычно $n \approx 3.5$) при характерных размерах области моделирования от 100 нм до 100 мкм величина τ_{em}

составляет от 10^{-15} до 10^{-12} с. При меньших периодах колебаний поля, то есть при больших частотах, чем $\omega_0 \in [10^{12}; 10^{15}]$ с$^{-1}$, решение УП становится неточным.

Критерий, описанный в [13], устанавливает предельное соотношение для ошибок, которые могут быть получены в результате расчетов поля в условиях квазистационарности:

$$\frac{E_{error}}{E} \leq \left(\frac{\tau_{em}}{\tau}\right)^2 \left(1 + \frac{\tau}{\tau_e}\right) \approx 1, \quad (3)$$

где $\tau_e = \varepsilon/\sigma$, проводимость $\sigma = nq\mu$. Если условие (3) выполняется, то УП нельзя использовать для расчетов. Для полупроводников τ_e принимает значения от 10^{-15} до 10^{-5} с [14].

3. Заключение

При частотах электромагнитных полей выше некоторой критической частоты ω_0 становится необходимым использование метода МКРВО. Однако в работе показано, что значение критической частоты не получается точно установить, оно будет зависеть от причины отклонения от условий квазистационарности. Величина ω_0 в 100 ГГц из [7] может быть только характерной граничной частотой. В каждом конкретном случае необходимо считать граничную частоту для полупроводниковой структуры, учитывая характеристики материала и верхние частоты воздействующих полей. При этом значения ω_0 могут меняться от 10^{10} до 10^{14} с$^{-1}$.

Список литературы

1. C. Jacoboni and L. Reggiani, “Rev. mod. phys. 55, 645,” *Reviews of Modern Physics*, 1983.
2. R. A. Warriner, “Computer Simulation of Gallium Arsenide Field-Effect Transistors Using Monte-Carlo Methods.,” *IEE Journal on Solid-State and Electron Devices*, vol. 1, no. 4, pp. 105–110, 1977.
3. R. W. Hockney, R. A. Warriner, and M. Reiser, “Two-dimensional particle models in semiconductor-device analysis,” *Electronics Letters*, vol. 10, no. 23, pp. 484–486, 1974.
4. M. V. Fischetti and S. E. Laux, “Monte carlo analysis of electron transport in small semiconductor devices including band-structure and space-charge effects,” *Physical Review B*, vol. 38, no. 14, pp. 9721–9745, 1988.
5. S. Yamakawa, S. Goodnick, S. Aboud, and M. Saraniti, “Quantum corrected full-band cellular Monte Carlo simulation of AlGaN/GaN HEMTs,” *Journal of Computational Electronics*, vol. 3, no. 3-4, pp. 299–303, 2004.
6. K. J. Willis, J. S. Ayubi-Moak, S. C. Hagness, and I. Knezevic, “Global modeling of carrier-field dynamics in semiconductors using EMC-FDTD,” *Journal of Computational Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 153–171, 2009.
7. K. Willis, S. Hagness, and I. Knezevic, “Terahertz conductivity of doped silicon calculated using the ensemble monte carlo/finite-difference time-domain simulation technique,” *Applied Physics Letters*, vol. 96, no. 6, 2010.
8. K. Willis, J. Ayubi-Moak, S. Hagness, and I. Knezevic, “Global modeling of carrierfield dynamics in semiconductors using emc–fdtd,” *Journal of computational electronics*, vol. 8, pp. 153–171, 2009.
9. P. Kirawanich, S. J. Yakura, and N. E. Islam, “Study of high-power wideband terahertzpulse generation using integrated high-speed photoconductive semiconductor switches,” *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 37, no. 1, pp. 219–228, 2008.
10. S. Koch and T. Weiland, “Different types of quasistationary formulations for time domain simulations,” *Radio Science*, vol. 46, no. 05, pp. 1–7, 2011.
11. T. Jeon and D. Grischkowsky, “Phys. rev. lett. 78, 1106,” *Physical Review Letters*, 1997.
12. K. Willis, S. Hagness, and I. Knezevic, “Multiphysics simulation of high-frequency carrier dynamics in conductive materials,” *Journal of Applied Physics*, vol. 110, no. 6, 2011.
13. T. Steinmetz, S. Kurz, and M. Clemens, “Domains of validity of quasistatic and quasistationary field approximations,” *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 30, no. 4, pp. 1237–1247, 2011.
14. H. K. Dirks, “Quasi-stationary fields for microelectronic applications,” *Electrical engineering (Berlin)*, vol. 79, no. 2, pp. 145–155, 1996.

Особенности проектирования КМОП регулятора напряжения с низким энергопотреблением для применения в составе интегральных микросхем РЧИ-меток[1]

[1,2] Котов В.Н., [1,2] Сотсков Д.И., [1,2] Усачёв Н.А.

[1] *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
vnkot@spels.ru
[2] *АО «ЭНПО СПЭЛС»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация

Аннотация: *Представлены особенности проектирования регулятора напряжения с низким падением напряжения и малым энергопотреблением на основе источника опорного напряжения с использованием напряжения ширины запрещенной зоны по КМОП-технологии.*

1. Введение

Регуляторы напряжения с низким падением напряжения широко используются в составе интегральных микросхем в качестве стабильных источников питания для различных функциональных блоков и в качестве источников опорного напряжения для блоков памяти, генераторов и преобразователей сигналов и т.д.

К регуляторам напряжения (РН) из состава интегральных микросхем пассивных РЧИ-меток предъявляется ряд специфических требований, в т.ч. для повышения чувствительности [1]: низкое энергопотребление (менее 1 мкА), высокая стабильность выходного напряжения от входного напряжения (менее 10 мВ/В) и температуры (менее 0,2 мВ/°С), малое падение напряжения
(менее 10 мВ), малая занимаемая площадь на кристалле (менее 0,1 мм^2).

При снижении тока потребления РН ухудшается быстродействие схемы, а также увеличивается занимаемая площадь на кристалле за счет необходимости использования в схеме резисторов большого номинала. По данной причине приходится искать компромисс между занимаемой площадью, временем включения, которое не должно превышать 0,5 мс, и током потребления РН.

Целью данной работы являлась разработка РН с напряжением питания 1,11 – 3,3 В, выходным напряжением 1,1 В, током потребления менее 1 мкА и нагрузочной способностью не менее 30 мкА.

2. Особенности проектирования

Электрическая схема РН приведена на рисунке 1. За основу РН был взят источник опорного напряжения с использованием напряжения ширины запрещенной зоны (ИОН), у которого в качестве термочувствительных элементов применены n-канальные МОП-транзисторы VT8, VT11, работающие в подпороговой области. Преимуществами такой схемы построения перед классической схемой на биполярных npn- или pnp-транзисторах являются меньшая занимаемая площадь на кристалле, более высокая стабильность схемы, т.к. биполярные транзисторы в КМОП технологическом процессе часто охарактеризованы менее качественно, минимальное входное напряжение менее 1 В [2].

Опорное напряжение, формируемое ИОН, преобразуется до необходимого уровня при помощи выходного каскада, состоящего из операционного усилителя А2 и силового p-канального МОП-транзистора VT16 [3]. В качестве делителя напряжения в выходном каскаде использованы транзисторы VT17, VT18, что позволяет значительно снизить занимаемую на кристалле площадь по сравнению с традиционным резистивным делителем.

С целью снижения тока потребления в схеме РН применены n-канальные транзисторы с низким током утечки, а для расширения диапазона входных напряжений использованы p-канальные транзисторы с толстым подзатворным диэлектриком.

[1] Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (код (шифр) научной темы «FSWU-2022-0019», рег. № НИОКТР 122121600004-3

Рисунок топологии РН приведен на рисунке 2. Площадь, занимаемая РН на кристалле, составляет 200 × 220 мкм^2.

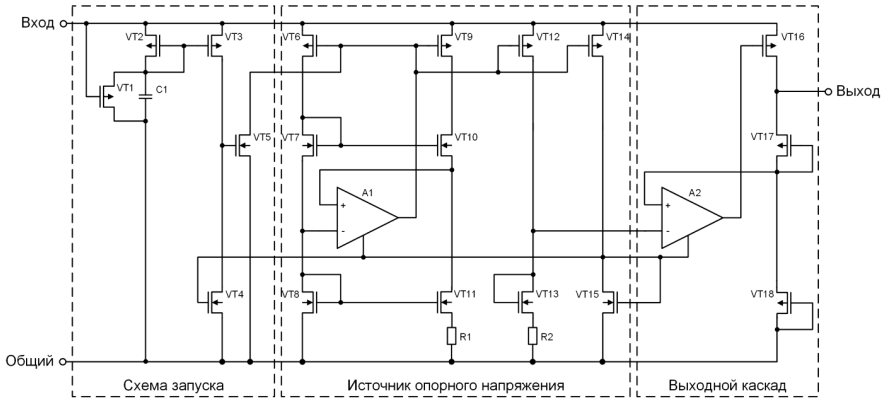


Рисунок 1 – Электрическая схема регулятора напряжения

В таблице 1 представлены полученные в результате моделирования значения основных параметров разработанного РН.

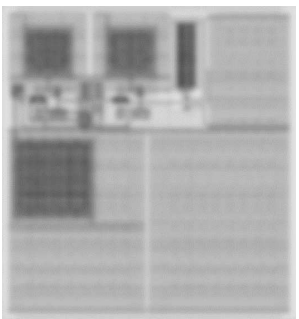


Рисунок 2 – Топология регулятора напряжения

Таблица 1 – Значения основных параметров регулятора напряжения

Наименование параметра, единица измерения	Электрический режим	Значение параметра	
		не менее	не более
Номинальное выходное напряжение, В	U_{BX} = 1,11 – 3,3 В; I_L = 30 мкА	1,1	
Нестабильность выходного напряжения от температуры, мВ/°С		–	0,07
Нестабильность выходного напряжения от входного напряжения, мВ/В		–	5
Ток потребления, нА		–	600
Время включения, мкс		–	300
Максимальный ток нагрузки, мкА	U_{BX} = 1,11 – 3,3 В	30	–

3. Заключение

Предложенный регулятор напряжения может быть использован в составе интегральных микросхем РЧИ-меток, так как обладает высокими показателями стабильности выходного напряжения и малым энергопотреблением.

Список литературы

1. S. Li et al., "A −20 dBm Passive UHF RFID Tag IC With MTP NVM in 0.13-µm Standard CMOS Process," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 67, no. 12, pp. 4566-4579, Dec. 2020, doi: 10.1109/TCSI.2020.3007952.
2. M. Golhani, R. Khatri and P. P. Bansod, "A Low Voltage Low Power Wide Supply CMOS Current Mode Bandgap Voltage Reference," 2021 IEEE Bombay Section Signature Conference (IBSSC), Gwalior, India, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/IBSSC53889.2021.9673414.
3. Q. Li, Y. Xu, Q. Li and X. Zhang, "Design of a LDO Circuit Based on RFID Technology," 2021 IEEE 3rd International Conference on Circuits and Systems (ICCS), Chengdu, China, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICCS52645.2021.9697199.

Методика проектирования СВЧ переключателя сигналов для технологического процесса GaAs pHEMT 0,25 мкм[1]

[1,2] Усачёв Н.А., [1,2]Сотсков Д.И., [1]В.А. Клоков, [1,2]А.В. Ермаков

[1] *Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация
nausach@spels.ru
[2] *АО «ЭНПО СПЭЛС»*
г. Москва,115409, Каширское шоссе, 31, Российская Федерация

Аннотация: *В работе представлены результаты проектирования IP-блока СВЧ переключателя сигналов с одним входом и двумя выходами с диапазоном рабочих частот от 0,1 до 40 ГГц, предназначенного для изготовления по отечественному технологическому процессу GaAs pHEMT 0,25 мкм.*

1. Введение

СВЧ переключатели сигналов (ПС) широко применяются в приемопередающих модулях как в виде IP-блоков, так и самостоятельных изделий в составе радиоэлектронной, в т.ч. контрольно-измерительной аппаратуры, а также находят широкое применение в составе многоразрядных аттенюаторов и фазовращателей. Одной из ключевых задач разработки ПС является нахождение геометрических параметров транзисторов (длина и ширина канала, количество секций), при котором обеспечивается оптимальное соотношение между вносимыми потерями ($\alpha_{откр}$), изоляцией между каналами, а также входом и выходом ($\alpha_{закр}$), верхней границей линейности амплитудной характеристики ($P_{лин}$), временем переключения ($t_{пер}$).

Для изделий специального и доверенного назначения также предъявляются требования стойкости к воздействию ионизирующего излучения. Таким образом, актуальной задачей является разработка инженерных методик их проектирования.

Целью работы являлось разработка и апробация методики проектирования ПС, предназначенного для изготовления по отечественному GaAs pHEMT технологическому процессу с проектной нормой 0,25 мкм.

2. Методика проектирования и результаты ее апробации

Методика проектирования основана на [1, 2] и состоит из четырех основных этапов. На первом этапе проводится предварительная оценка ширины проходного транзистора $W_{прох}$, определяемой по минимуму $\alpha_{откр}$ на зависимости $\alpha_{откр}$ ($W_{прох}$) для фиксированной частоты (как правило, выбирается наибольшая частота диапазона, на которой обеспечивается наименьший запас по параметру).

На втором этапе определяется величина ширины канала шунтирующего транзистора $W_{шунт}$. Параметром оптимизации является отношение $k=W_{прох}/W_{шунт}$. Выбор $W_{прох}$ и k проводится с помощью расчетных зависимостей $\alpha_{откр}$, коэффициента отражения (RL) и $\alpha_{закр}$ от $W_{прох}$.

На третьем этапе определяют величину напряжения управления, при котором обеспечивается требуемое значение $P_{лин}$ с учетом электрофизических параметров технологического процесса. На четвертом этапе проводится оптимизация параметров микрополосковых линий во входной и выходных плечах ПС.

С целью апробации методики была разработаны электрическая схема и топология ПС с диапазоном рабочих частот 0,1-40 ГГц, вносимыми потерями не более 3 дБ, изоляцией не менее 20 дБ и значением верхней границы линейности амплитудной характеристики не менее 20 дБм. ПС предназначен для изготовления по отечественному технологическому процессу GaAs pHEMT 0,25 мкм. Упрощенная электрическая схема ПС показана на рисунке 1. ПС состоит из двух проходных (VT3, VT4) и четырех шунтирующих (VT1, VT2 и VT5, VT6) транзисторов. Двуполярное питание (CTRLP / CTRLN, 0 / - 5 В) поступает на затворы всех транзисторов через резисторы R1…R6. Шунтирующие транзисторы состоят из двух частей (распределенная топология) с целью улучшения изоляции при сохранении требуемой полосы частот.

[1] Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России в рамках соглашения о предоставлении субсидии № 075-02-2024-1525

С целью улучшения КСВН на входе и в плечах между шунтирующими транзисторами применяются микрополосковые линии (ML1…ML3) с длиной волны λ/4 на центральной частоте диапазона.

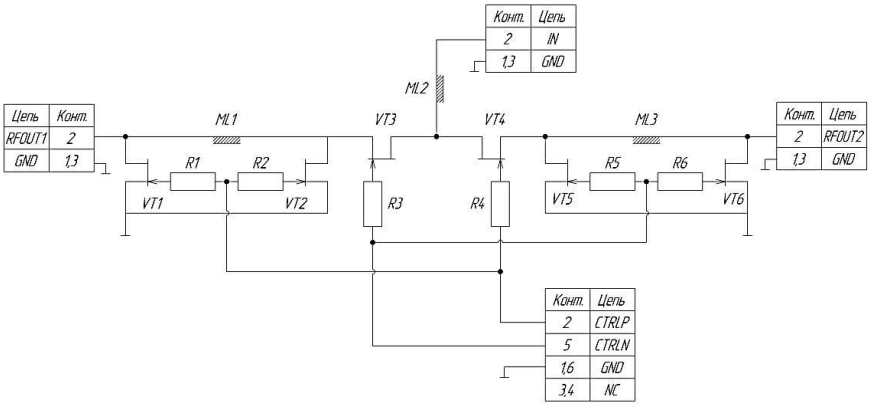
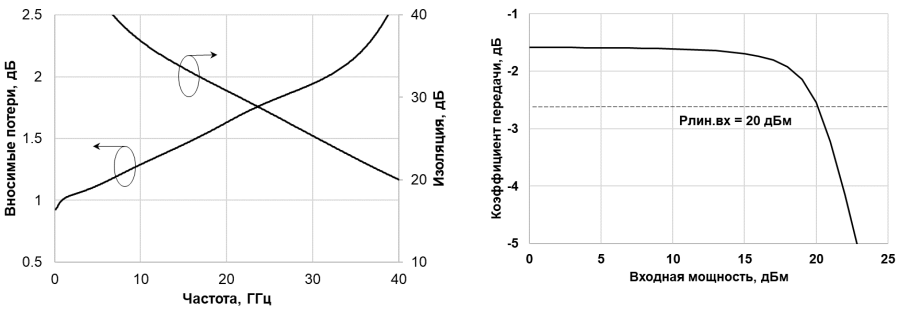


Рисунок 1 – Электрическая схема рассматриваемого переключателя сигналов

Частотная зависимость вносимых потерь и изоляции показана на рисунке 2,а, зависимость коэффициента передачи от входной мощности – на рисунке 2,б. Моделирование проводилось с учетом влияния топологии ПС.



а) б)

Рисунок 2 – Расчетные зависимости вносимых потерь и изоляции от частоты входного сигнала (а), коэффициента передачи в открытом состоянии от мощности входного сигнала на частоте 20 ГГц (б)

3. Заключение

Разработана и прошла апробацию методика проектирования ПС, предназначенного для изготовления по GaAs pHEMT технологическому процессу с нормой 0,25 мкм. Выполнено проектирование электрической схемы и топологии ПС с диапазоном рабочих частот 0,1-40 ГГц, вносимыми потерями не более 3 дБ, изоляцией не менее 20 дБ и значением верхней границы линейности амплитудной характеристики не менее 20 дБм. Дальнейшим направлением работы является изготовление образцов ПС и проведение экспериментальных исследований.

Список литературы

1. M. J. Schindler and A. M. Morris. DC-40 GHz and 20-40 GHz MMIC SPDT Switches / Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits, 1987, pp. 85-88.
2. Усачев, Н. А. Элементы и функциональные блоки кремний-германиевых БиКМОП сверхвысокочастотных приемопередающих интегральных микросхем: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук, 2015. – 174 с.
3. Q. Xiao, G. Samiotes, T. Galluccio and B. Rizzi, A high performance DC-20 GHz SPDT switch in a low cost plastic QFN package / 2009 European Microwave Conference (EuMC), Rome, Italy, 2009, pp. 1673-1676.

Измеритель нелинейных характеристик цепей основной полосы частот до 100 МГц [1]

[1,2] Назаров М. А., [1,2] Семенов Э. В.

[1] *Институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН*
г. Томск, пр. Академический 2/3, 634055, Российская Федерация
[2] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,*
г. Томск, пр. Ленина, 40, 634050, Российская Федерация
tnaz90@mail.ru

Аннотация: *Разработана высокочастотная автоматизированная установка для измерения нелинейных характеристик электронных устройств основной полосы частот на основе предложенного ранее метода. Установка позволяет измерять нелинейные характеристики устройств с длительностью переходных характеристик субнаносекундного диапазона. Измеряется как статическая так и динамическая нелинейность электронных устройств. На примере малошумящего усилителя с длительностью переходной характеристики порядка несколько наносекунд показано, что кулон-вольтовая характеристика, учитывающая динамическую нелинейность устройства, измеряется на высокочастотной установке с меньшей погрешностью нежели на разработанной ранее низкочастотной установке.*

1. Введение

Видеоимпульсные сигналы применяются в различных областях радиотехники: системах измерений, связи и т.д. Определение характеристик устройств, работающих при видеоимпульсных воздействиях, является важной задачей при их проектировании.

Ранее нами был предложен способ косвенного измерения нелинейных характеристик видеоимпульсных электронных устройств основной полосы частот [1], позволяющий учитывать как их статическую, так и динамическую нелинейность. Данный способ позволяет получить параметры поведенческой модели устройства основной полосы частот, которая может быть использована разработчиками радиотехнических устройств. В рамках данного способа нами была разработана относительно низкочастотная автоматизированная установка [2] для измерения нелинейных характеристик электронных устройств, имеющих длительность переходных характеристик от нескольких десятков – сотен наносекунд. Современных радиотехнических системах используются более высокочастотные видеоимпульсные устройства с меньшей длительностью переходных характеристик. В данном докладе рассмотрена разработанная нами автоматизированная установка для измерения электронных устройств с переходными характеристиками от нескольких наносекунд.

2. Автоматизированная установка для измерения нелинейных характеристик электронных устройств

Для измерения нелинейных характеристик устройств, имеющих переходные характеристики от нескольких наносекунд требуется генератор ступенчатого сигнала и осциллограф. Генератор и осциллограф должны иметь запас по полосе согласно [3] для уменьшения влияние их собственной динамической погрешности на результат измерения переходных характеристик устройства.

Соответственно генератор должен иметь минимальную длительность времени нарастания выходного напряжения. Такой генератор должен быть перестраиваемый во всем амплитудном диапазоне измеряемого приемника. Несмотря на то что имеются генераторы с короткой длительностью фронта порядка несколько десятков пикосекунд [4], они не обладают способностью перестраиваться во всем амплитудном диапазоне измеряемого устройства. Исходя из требований к минимальной длительности фронта генератора ступенчатых сигналов и широкого диапазона перестройки, был выбран генератор сигналов произвольной формы АКИП-3428/3 с длительностью фронта тестового сигнала от 0,4 нс.

Как было показано в [2], для уменьшения влияния собственной динамической нелинейности приемника (осциллографа) необходимо выбирать его полосу в несколько раз превосходящей полосу измеряемой переходной характеристики электронного устройства. Исходя из этих требований, был выбран стробоскопический осциллограф PicoTechnology Picoscope 9301-25 с полосой пропускания 25 ГГц (длительность переходной характеристики не более 14 пс).

В качестве измеряемого электронного устройства был выбран разработанный нами ранее малошумящий усилитель (МШУ), схема которого приведена в [5]. Для данного усилителя длитель-

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2024-0001).

ность переходной характеристики составляет порядка 7 нс. Ранее в [2] были измерены нелинейные характеристики усилителя на автоматизированной установке с полосой приемника около 125 МГц и длительностью фронта генератора порядка 4 нс. Использую данную автоматизированную установку, мы имеем недопустимую для некоторых случаев погрешность измерения кулон-вольтовой характеристики (учитывающей динамическую нелинейность) в следствии того, что полоса сигнала генератора и осциллографа выбрана с малым запасом относительно полосы переходной характеристики МШУ. Таким образом, выбрав осциллограф и генератор с большей полосой сигнала, измерим обе нелинейные характеристики МШУ с меньше систематической погрешностью.

На рис. 1 изображены вольт-амперная характеристика МШУ, измеренная на автоматизированной установке, приведенной в [2] и на высокочастотной установке. Данная характеристика учитывает статическую нелинейность МШУ. Также измерена кулон-вольтовая характеристика на обоих установках, учитывающая динамическую нелинейность МШУ.

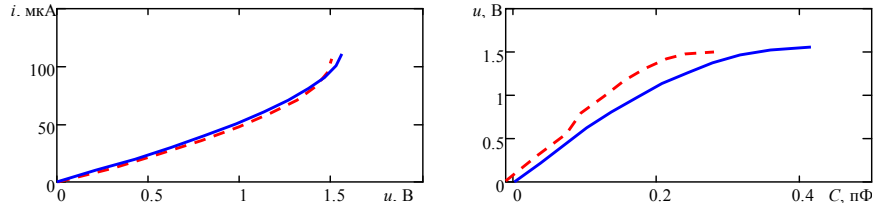


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика МШУ, измеренная (*а*): на низкочастотной установке (сплошная кривая) и на высокочастотной установке (пунктирная кривая), кулон-вольтовая характеристика МШУ, измеренная на низкочстотной установке (сплошная кривая) и на высокочастотной установке (пунктирная кривая).

Результаты, представленные на рис. 1, показывают достаточно высокую схожесть вольт-амперной характеристики, измеренной на двух автоматизированных установках. Расхождение кулон-вольтовых характеристик связано с погрешностью прямых измерений переходных характеристик МШУ, которая зависит от запаса по полосе генератора тестовых сигналов и осциллографа относительно полосы переходной характеристики устройства. Оценим погрешность измерения фронта переходной характеристики МШУ согласно [3]: $\tau = \sqrt{\tau_u{}^2 + \tau_\phi{}^2}$, где $\tau_и$ – длительность фронта на выходе генератора (на входе осциллографа), τ_ϕ – длительность переходной характеристики устройства (переходной характеристики осциллографа), τ – измеренная переходная характеристика устройства . Для МШУ динамическая погрешность измерения длительности фронта переходной характеристики на разработанной высокочастотной установке составляет 0,21 %, а на разработанной ранее низкочастотной установке [2] составляет порядка 11,3 %.

3. Заключение

В докладе рассмотрено влияние запаса по полосе приемника и генератора тестовых сигналов относительно полосы переходных характеристик электронного устройства на примере малошумящего усилителя с полосой не более 50 МГц на точность измерения его нелинейной кулон-вольтовой характеристики. Показано, что если запас по полосе генератора или осциллографа не обеспечивается, то кулон-вольтовая характеристика имеет больший заряд при том же самом напряжении и отклоняется сильнее от действительной кривой.

Список литературы

1. Назаров М. А., Семенов Э. В. Минималистичная система характеристик нелинейных видеоимпульсных устройств и ее измерение // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 4. С. 123–132.
2. Назаров М. А. Измерение нелинейных характеристик цепей на основе нелинейно-инерционной поведенческой модели первого порядка Диссертация на соиск. уч. степени канд. техн. наук. Режим доступа: https://postgraduate.tusur.ru/system/file_copies/files/000/003/745/original/%D0%9D%D0%B0%D0%B7%D0%B0%D1%80%D0%BE%D0%B2_%D0%94%D0%B8%D1%81%D1%81%D0%B5%D1%80%D1%82%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F.pdf (дата обращения: 17.06.2023).
3. ГОСТ Р 8.964-2019. ОСЦИЛЛОГРАФЫ ЦИФРОВЫЕ. Методика поверки.
4. PicoSource® PG900 Series. Режим доступа: https://www.picotech.com/download/datasheets/picosource-pg900-series-pulse-generator-data-sheet.pdf (дата обращения: 20.05.2024)
5. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS, VOL. 68, NO. 6, JUNE 2021. P. 2192–2196.

Разработка согласованной нагрузки миллиметрового диапазона длин волн

Москаленко В. С., Захаров С. В.
Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск
Космический проспект, 24а, г. Омск-27, 644027
aockba@ckba.net

1. Введение

Разработанная согласованная нагрузка ММ-диапазона может применяться при измерениях, настройке, при испытаниях в СВЧ трактах с целью поглощения мощности для 50-Омной линии связи.

2. Основные конструктивные особенности и радиотехнические характеристики

Нагрузка разработана в двух вариантах исполнения. В конструкцию нагрузки входит корпус собственного производства, коаксиально-микрополосковый переход ПКМ2-40-05-0,3М производства НПФ «Микран» г. Томск и плата из кристаллического кварца с напылённым резистором. Относительная диэлектрическая проницаемость кварца при расчётах принята равной 4,5 Ф/м. Отличие одного варианта от другого - в разном распределении резистивного слоя на поверхности подложки с сохранением номинала сопротивления 50 Ом. Максимальные величины КСВН (коэффициент стоячей волны по напряжению) для опытных образцов нагрузки ММ-диапазона составили диапазон значений от 1.36 до 1.45.

Главное преимущество разработанной нагрузки ММ-диапазона – радиотехнические характеристики (РТХ), КСВН порядка (1.40±0.02), то есть обеспечение поглощения СВЧ мощности в широкой полосе частот до 50 ГГц, отсутствие импортных комплектующих, а, следовательно, производство нагрузок не зависит от иностранных поставок. Технология изготовления соответствует стандартам качества для техники специального назначения.

Приём напыления резистивного слоя на кристаллическом кварце можно назвать нестандартным решением в сфере применения данного материала. Однако кварц оптимально подходит для согласования в ММ-диапазоне за счёт сравнительно низкой диэлектрической проницаемости.

В сравнительном анализе рассматривались нагрузки производства НПФ «Микран» г. Томск и производства АО «ЦКБА» г. Омск, с применением резисторов компании «Panasonic» (Япония). Разработанная нагрузка ММ-диапазона показала отличительные результаты при измерении КСВН до 43.5 ГГц.

3. Заключение

Результатом данной работы являются два практически реализуемых варианта согласованной нагрузки миллиметрового диапазона длин волн.

Эффект корреляции по дальности при измерении вносимых фазовых шумов

[1] Королев А.В., [2] Рыков С.Г.

[1,2] *АО Всероссийский НИИ радиотехники*
Россия, 105082, г. Москва, ул. Б.Почтовая, 22.
[1] *teleret@mail.ru,* [2] *brig001@mail.ru*

Аннотация: *В работе обсуждаются результаты измерений вносимых фазовых шумов усилителей и умножителей частоты и наблюдаемый при таких измерениях эффект корреляции шумов опорного генератора, проявляющийся на больших отстройках от несущей частоты колебания на выходе исследуемых устройств.*

1. Введение

Формирователи сигналов и колебаний представляют собой устройства, преобразующие колебания, вырабатываемые опорным генератором (ОГ), или несколькими ОГ, в некоторый набор колебаний или сигналов с заданными характеристиками [1]. Измерение фазовых шумов, вносимых такими формирователями, является важной частью процесса их проектирования. Традиционная схема измерения вносимых фазовых шумов содержит делитель мощности, один из выходов которого нагружен на исследуемое устройство (ИУ), а второй – на фазовращатель. Выходы ИУ и фазовращателя подключаются к входам фазового детектора (ФД), выходной сигнал с которого через фильтр низких частот поступает на анализатор, выполняющий функцию быстрого преобразования Фурье (БПФ). Если частота выходного колебания ИУ отличается от частоты ОГ, во втором канале устанавливается второе ИУ. В кросскорреляционном способе измерений используются два канала с фазовращателями и смесителями [2]. При альтернативном способе измерения вносимых фазовых шумов используется измененная схема, в которой колебания с выходов ИУ и фазовращателя подаются на сумматор, а детектирование и БПФ выполняются в отдельном приборе - анализаторе фазовых шумов [3].

При измерении вносимых фазовых шумов может наблюдаться подъем измеренных фазовых шумов на больших отстройках от несущей частоты выходного колебания ИУ [2-4]. Если в [3] этот эффект констатируется ка подъем вносимых фазовых шумов ИУ, в данном случает усилителя, то в [2] указывается, что подъем вызван шумами возникающими в анализаторе БПФ и рассогласованием задержек колебаний в каналах кросскорреляционной схемы.

В настоящем сообщении выполняется анализ причин подъема фазовых шумов на больших отстройках от несущей частоты выходного колебания ИУ и оценка величины и частоты максимума этого подъема.

2. Основная часть

Запишем в экспоненциальной форме колебания $\dot{U}_i$ на входах ФД схемы измерения фазовых шумов с двумя ИУ, полагая начальную фазу колебаний ОГ равной нулю:

$$\dot{U}_i = U_{\text{ИСТ}} \cdot e^{-j\varphi_{\text{i}}}, i = 1{,}2.$$

Здесь $\varphi_{\text{i}} = 2\pi f_{\text{вых}}\tau_i$, τ_i – задержка распространения колебания от ОГ до i-го входа ФД, $f_{\text{вых}}$ – частота колебания на выходе ИУ, связанная с частотой $f_{\text{ОГ}}$ выходных колебаний ОГ как $f_{\text{вых}} = nf_{\text{ОГ}}$, n – коэффициент преобразования частоты ОГ. Колебание ОГ коррелировано в основном и вспомогательных каналах. Флуктуации текущей фазы колебания на выходе ФД с учетом неравенства задержек τ_i в каналах и определяются как

$$\varphi_{\text{ВЫХ}}(t) = \Delta\,\varphi_{\text{Т}}(t) + \varphi_{\text{ИУ1}}(t) + \varphi_{\text{ИУ2}}(t),$$

где флуктуации разности фаз ОГ $\Delta\,\varphi_{\text{Т}}(t) = n\big(\varphi_{\text{ОГ}}(t - t_D) - \varphi_{\text{ОГ}}(t)\big)$, $t_D = \tau_1 - \tau_2$ – разность задержек распространения колебания в каналах. Если исследуемое устройство установлено только в первом канале, $\varphi_{\text{ИУ2}}(t) = 0$.

Введем обозначения: $S_{\text{ВЫХ}}(F)$ – спектральная плотность мощности фазовых шумов (СПМФШ) колебания на выходе смесителя, $S_{\text{ОГ}}(F)$ – СПМФШ колебания опорного генератора, $S_{01}(F)$, $S_{02}(F)$ – СПМФШ вносимые первым и вторым ИУ, F – частота отстройки от несущей частоты колебаний.

СПМФШ колебания на выходе смесителя:

$$S_{\text{ВЫХ}}(F) = S_{\Delta\varphi\text{Т}}(F) + S_{01}(F) + S_{02}(F),$$

Будем считать, что флуктуации текущей фазы $\varphi_{\text{ОГ}}(t)$ являются стационарным случайным процессом с нулевым средним значением с АКФ и СПМФШ соответственно

$$R_{\text{ОГ}}(\tau) = \langle \varphi_{\text{ОГ}}(t+\tau),\ \varphi_{\text{ОГ}}(t) \rangle$$

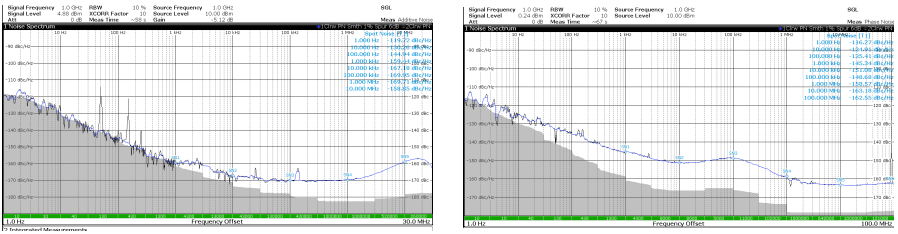
$$S_{\text{ОГ}}(F) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\text{ОГ}}(\tau) e^{j2\pi F\tau} d\tau,$$

Воспользовавшись методикой [5], получим

$$S_{\Delta\varphi\text{Т}}(F) = S_{OГ}(F) \cdot 4n^2 sin^2 2\pi F t_D. \qquad (1)$$

Это выражение, как и аналогичное выражение [5], отражает влияние задержки, или корреляции по дальности, колебания ОГ на СПМФШ на выходе ФД.

Данный эффект иллюстрирует рисунок 2, на котором показаны измеренная СПМФШ $S_{\text{ВЫХ}}(F)$ усилителя GVA-81+ и СПМФШ $S_{\text{ОГ}}(F)$ ОГ, при наличии значительной задержки колебания на одном из входов ФД и n=1. Видно, что на отстройке $F \approx 15$ МГц, где подъем СПМФШ максимален и $S_{\Delta\varphi\text{Т}}(F) \gg S_{01}(F)$, измеренная СПМФШ $S_{\text{ВЫХ}}(F) \approx S_{\Delta\varphi\text{Т}}(F) \approx S_{\text{ОГ}}(F) + 6$ [дБ], что соответствует выражению.(1). Таким образом,



а) б)

Рис. 1. СПМФШ: а) $S_{\text{ВЫХ}}(F)$ усилителя GVA-81+, б) $S_{\text{ОГ}}(F)$ ОГ

3. Заключение

Получено выражение для спектрально плотности мощности фазовых шумов на выходе фазового детектора, учитывающее преобразование частоты опорного генератора. Показано, что подъем фазовых шумов на больших отстройках от несущей частоты выходного колебания исследуемого устройства определяется величиной фазовыми шумами опорного генератора. Представлены результаты измерений фазовых шумов усилителя и опорного генератора, подтверждающие этот вывод.

Список литературы

1. Ченакин А. В., Горевой А. В. Практическое построение синтезаторов частот СВЧ диапазона //М.: Горячая линия–Телеком. – 2021. -280 с.
2. Hati A. et al. Merits of PM noise measurement over noise figure: a study at microwave frequencies //IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. – 2006. – Т. 53. – №. 10. – С. 1889-1894.
3. Shtin N., Ojha S., Chenakin A. Residual noise characterization using interfero-metric measurement technique // Anritsu Technical Review No.30 September 2022. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://dl.cdn-anritsu.com/en-en/about-anritsu/r-d/technical/e-30/30-11.pdf (дата обращения: 05.05.2024).
4. Driscoll M. M., Weinert R. W. Spectral performance of sapphire dielectric resonator-controlled oscillators operating in the 80 K to 275 K temperature range //Proceedings of the 1995 IEEE International Frequency Control Symposium (49th Annual Symposium). – IEEE, 1995. – С. 401-412.
5. Budge M. C., Burt M. P. Range correlation effects in radars //The Record of the 1993 IEEE National Radar Conference. – IEEE, 1993. – С. 212-216.

Анализ погрешности весового метода оценки разностной частоты частотно модулированного дальномера ближнего действия

[1] Езерский В.В.
[1] *ООО предприятие «КОНТАКТ-1»*
г. Рязань, 390010, , проезд Шабулина, 18
skb@kontakt-1.ru

Аннотация: *Выполняется анализ структуры погрешности весового метода оценки разностной частоты частотно модулированного дальномера ближнего действия. Подробно рассмотрены особенности формирования погрешности и её количественные параметры*

1. Введение

Частотно модулированные (ЧМ) дальномеры ближнего действия широко используются в различных отраслях промышленности. Во многих случаях такой дальномер должен обеспечить высокую точность измерения расстояния R. Поэтому важным является исследование различных методов сглаживания ошибки дискретности (ОД) [1] присущей ЧМ дальномеру. Желательно, чтобы выбранный метод обеспечивал высокую точность измерения при простоте практической реализации. Одним из таких методов является метод весовой оценки разностной частоты [2]. Успех его применения во многом зависит от правильного понимания причин возникновения погрешности, определяемой структурой основной расчётной формулы полученной в [3].. Выполним анализ особенностей этой формулы и характера зависимости погрешности от измеряемого расстояния

2. Теория

В работе [3] получена формула для оценки измеряемого расстояния с помощью весового метода.

$$R = \delta_R \widehat{S}\,, \tag{1}$$

где $\delta_R = c/(4\Delta_F)$; c - скорость распространения электромагнитных волн; Δ_F - диапазон перестройки частоты при ЧМ в периоде модуляции $T_{\text{мод}}$; $\widehat{S} = \sum_{i=1}^{N} \alpha(t_i)$ - весовая оценка разностной частоты; $\alpha(t_i)$ - отсчёты весовой функции (ВФ), вычисленные в моменты пересечения сигналом разностной частоты нулевого уровня; N -количество нулей в интервале времени $T_{\text{мод}}/2$.

В качестве весовой функции рассмотрим семейство ВФ, допускающих их представление в виде тригонометрического ряда Фурье:

$$\alpha(t) = K_{\text{В}} \sum_{m=0}^{K} A_m \cos\left(4\pi m t / T_{\text{мод}}\right), \tag{2}$$

где: $A_m = 2\int_0^{T_{\text{мод}}/2} \alpha(\text{t}) \cos\left(4\pi m t / T_{\text{мод}}\right) dt \Big/ T_{\text{мод}}$, $m = 0,1,2,...,K$; $K_{\text{В}}$ - нормирующий множитель.

В [3] получена формула для оценки $\widehat{S}$. Известно [1], что при изменении расстояния число нулей в интервале $T_{\text{мод}}/2$ может изменяться от $N = M$ до $N = M+1$, где $M = \text{Int}(R/\delta_R)$ целая часть количества ОД, укладывающихся в измеряемом расстоянии; $\text{Int}(\bullet)$ - операция вычисления целой части. В итоге формула для $\widehat{S}$ имеет две формы записи, определяемые соотношением вспомогательных переменных $\varepsilon = \rho - Int(\rho)$; $\rho = [4 f_0 R/c - 0{,}5]$ - уменьшенное на 0,5 число четвертей длин волн несущего колебания частоты f_0, укладывающихся в измеряемом расстоянии; $\chi = R/\delta_R - M$; дробная часть количества ОД, укладывающихся в измеряемом расстоянии.

$$\widehat{S} = \begin{cases} M - K_B \sum_{m=1}^{K} A_m G[m\eta,\ \chi,\ \varepsilon] & \text{при} \quad \varepsilon \ge \chi \\ M + 1 - K_B \sum_{m=1}^{K} A_m G[m\eta,\ \chi\text{-}1,\ \varepsilon] & \text{при} \quad \varepsilon < \chi \end{cases}, \tag{4}$$

где: $G[z,\chi,\varepsilon]=\cos\left[\pi z(1-2\varepsilon-\chi)\right]\sin(\pi z\chi)/\sin(\pi z)$; $1/\eta=R/\delta_R=x_r=M+\chi$ - точное значение измеряемого расстояния, нормированное к величине ОД;

Соотношение между ε и χ, определяющее число нулей СРЧ N в течение половины периода модуляции, и вид формулы для оценки $\widehat{S}$, показано на рис. 1.

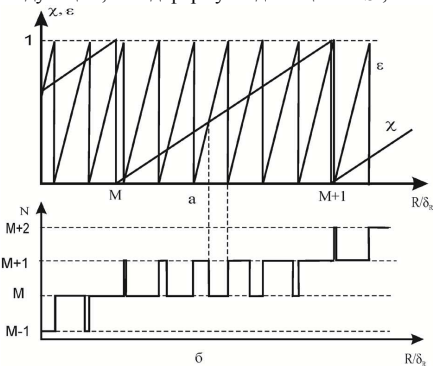


Рис. 1.- Зависимость числа нулей СРЧ от нормированного расстояния

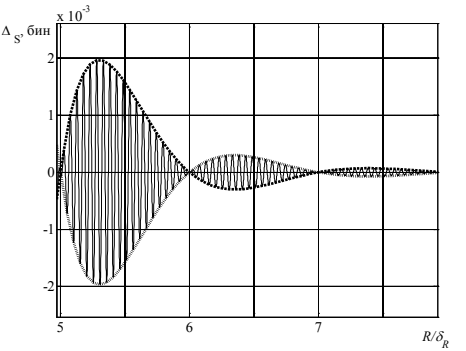


Рис. 2. Мгновенная погрешность и её огибающие

Учитывая, что точное значение $\widehat{S}=x_r=R/\delta_R=M+\chi$, можно из (4) получить выражение для ошибки измерения оценки частоты Δ_S:

$$\Delta_S=\begin{cases}-\chi-K_B\sum_{m=1}^{K}A_mG[m\eta,\ \chi,\ \varepsilon] & \text{при}\quad \varepsilon\ge\chi\\ 1-\chi-K_B\sum_{m=1}^{K}A_mG[m\eta,\ \chi-1,\ \varepsilon] & \text{при}\quad \varepsilon<\chi\end{cases}. \qquad (5)$$

Эти формулы позволяют вычислять методическую ошибку измерения расстояния при использовании ВФ произвольного вида (2). Из (5) видно, что формула для оценки содержит ряд слагаемых, каждое из которых состоит из произведения двух сомножителей. Первый сомножитель является быстро осциллирующей косинусоидой, содержащей в своём аргументе переменную ε. Второй сомножитель – это медленно колеблющееся ядро Дирихле [4], зависящее только от медленно меняющихся χ и η. График мгновенной погрешности и её верхней и нижней огибающих показан на рис.2 График вычислен при $f_0=10$ ГГц, $\Delta_F=500$ МГц и значении в (3) $K=3$

3. Заключение

Рассмотрена структура формулы для погрешности оценки разностной частоты для весового метода сглаживания ОД и показаны её особенности, определяющие величину погрешности. Медленно изменяющаяся огибающая графика погрешности позволяет производить оптимизацию параметров ВФ.

Список литературы

1. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. – М.: Советское радио.- 1961.- 495 с.
2. Заявка 30-1591 Японии, МКИ G01S 13/34. Способ измерения дальности при помощи частотно-модулированного сигнала и радиолокационная станция с частотной модуляцией // Изобретения стран мира. 1985 г. 15. с.29.
3. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного дальномера с весовым сглаживанием погрешности дискретности.// Измерительная техника . – 2003.-№ 9.- с.22.
4. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье.// ТИИР. - 1978. - Т. 66, №1.- С. 60-96.

Обоснование методики определения характеристик радиопрозрачных материалов с помощью спектрального тензора прохождения

[1] Кирпанев А. В., [2] Кирпанев Н. А., [1]Поляков А.С.

[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: *Приводится теоретическое обоснование определения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь материалов, применяемых в радиопрозрачных обтекателях и укрытий антенных систем по измерениям через свободное пространство на основе применения спектрального тензора прохождения. Приведен и обоснован выбор расстояний между передающей и приемной измерительными антеннами и размещению между ними исследуемого радиопрозрачного образца материала. Приведены результаты компьютерной верификации.*

1. Введение

Влияние радиопрозрачного обтекателя (РПО) на укрытую им антенну определяется, как известно, геометрией самого РПО и его радиофизическими параметрами, которыми являются относительная диэлектрическая проницаемость (ε_r) и тангенс угла потерь ($tg\delta$) [1]. Обычно выполняют предварительное исследование образцов материалов, используемых для изготовления РПО, При этом, в КВЧ-диапазоне, ε_r и $tg\delta$ определяются по влиянию исследуемого образца на падающую на него и взаимодействующую с ним электромагнитную волну (ЭМВ). Подобный подход называют методом определения характеристик диэлектрика по измерениям через свободное пространство [2]. Однако, как правило, падающая на исследуемый образец ЭМВ имеет сферический, а не плоский фронт, что побуждает искать корректные и теоретически обоснованные условия измерений.

2. Теория и верификация

Если в полупространстве передней полусферы поле антенны и системы "антенна-обтекатель" представить с помощью принципа суперпозиции однородных плоских волн, то, предполагая свободную среду в области измерений ($div\mathbf{E}=0$), влияние РПО можно охарактеризовать спектральным тензором прохождения (СТП) $\mathbf{T}(k_x,k_y)$ [3].

$$\mathbf{F}_\tau(k_x,k_y)=\mathbf{T}(k_x,k_y)\mathbf{A}_\tau(k_x,k_y), \qquad (1)$$

где $\mathbf{F}_\tau(k_x,k_y)=(F_x(k_x,k_y);F_y(k_x,k_y))^{\mathrm{T}}$, $\mathbf{A}_\tau(k_x,k_y)=(A_x(k_x,k_y),A_y(k_x,k_y))^{\mathrm{T}}$,

$\mathbf{T}(k_x,k_y)=\begin{pmatrix} T_{xx}(k_x,k_y) & T_{xy}(k_x,k_y) \\ T_{yx}(k_x,k_y) & T_{yy}(k_x,k_y) \end{pmatrix}$, $A_x(k_x,k_y)$, $A_y(k_x,k_y)$ и $F_x(k_x,k_y)$, $F_y(k_x,k_y)$ – независимые составляющие векторного амплитудного спектра однородных плоских волн антенны и системы "антенна-обтекатель", соответственно, $k_x=k\sin\theta\cos\varphi$, $k_y=k\sin\theta\sin\varphi$, θ,φ- сферические координаты, $k=2\pi/\lambda$ - волновое число, λ - длина волны. Подобный подход может быть применён к системе "антенна-исследуемый образец", где под антенной понимается передающая измерительная антенна (рис.1). Измерительные антенны, как правило, обладают линейной поляризацией, а исследуемые образцы являются плоскими. В этом случае СТП $\mathbf{T}(k_x,k_y)$ становится спектральным коэффициентом прохождения $T_x(k_x,k_y)$ (или $T_y(k_x,k_y)$, в зависимости от ориентации плоскости поляризации измерительной антенны).

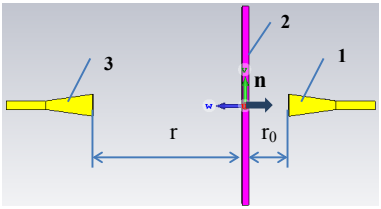


Рис.1. Измерение характеристик радиопрозрачных образцов через свободное пространство:
1 и 3 – излучающая и приемная измерительные антенны; 2 – исследуемый образец материала.

Предположим, что в плоскости поляризации измерительных антенн лежит ось *OY*, тогда в дальней зоне электрическое поле антенны определяется равенствами

$$\begin{cases} E_{\text{a}\,\vartheta}(\theta,\varphi) = i2\pi k \dfrac{e^{-ikr}}{r} A_y(k_x,k_y)\sin\varphi, \\ E_{\text{a}\,\varphi}(\theta,\varphi) = i2\pi k \dfrac{e^{-ikr}}{r} A_y(k_x,k_y)\cos\theta\cos\varphi, \end{cases} \qquad (2)$$

Если приемная антенна 3 по отношению к наибольшему линейному размеру области засвета образца находится в дальней зоне, то электрическое поле системы “антенна-исследуемый образец”

$$\begin{cases} E_{\text{a-o}\,\vartheta}(\theta,\varphi) = i2\pi k \dfrac{e^{-ikr}}{r} F_y(k_x,k_y)\sin\varphi, \\ E_{\text{a-o}\,\varphi}(\theta,\varphi) = i2\pi k \dfrac{e^{-ikr}}{r} F_y(k_x,k_y)\cos\theta\cos\varphi, \end{cases} \qquad (3)$$

где $F_y(k_x,k_y) = T_y(k_x,k_y)A_y(k_x,k_y)$. Фактически, $T_y(k_x,k_y)$ является коэффициентом прохождения плоской электромагнитной волны через диэлектрик в направлении, определяемым k_x и k_y. Например, с учетом (2) и (3), при $k_x = k_y = 0$, $T_y(0,0)$ характеризует падение плоской волны по нормали **n** (рис.1) к поверхности образца, при этом

$$T_y(0,0) = \frac{F_y(0,0)}{A_y(0,0)} = \frac{E_{\text{a-o}\,\theta}(0,\pi/2)}{E_{\text{a}\,\theta}(0,\pi/2)} = \frac{e^{-i2\pi d\sqrt{\bar{\varepsilon}_r}/\lambda}((1+\sqrt{\bar{\varepsilon}_r})^2 - (1-\sqrt{\bar{\varepsilon}_r})^2)}{(1+\sqrt{\bar{\varepsilon}_r})^2 - e^{-i4\pi d\sqrt{\bar{\varepsilon}_r}/\lambda}(1-\sqrt{\bar{\varepsilon}_r})^2}, \qquad (4)$$

где $E_{\text{a}\,\theta}(0,\pi/2)$ и $E_{\text{a-o}\,\theta}(0,\pi/2)$ - определяются по результатам измерений с образцом и без образца, соответственно, $\bar{\varepsilon}_r = \varepsilon_r(1 - itg\delta)$ - комплексная диэлектрическая проницаемость, определяемая из (4) при известной $T_y(0,0)$ методом последовательных приближений.

Один из результатов компьютерной верификации в W-диапазоне для плоского диэлектрического образца толщиной 1.6 мм приведены ниже в таблице.

Таблица Результаты компьютерной верификации

Определяемые характеристики	ε_r	tgδ
Заданные характеристики образца	3,4	0,015
Рассчитанные при моделировании измерений	3,38	0,019

3. Заключение

На основании приведенных выше соотношений можно сделать вывод, что для корректного выполнения измерений через свободное пространство величина *r* (рис.1) должна соответствовать дальней зоне от наибольшего линейного размера области проекции главного лепестка диаграммы направленности передающей антенны 1 на исследуемый образец.

Список литературы

1. Пригода В. А., Кокунько В. С. Обтекатели антенн летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1978. 288 с.
2. Беляев А. А., Романов А. М. и др. Измерение диэлектрической проницаемости стеклосотопласта в свободном пространстве // Электронный журнал «ТРУДЫ ВИАМ». 2014. № 5.
3. 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.

Детектор совпадения по времени фронтов цифровых сигналов на полевых транзисторах

Сагдиев А. В., Тренкаль Е. И.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
г. Томск, пр. Ленина, 40, 634050, Российская Федерация
andreySagdiyev.442@gmail.com

Аннотация: *Разработана схема электронного узла, способного улавливать временной момент совпадения фронтов двух цифровых сигналов на его входах. Узел может быть применен в различных схемах временной синхронизации, в частности, в системах, основанных на стробоскопическом принципе измерения. В статье приведены функциональная схема и описание частей устройства.*
Ключевые слова: *детектор, совпадение, фронт, синхронизация, сигнал, импульс.*

1. Введение

Расширение частотной полосы измерительных устройств сопряжено с применением нестандартных методов оцифровки и обработки. Одним из известных подходов является стробоскопический принцип измерения. Режим обеспечивается за счет тактирования генератора и приемника с близкими по величине частотами [1]. Как правило, разность частот крайне мала, так как от нее зависит дискретизация по времени. Срабатывание генератора и приемника происходит по фронтам тактирующих сигналов, временной момент совпадения фронтов тактирующих сигналов для генератора и приемника, по существу, характеризует начало на временной оси рефлектограммы. Для инициации измерительного процесса с определенным временным началом в схеме синхронизации необходим детектор совпадения по времени фронтов двух цифровых сигналов (далее детектор фронтов), что схоже по принципу действия с детекторами фазы.

Решение задачи детекции временного момента совпадения фронтов не может быть выполнено путем использования стандартной цифровой схемотехники (XOR) по причине слишком малых временных интервалов, составляющих сотни-единицы пикосекунд. Времяизмерительные преобразователи (Time-to-Digital Converter, TDC) [2] подходят для детекции единичных событий, системы на основе комбинированных электро-оптических схем [3] привлекательны, но сильно повышают сложность и стоимость изделия.

2. Принцип действия детектора фронтов

Как было описано во введении, детектор фронтов в схеме синхронизации определяет временное начало осциллограммы, сформированной измерением мгновенных напряжений в стробоскопическом режиме. С физической точки зрения детектор фронтов сигнализирует о моменте наложения временных областей фронтов двух цифровых сигналов на входах. В текущем исполнении детектор фронтов выполнен из быстродействующих полевых транзисторов со встроенным каналом n-типа. Функциональная схема представлена на рисунке 1. Почти все элементы схемы, кроме входных логических элементов, инвертируют сигнал на их входах, так как выходной сигнал снимается со стока транзистора, подключенного по схеме с общим истоком. На рисунке 2 представлены временные диаграммы мгновенных напряжений на оконечный цепях модели детектора фронтов, подтверждающие выполнение предназначенной функции.

После входных элементов присутствуют дифференцирующие цепи, которые преобразуют спадающие фронты в импульсы с короткой длительностью (цепи «Вх1» и «Вх2»). Амплитуда импульсов находится в области отрицательной полярности, за счет этого параллельно подключенные полевые транзисторы в схеме совпадения при присутствии на затворах обоих транзисторов отрицательного напряжения прикрывают токи стока, и впоследствии на выходе схемы совпадения образуется положительный импульс (цепь «Х1»). Амплитуда и продолжительность выходного импульса зависит от степени перекрытия между собой входных импульсов схемы совпадения.

Сигнал с выхода схемы совпадения затем усиливается по амплитуде и расширяется по длительности следующем каскадом (цепь «Х2»). На входе порогового селектора введены элементы смещения. Селектор усиливает только сигналы, прошедшие через определенный уровень напряжения. Получается, что пороговый селектор подавляет сигналы наименьшего совпадения. Следующие каскады проводят усиление и расширение выделенного сигнала совпадения до конечного элемента — инвертирующего триггера Шмитта.

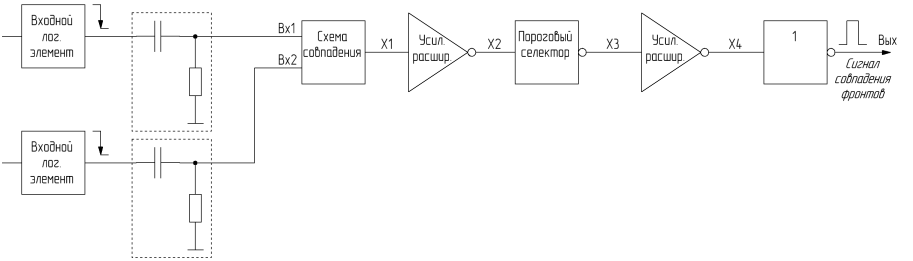


Рис. 1. Функциональная схема детектора фронтов

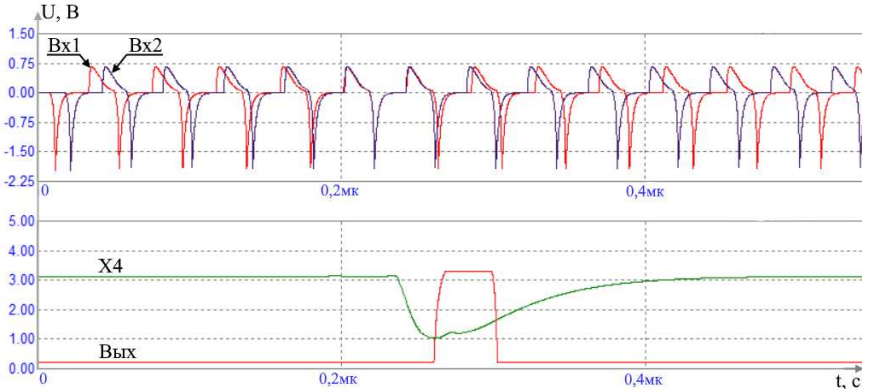


Рис. 2. Временные диаграммы действующих напряжений на цепях Вх1, Вх2, X4, Вых

Таким образом на выходе детектора фронтов (цепь «Вых») формируется сигнал о совпадении во времени фронтов двух цифровых сигналов.

При моделировании использовались полевые двухзатворные транзисторы BF998, диоды Шоттки BAT41 и транзистор с индуцированным каналом RUM001 в последнем усилительно-расширительном каскаде. Основную функцию все же выполняют быстродействующие транзисторы с малой входной и проходной емкостями BF998 со встроенным каналом.

3. Заключение

Разработана концепция детекции совпадения во времени двух фронтов цифровых сигналов. Предложен вариант принципиальной схемы на полевых транзисторах со встроенным каналом, предназначенных для СВЧ устройств. Для текущего варианта существует возможность предварительного установления временного разрешения детектора фронтов путем вариации номиналов пассивных компонентов. Приведены временные диаграммы, полученные в ходе моделирования детектора. По сигналам на временных диаграммах прослеживается формирование импульса на выходе при перекрытии между собой коротких импульсов от фронтов на входах схемы совпадения.

Список литературы

1. Рябинин Ю. А. Стробоскопическая осциллография. — М.: Сов. радио, 1968.
2. Jubin Mitra. An FPGA-based phase measurement system / Jubin Mitra., Tapan K. Nayak // Transactions on very large scale integration (vlsi) systems. — 2018. — № 1 (26). — С. 133-142 / [электронный ресурс]. — Режим доступа: URL: https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8082787.
3. Michal Mandlic. An accuracy synchronization method for passive radar system / Michal Mandlic, Zdenek Nemec. — 2014. 4 с. / [электронный ресурс]. — Режим доступа: URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/6828480/metrics#metrics.

Радиоизлучение длинной электрической искры в СВЧ диапазоне. Лабораторный эксперимент

Сысоев В.С. , Басов Е.В., Орлов А.И. , Наумова М.Ю. , Сухаревский Д.И.,
Швец Н.Н., Кузнецов Ю.А.
ФГУП «Российский Федеральный Ядерный Центр – Всероссийский научно-исследовательский институт технической физики имени академ. Е.И. Забабахина» ВНИЦ 900,
ул. Заводская, 5, 143502, г. Истра, Московской обл., Россия
v.s.sysoev@vniitf.ru

Аннотация: *Представлены результаты измерений радиоизлучения (в гигагерцовом диапазоне) от длинной электрической искры. Генерация длинной искры осуществлялась на специализированной испытательной установке - высоковольтном генераторе Маркса, позволяющей формировать искровой разряд длиной до 20 метров. Искровой промежуток представлял собой стержень под потенциалом – заземленная плоскость. На высоковольтный электрод от генератора подавался положительный импульс напряжения (фронт 100 мкс, длительность 7500 мкс). При развитии длинной искры, моделирующей молниевый разряд, генерировалось радиоизлучение в СВЧ диапазоне. Измерение радиоизлучения осуществлялось с помощью специальной радиоизмерительной аппаратуры на расстоянии 90м. Применяемые измерительные приборы позволяли проводить синхронные измерения электрических (ток, напряжение), оптических характеристик искрового разряда и радиоизлучение.*

1. Введение

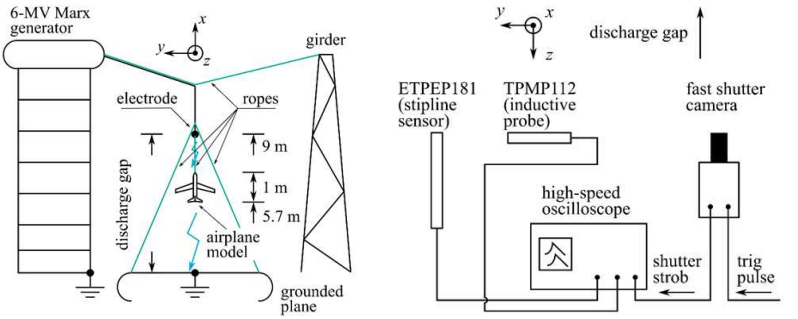
Электромагнитное излучения, возникающее при высоковольтном электрическом разряде в воздухе, в том числе при грозе, представляет интерес для различных приложений. Наличие таких электромагнитных импульсов в СВЧ диапазоне, может быть использовано для обнаружения электрических разрядов, пеленгации и анализа параметров молний [1]. Электромагнитные импульсы, возбуждаемые молниями, могут оказывать влияние на верхние слои атмосферы и ионосферу. При этом, такие электромагнитные импульсы могут создавать помехи для работы аппаратуры связи, навигации или радиолокации, а также выводить её из строя [2,3]. Лабораторное моделирование разряда молнии с помощью длинной искры является хорошим дополнением к натурным наблюдениям, обеспечивая возможность исследования отдельных механизмов развития молнии в хорошо контролируемых и воспроизводимых условиях. Для моделирования и испытания оборудования на устойчивость к поражающим факторам молниевого разряда используются специальные генераторы импульсного напряжения (ГИН) [4, 5] и измерительная радиоаппаратура [6]. В качестве испытуемого объекта могут быть использованы, например, масштабные модели летательных аппаратов (Л.А.), помещаемые в межэлектродный промежуток [7].

2. Эксперимент

Исследования проводились на высоковольтном генераторе Маркса, входящим в состав Уникальной научной установки (http://www.ckp-rf.ru/usu/73578/) Высоковольтного исследовательского центра РФЯЦ-ВНИИТФ им. академика Е.И. Забабахина в г. Истра Московской области.
На рис. 1 приведена схема расположения испытательного и измерительного оборудования, использованных при исследовании. Пример измеренных параметров радиоизлучений в диапазоне более 1 ГГц приведен на рис.2.

3. Заключение

При экспериментах с длинной электрической искрой зарегистрирована генерация сверхширокополосных электромагнитных импульсов и измерены их параметры. Длительность импульсов не превышает 500 пс, длительность фронта не превосходит 100 пс, частотный спектр отдельных импульсов простирался до значений 10 ГГц. Подобные импульсы являются электромагнитным фактором, который может приводить к сбоям в работе или выводящим из строя средства связи, навигации, радиолокации работающими в СВЧ диапазоне.



(а) (б)

Рис. 1. Схема расположения модели ЛА в искровом промежутке (а) и схема регистрации сигналов и запуска (б)

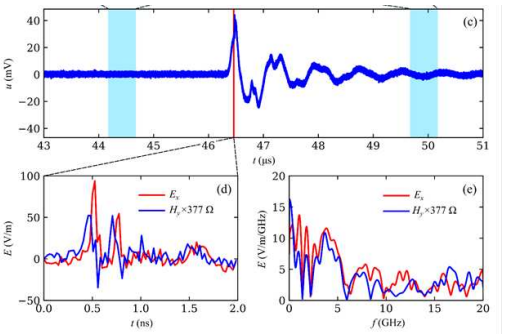


Рис. 2. Пример сверхширокополосного электромагнитного импульса, зарегистрированного при искровом разряде.

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда №19-19-00501-П

Список литературы

1. Simultaneous observation of lightning emission in different wave ranges of electromagnetic spectrum in Tien Shan mountains. Gurevich,A. V.; Garipov, G. K.; Almenova and all.; Atmospheric Research 2018, 211, 73-84. https://doi.org/10.1016/j.atmosres.2018.04.018
2. Stand for research of radio emission of a long electric spark. V.S. Syssoev, Yu. A.Kuznetsov, M. Yu. Naumova, A. I. Orlov, D. I. Sukharevsky, N. M. Lepekhin, N. N.Shvets, L. M. Makalsky, A. V. Kukhno, M. E. Gushchin, E. A. Mareev. Technical Physics Letters 2022, 48(4), 50-53. doi.org/10.21883/TPL.2022.04.53173.19070
3. Nanosecond electromagnetic pulses generated by electric discharges: Observation with clouds of charged water droplets and implications for lightning. M.E. Gushchin, S.V.Korobkov, I.Y. Zudin, A.S. Nikolenko, P.A. Mikryukov, E.A. Mareev, V.S. Syssoev, D.I. Sukharevsky, A.I. Orlov, Naumova, M.Y., Y.A. Kuznetsov, N.N.Shvets, A.S. Belov. Geophysical Research Letters, 48, e2020GL092108. https://doi.org/10.1029/2020GL092108
4. Temporal correlation between hard x rays and radio emissions in the MHz and GHz frequency ranges generated by a laboratory high-voltage discharge. E. V. Parkevich, A. I.;Khirianova, T. F.Khirianov, I. S. Baidin, K. V. Shpakov, , A. A. RodionovBolotov, Ya. K.; Ryabov, V. A. Ambrozevich, S. A. and A. V. Oginov J. Appl. Phys. 2023; 134 (15): 153303. https://doi.org/10.1063/5.0168616
5. Amplitude–Temporal and Spectral Characteristics of Pulsed UHF-SHF Radiation of a High-Voltage Streamer Discharge in Air under the Atmospheric Pressure. I.Zudin, M.Gushchin, I.Vershinin, S. Korobkov, P. Mikryukov, A. Strikovskiy, A.Nikolenko, A. Belov, V.;Syssoev, A. Orlov, D. Sukharevsky, M. Naumova, Y. Kuznetsov, N.;Shvets, and E. Basov. Energies 2022, 15, 9425. https://doi.org/10.3390/en15249425
6. Antenna Array with TEM-Horn for Radiation of High-Power Ultra Short Electromagnetic Pulses. V.M. Fedorov, M.V. Efanov, V.Y.Ostashev, V.P. Tarakanov, др.. Electronics 2021, 10, 1011. https://doi.org/10.3390/electronics10091011
7. Сысоев В.С. , Басов Е.В., Орлов А.И. и др. Экспериментальное моделирование генерации СВЧ излучения при взаимодействии молниевого разряда с летательным аппаратом.//Журнал « Надежность и безопасность энергетики».2024, том 17 №. 1, с.49-57. doi.org/10.24223/1999-5555-2024-17-1-49-57

Оценка идентичности циклов испытаний датчика давления

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. *В результате проведения экспериментальных исследований с учетом влияния внешнего дестабилизирующего фактора формируется градуировочная характеристика микропроцессорного датчика давления. В процессе эксперимента возможно отклонение от утвержденной методики испытаний. Наиболее вероятным последствием этих отклонений является нарушение принципа независимости отдельных циклов испытаний. Для оценки степени повторяемости формы циклов испытаний и их взаимной независимости предложено использовать методы фрактального анализа.*

1. Введение

Одним из основных требований к микропроцессорным датчикам давления является достижение высокой точности измерений в условиях влияния внешних воздействующих факторов. Точность измерений в значительной степени определяется точностью аппроксимации реальной характеристики преобразования датчика и зависит от математической модели характеристики преобразования [1]. Модель строится на основе результатов градуировочных испытаний. При проведении испытаний фиксируется значение внешнего фактора (как правило, температуры окружающей среды) и при фиксированных величинах выполняются несколько циклов замера электрического сигнала, поступающего с канала давления датчика при изменении давления в заданном диапазоне. Затем меняется температура и циклы повторяются.

По разным причинам при осуществлении данного процесса возможны отклонения от утвержденной методики, что приведет к нарушению существенных условий качества испытаний. Наиболее вероятным последствием этих отклонений является нарушение принципа независимости отдельных циклов испытаний. Это приведет к неточностям модели пространственной характеристики преобразования датчика и искажению показаний датчика. Задача заключается в оценке качества испытаний, что особенно важно для высокоточных датчиков давления.

2. Постановка и метод решения задачи оценки качества испытаний

Выделим результаты испытаний, полученные при заданной температуре Tm, $m \in [1, K]$.

Массив точек $(P_{in}, U_{kin}, T_k), i = 1 \dots N, k = m$ включает в себя результаты нескольких циклов испытаний:

$$\{(P_{11}, U_{m11}, T_m), \dots, (P_{I1}, U_{mI1}), \dots, (P_{IN}, U_{mIN}, T_m)\}, i = 1 \dots I, n = 1 \dots N, k = m,$$

где $\{(P_{11}, U_{m11}, T_m), \dots, (P_{I1}, U_{mI1}),\}$ - результаты отдельного цикла испытаний; $i = 1 \dots I, k = m, n = 1$; P_{in} – заданная величина давления, T_k – электрический сигнал с канала температуры, U_{kin} – электрический сигнал с канала давления, полученный при воздействии давления P_{in} и температуры T_k в n-ом цикле испытаний, I – количество устанавливаемых значений давления в одном цикле испытаний. Значения P в цикле возрастают от минимума P_{min} ($P_{1n} = P_{min}$) до максимального значения P_{max} ($P_{In} = P_{max}$) и обратно.

Необходимо определить, есть ли влияние предыдущих циклов испытаний на результаты последующих циклов. Кроме того, важно оценить, можно ли этим влиянием пренебречь для данного вида датчика.

Каждый из циклов испытаний можно аппроксимировать зависимостью вида $U_k = f(P_k)$ для фиксированного значения температуры T_k . Эта зависимость линейная. Циклы повторяются при заданной температуре. Если их состыковать, чтобы получилась зависимость в виде линейной регрессии, то, в случае независимости циклов друг от друга, каждый участок интегральной кривой будет идентичным остальным с заданной погрешностью.

Известно соотношение для определения показателя Хёрста H [2, 3, 4, 5]:

$$\log({}^{R}/_{S}) = H \cdot \log(a \cdot \tau) \ , \qquad (1)$$

где a – некоторая константа, обычно принимается равной 0.5 [5, 6], τ – текущее значение длины выборки, H - показатель Хёрста, R/S - нормированный размах.

В рамках текущей выборки длины τ величина размаха R в рамках выборки длины τ равна разности между максимальным и минимальным накопленными отклонениями:

$$R(\tau) = \ maxX(t,\tau) - minX(t,\tau), \qquad t = 1 \dots \tau \ ,$$

где $\tau = 3 \dots L$; L – длина всей выборки.

Накопленное отклонение $X(t,\tau)$ значений величины $x(i)$ от ее среднего значения $\bar{x}(\tau)$ за время t равно:

$$X(t,\tau) = \sum_{i=1}^{t}(x(i) - \bar{x}(\tau), \text{где } \bar{x}(\tau) = \frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=1}^{\tau} x(i).$$

Стандартное отклонение данных $S(\tau)$ определено как:

$$S(\tau) = \sqrt{\frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=1}^{\tau}(x(i) - \bar{x}(\tau))^2}.$$

После определения показателя Хёрста с помощью (1), если $0{,}5 < H < 1$, то рассматриваемый временной ряд является трендоустойчивым. Если ряд начал возрастать, то он будет возрастать и дальше, если он убывает, то далее тоже будет убывать [6, 7, 8]. Чем ближе H к 1, потому что чем больше корреляция между процессами, тем более одинаково они себя ведут и, следовательно, отдельные циклы испытаний идентичны между собой. В этом случае качество проведенных испытаний высокое. Чем ниже показатель Херста, тем более вероятно, что отдельные циклы испытаний были проведены с нарушениями.

Для моделирования использовались результаты испытаний датчика разности давлений, рассчитанного на измерения давления до 0,6 Мпа. Температура изменялась от -40^0 С до $+80^0$ С с шагом 20^0С. Так правило, точность аппроксимации характеристики преобразования датчика составляет 0,5% [1]. Тогда для температуры $T = -20^0 C$ диапазон допустимых значений H равен:

$$0{,}96131985 < H < 0{,}96150043 \qquad (2)$$

Будем использовать воспроизводимость для оценки чувствительности показателя Херста к изменению формы цикла испытаний:

$$\delta_r = \frac{\Delta m}{FS} \cdot 100\% \ ,$$

где Δm - максимальная разница выходных значений сигнала с датчика, полученных в двух циклах испытаний, FS – диапазон выходного сигнала датчика.

Значение Δ_m увеличивается при фиксации влияния температуры предыдущего цикла на выходной сигнал датчика. Моделирование показывает, что показатель Херста не соответствует ограничениям (2) при увеличении разброса сигнала на начальном участке цикла $\delta_r > 2{,}5\%$, что соответствует $\Delta m > 2{,}64$ *мВ*. При увеличении значения Δ_m показатель Херста уменьшается, приближаясь к значению, соответствующему другой температуре окружающей среды.

3. Заключение

Представлен метод оценки качества результатов градуировочных испытаний датчика давления. Метод позволяет определить влияние результатов предыдущих циклов испытаний на последующие. Если такая связь зафиксирована, то циклы испытаний не являются независимыми, а сами испытания проведены с нарушениями. В этом случае построенная характеристика преобразования будет отличатся от реальной, что приведет к снижению метрологических характеристик датчика.

Список литературы

1. Klevtsov S.I., Udod Y.V. Model of the Spatial Conversion Characteristics for Graduation of the Microprocessor-Based Sensor's with Indemnification of Influence Destabilizing Factors. 2015 International Siberian Conference on Control and Comunications (SIBCON). Proceedings. Russia, Omsk. 2015. http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber= 7,147,097.
2. Hurst H.E. Long-term storage of reservoirs: an experimental study. // Transactions of the American Society of Civil Engineers, Vol. 116, 1951, pp. 770-799.
3. Федер Е. Фракталы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1991. - 254с.
4. Мельникова Ю.В. Предпрогнозный анализ временных рядов методами непараметрической статистики Херста// Аграрный научный журнал. № 10, 2014 – С.73-76
5. Кроновер Р. М. (2000). Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: Постмаркет.
6. Jerzy Wawszczak. Methods for estimating the Hurst exponent. The analysis of its value for fracture surface research.// Materials Science-Poland, Vol. 23, No. 2, 2005, p.585-591
7. Cousins N. P., Loginov V. M. The use of the normalized scope method in the analysis of speech pathologies of neurological genesis. // COMPUTER RESEARCH AND MODELING. - 2014. - Vol. 6. – No.5 - P. 775-791
8. Антипов О.И., Неганов В.А. Применение метода нормированного размаха Хёрста к анализу стохастических временных рядов в импульсных стабилизаторах напряжения. //Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2009. – Т.12. - №3. – С. 78-85

Принцип действия доплеровского измерителя параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна с антенной вытекающей волны

[1] Богатырев Е. В., [2] Игнатков К. А. [2] Носков В. Я.

[1] *Сибирский федеральный университет*
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация
[2] *Уральский федеральный университет*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация: *Представлено описание принципа действия доплеровского измерителя параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна, выполненного с антенной вытекающей волны. Показано, что предложенный принцип формирования однородного поля в раскрыве антенны благодаря применению антенны вытекающей волны обеспечивает повышение точности и надежности измерения параметров движения, таких как скорости, пройденного пути и направления перемещения.*

1. Введение

В работе [1] представлено описание структурной схемы доплеровского измерителя параметров движения (ДИПД) наземных транспортных средств (ТС) относительно дорожного полотна. ДИПД содержат последовательно соединенные антенну вытекающей волны (АВВ), доплеровский приемопередатчик (ДПП) и блок обработки доплеровских сигналов (БОДС). В настоящей работе дано описание принципа действия предложенного авторами ДИПД [2]. АВВ обеспечивает формирование однородного электромагнитного (ЭМ) поля в раскрыве антенны, чем достигается возможность повышения точности измерения параметров.

2. Принцип действия доплеровского измерителя параметров движения

После подачи напряжения питания на ДИПД в ДПП возбуждаются СВЧ колебания, которые направляются в АВВ в виде зондирующего радиосигнала $u_{\text{зонд}}(t)$ с амплитудой $U_{\text{зонд}}$:

$$u_{\text{зонд}}(t) = U_{\text{зонд}} \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \tag{1}$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая частота зондирующего радиосигнала; φ_0 – случайная начальная фаза.

В АВВ СВЧ колебания (1) распределяются равномерно по поверхности и излучаются под одним и тем же углом θ в пространство, где находится подстилающая поверхность. От имеющихся на подстилающей поверхности неоднородностей часть мощности излучения отражается и принимается АВВ в виде совокупности N парциальных радиосигналов. Вследствие перемещения ДИПД относительно поверхности дороги парциальные радиосигналы имеют одну и ту же величину $\Omega_{\text{д}} = (2V_{\text{тс}}\omega_0 / c)\cos\theta$ доплеровского смещения, где $V_{\text{тс}}$ – скорость ТС; c – скорость распространения ЭМ излучения.

Совокупность парциальных радиосигналов поступает на сигнальный вход квадратурного смесителя ДПП. Выражение для мгновенных значений $u_{\text{отр}}(t)$ отраженных радиосигналов запишем в виде:

$$u_{\text{отр}}(t) = U_{\text{зонд}} \sum_{n=1}^{N} \Gamma_n \cos[(\omega_0 + \Omega_{\text{д}})t + \varphi_0 + \varphi_n], \tag{2}$$

где Γ_n – нормированный относительно $U_{\text{зонд}}$ коэффициент, характеризующий ослабление амплитуды излучаемого сигнала по пути распространения до n-ой неоднородности и обратно; φ_n – случайный фазовый сдвиг отраженного радиосигнала.

В результате нелинейного взаимодействия прямых (1) и отраженных (2) колебаний в квадратурном смесителе ДПП происходит преобразование сигналов в область низких доплеровских частот. При этом на выходах $I(t)$ и $Q(t)$ ДПП эти сигналы имеют разность фаз $\pm 90°$, причем знак этой разности зависит от направления движения ТС. Выражения для мгновенных значений преобразованных сигналов на сигнальных выходах ДПП имеют вид:

$$u_{\text{пр}}^{(I)}(t) = k_{\text{пр}} U_{\text{зонд}} \sum_{n=1}^{N} \Gamma_n^{(I)} \cos(\Omega_{\text{д}} t + \varphi_n^{(I)}), \tag{3}$$

$$u_{\text{пр}}^{(Q)}(t) = k_{\text{пр}} U_{\text{зонд}} \sum_{n=1}^{N} \Gamma_n^{(Q)} \sin(\Omega_{\text{д}} t + \varphi_n^{(Q)}), \quad (4)$$

где $k_{\text{пр}}$ – коэффициент преобразования смесителя.

Слагаемые в правых частях (3) и (4) представляют собой сумму квазигармонических парциальных колебаний, имеющих одну и ту же частоту $\Omega_{\text{д}}$. При этом амплитуды и начальные фазы этих колебаний являются случайными функциями, зависящими от отражательных способностей и относительного расстояния до облучаемых неоднородностей подстилающей поверхности. В процессе перемещения ТС картина облучаемых неоднородностей постоянно изменяется. Поэтому эти колебания подвергаются одновременной модуляции амплитуды и фазы независимыми случайными процессами. Многочисленные экспериментальные исследования сигналов, отраженных от земной поверхности [3], показывают, что в подавляющем большинстве случаев распределение амплитуды сигналов подчиняется закону Релея. Тогда как начальные фазы $\varphi_n^{(I)}$, $\varphi_n^{(Q)}$ этих колебаний обычно задаются величиной, равновероятной в интервале от минус π до плюс π [3].

Результирующие сигналы (3) и (4) на выходах $I(t)$ и $Q(t)$ ДПП являются суммой очень большого числа перекрывающихся, расположенных случайным образом на оси времени парциальных сигналов, полученных от неупорядоченных неоднородностей облучаемой поверхности. Эти сигналы представляют собой стационарный эргодический случайный процесс, для которого справедлива центральная предельная теорема. В соответствие с этой теоремой и результатами анализа [4–6] следует вывод, что при суммировании достаточно большого числа гармонических колебаний не только со случайными начальными фазами, но и с различными близкими частотами получается процесс не только стационарный, но и эргодический. Показано также [5,6], что плотность вероятности результирующего колебания не зависит от частоты. Кроме того, установлено, что результирующий процесс флуктуаций является достаточно узкополосным процессом, который может быть представлен в виде квазигармонического колебания, случайно модулированного по амплитуде и фазе [6]:

$$u_{\text{пр}}^{(I)}(t) = A^{(I)}(t)\cos[\Omega_{\text{д}} t + \varphi^{(I)}(t)], \quad (5)$$

$$u_{\text{пр}}^{(Q)}(t) = A^{(Q)}(t)\sin[\Omega_{\text{д}} t + \varphi^{(Q)}(t)], \quad (6)$$

где $A^{(I)}(t)$, $A^{(Q)}(t)$ и $\varphi^{(I)}(t)$, $\varphi^{(Q)}(t)$ – результирующие медленно меняющиеся амплитуды и фазы сигналов.

Сигналы (5) и (6) с выходов $I(t)$ и $Q(t)$ ДПП далее поступают в БОДС. Результаты обработки сигналов в виде информации о моменте начала и направления движения, а также скорости и пройденного пути поступают с выхода БОДС в систему управления ТС по ШВД.

3. Заключение

Из представленного описания принципа действия следует, что предложенный ДИПД обеспечивает формирование преобразованного сигнала в виде квазигармонического колебания, полученного в результате приема парциальных радиосигналов, отраженных от совокупности неоднородностей подстилающей поверхности. Показано также, что преобразованный сигнал является достаточно узкополосным процессом, который может быть представлен в виде синусоидального колебания, случайно модулированного по амплитуде и фазе. Обработка этого сигнала обеспечивает получение информации о моменте начала и направления движения, а также скорости и пройденного пути необходимой для систем управления транспортным средством по ШВД.

Список литературы

1. Богатырев Е.В., Игнатков К.А. Носков В.Я. Доплеровский измеритель параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна с антенной вытекающей волны (см. настоящий сборник).
2. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Галеев Р.Г., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Пат. 2793338C1 (РФ). Способ и устройство радиолокационного измерения параметров движения наземного транспортного средства относительно подстилающей поверхности. Опубл. в Б.И., 2023. № 10.
3. Зубкович С.Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. М.: Советское радио, 1968. – 224 с.
4. Гоноровский И.С. Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях. – М.: Связьиздат, 1954. – 326 с.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Советское радио, 1977. – 608 с.
6. Бунимович В.И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. М.: Советское радио, 1951. – 361 с

Доплеровский измеритель параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна с антенной вытекающей волны

[1] Богатырев Е. В., [2] Игнатков К. А. [2] Носков В. Я.

[1] *Сибирский федеральный университет*
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация
[2] *Уральский федеральный университет*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация: *Представлено описание структурной схемы доплеровского измерителя параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна, выполненного с антенной вытекающей волны. Показано, что формирование однородного поля в раскрыве антенны благодаря применению антенны вытекающей волны обеспечивает повышение точности измерения.*

1. Введение

Известно большое число доплеровских измерителей параметров движения (ДИПД) (скорости и пройденного пути транспортных средств) [1–11], которые содержат последовательно соединенные антенну, доплеровский приемопередатчик (ДПП) и блок обработки доплеровских сигналов (БОДС). В этих устройствах используются антенны, имеющие диаграмму направленности (ДН) в виде расходящегося луча, фронт волны которых сферический. ДПП, обычно выполненные по гомодинной или автодинной схеме, обеспечивают формирование доплеровского сигнала, частота которого пропорциональна скорости транспортного средства. В БОДС производится первичная обработка сигнала, а также его преобразование в цифровые показания скорости транспортного средства и его пробега.

Цель работы – представить описание предложенного авторами ДИПД [12], выполненного на базе антенны вытекающей волны (АВВ). АВВ обеспечивает формирование однородного электромагнитного (ЭМ) поля в раскрыве антенны, чем достигается возможность повышения точности измерения параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна [13, 14].

2. Бортовой доплеровский измеритель параметров движения

Предложенное техническое решение направлено на улучшение характеристик работы ДИПД, предназначенных для систем безопасности и автоматизированного управления движения транспортных средств, в том числе беспилотных, что необходимо для развития коммуникационных отраслей деятельности человека.

На рис. 1 представлена структурная схема ДИПД и элементы подстилающей поверхности, поясняющие принцип действия устройства: А – антенна наклонного излучения; ДПП – доплеровский приемопередатчик с квадратурным преобразованием частоты; БОДС – блок обработки доплеровских сигналов; Ш – железнодорожная шпала; ШВД – шина выходных данных; $V_{тс}$ – вектор скорости транспортного средства [12]. Стрелками на рисунке показано падающее на подстилающую поверхность и отраженное от неоднородностей поверхности излучение.

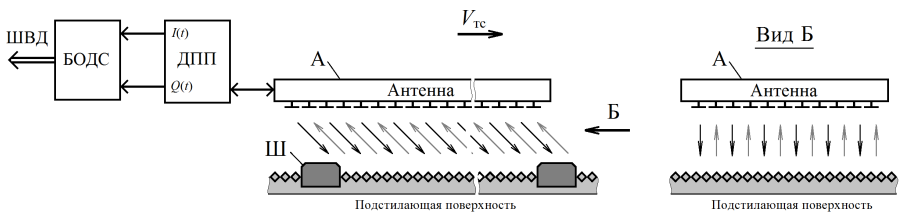


Рис. 1. Структурная схема ДИПД и элементы подстилающей поверхности

Антенна А наклонного излучения должна быть выполнена прямоугольной с плоским раскры-

вом излучающей поверхности, имеющей размеры ширины S и длины L не менее десяти длин волн ЭМ колебаний. При наличии на подстилающей поверхности значительных периодических неоднородностей, например, железнодорожных шпал, длина L апертуры антенны должна быть не менее междушпального интервала (из расчета 1840 шпал на километр). Продольная ось антенны должна совпадать с вектором скорости. Антенна должна формировать равномерное по поверхности наклонное излучение с плоским фазовым фронтом в ее ближней зоне. Проекция нормали к фазовому фронту на подстилающую поверхность должна быть однонаправленной или противоположно направленной вектору скорости транспортного средства. Антенна должна быть закреплена на кузове транспортного средства так, чтобы раскрыв излучающей поверхности был, по возможности, параллелен подстилающей поверхности и находился на высоте H, которая определяется следующим условием:

$$H \le R_{\text{д.з}} = \frac{2L^2\cos\theta}{\lambda}, \qquad (1)$$

где $R_{\text{д.з}}$ – радиус дальней зоны антенны; L – продольный размер излучающей поверхности антенны; θ – угол излучения антенны относительно ее плоскости; λ – длина волны электромагнитного излучения.

3. Заключение

Предложенное устройство ДИПД благодаря формированию плоского фазового фронта по всему сечению луча в ближней зоне излучения антенны обеспечивают по сравнению с известными ДИПД получение от неоднородностей подстилающей поверхности совокупность большого числа парциальных сигналов, имеющих практически одну доплеровскую частоту. При этом результирующие сигналы на квадратурных выходах ДПП обеспечивают повышенную точность измерения скорости и сохранение возможности определения направления движения. Кроме того, при использовании длины апертуры антенны более расстояния между характерными неоднородностями полотна дороги повышается надежность измерений в условиях пропадания сигналов при прохождении железнодорожных мостов. Кроме того, сужение спектра доплеровского сигнала сокращает время, необходимое для выполнения измерения скорости перемещения [5].

В заключение отметим, что новые возможности предлагаемого ДИПД позволяют создать прецизионные измерители параметров движения, которые весьма востребованы в последнее время на автомобильном и железнодорожном транспорте в связи с активным развитием беспилотных и высокоскоростных технологий.

Список литературы

1. Hyltin T.M., Fuchser T.D., Tyson H.B., Regueiro W.R. Vehicular radar speedometer // Sae Paper, 1973. No. 730125. 36 p.
2. Гримс Д.М., Джонс Т.О. Автомобильный радиолокатор: краткий обзор // ТИИЭР. 1974. Т. 62. № 6. С. 185—209.
3. Ветлинский В.Н. Автомобильные радиолокационные станции // Зарубежная радиоэлектроника. 1978. № 10. С. 51—70.
4. Stuchly S.S., Thansandote A., Mladek J., Townsend J. A Doppler radar velocity meter for agricultural tractors // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1978. V. 27. No. 1. P. 24—30.
5. Egawa A. A microwave Doppler radar velocity meter for construction machinery // SAE Technical Paper Series, 1982. No. 821083. 20 p.
6. Малорацкий Л.Г. Радарные измерители скорости машинно-тракторных агрегатов // Зарубежная радиоэлектроника. 1986. № 7. С. 84—91.
7. Григорин-Рябов В.В., Вериго А.М., Шелухин О.И., Шелухин В.И. Радиотехнические железнодорожные устройства. – М.: Транспорт, 1986. – 161 с.
8. Бузыкин В.Т., Веснин В.А., Красильников Ю.Л., Носков В.Я. Радиолокационный измеритель параметров движения на базе двухдиодного автодина. В сб.: Радиолокационные методы в научных исследованиях, народном хозяйстве и медицине. – Каменск-Уральский: УПКБ «Деталь», 1989. С. 97–99.
9. Использование радара для измерения пройденного пути и скорости // Железные дороги мира. 2000. № 10. С. 51—56.
10. 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.
11. Хаблов Д.В. Применение сверхвысокочастотных доплеровских датчиков перемещения в антиблокировочной тормозной системе // Измерительная техника. 2021. № 2. С. 43—48.
12. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Галеев Р.Г., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Пат. 2793338C1 (РФ). Способ и устройство радиолокационного измерения параметров движения наземного транспортного средства относительно подстилающей поверхности. Опубл. в Б.И., 2023. № 10.
13. Noskov V.Ya., Shaidurov K.D. Near-field modeling of the leaky-wave antenna // 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT). Yekaterinburg, Russia, 2020, 9117779, p. 277–280,
14. Noskov V., Ignatkov K., Korotkov A., Chechetkin V., Shaidurov K. Design of an Electrically Long Leaky Wave Antenna Based on a Substrate Integrated Waveguide for a 24 GHz Doppler Radar // 2022 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), 2022, (19-21 Sep. 2022), Yekaterinburg, Russia, 2022.

Основные погрешности доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна

[1] Богатырев Е. В., [2] Игнатков К. А. [2] Носков В. Я.

[1] *Сибирский федеральный университет*
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация
[2] *Уральский федеральный университет*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация: *Представлены результаты анализа основных погрешностей доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна. Показано, что одним из путей снижения погрешности является формирование однородного поля в раскрыве антенны, например, применением антенны вытекающей волны.*

1. Введение

Известный в радиолокации доплеровский эффект широко используется в измерениях скорости и пройденного пути автомобильных и железнодорожных транспортных средств, тракторов сельскохозяйственной и строительной техники [1–9]. Излучаемые под углом θ антенной бортового радиолокатора электромагнитные (ЭМ) волны с частотой f_0 отражаются от подстилающей поверхности со смещением частоты и попадают через антенну в приемник. Получаемая в нем разностная (доплеровская) частота $F_д$ определяет путевую скорость $V_{тс}$ движения транспортного средства:

$$V_{тс} = F_д c / 2 f_0 \cos\theta . \qquad (1)$$

Один период доплеровского сигнала (1) с частотой 24,125 ГГц и углом излучения 35° соответствует прохождению отрезка пути длиной 8 мм. Суммируя число периодов доплеровского сигнала, получают величину пройденного пути.

Цель работы – выполнить анализ основных составляющих погрешности доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна, связанных с поверхностно-неоднородным характером подстилающей поверхности, а также показать, что за счет формирования однородного ЭМ поля в раскрыве антенны имеется возможность повышения точности указанных измерений.

2. Анализ основных составляющих погрешности

Такие важные параметры, как точность и надежность измерения скорости и пройденного пути, определяются величиной и качеством отраженного сигнала, которые, в свою очередь, зависят от характеристик подстилающей поверхности, а также вида формируемого антенной ЭМ поля. Формируемый антенной луч ЭМ излучения не является строго параллельным и характеризуется некоторой расходимостью в вертикальной и горизонтальных плоскостях. Угловая расходимость луча приводит к разбросу доплеровских частот $F_{дi}$ отраженного сигнала, полученного от каждого i-го парциального элемента неоднородности подстилающей поверхности.

На выходе смесителя приемника формируется преобразованный сигнал в виде флуктуационного шума с эффективной шириной спектра $\Delta F_{фл}$, которая определяется выражением:

$$\Delta F_{фл} = 2\sigma_{F_{фл}} = 2V_{тс}[(\sin\theta / D_\theta) + (\Delta\beta / 4D_\beta)\cos\theta], \qquad (2)$$

где $\sigma_{F_{фл}}$ – стандартное отклонение от среднего значения флуктуационного шума доплеровской частоты; $V_{тс}$ – путевая скорость движения транспортного средства; $\Delta\theta$ – угловая ширина луча в вертикальной плоскости; $\Delta\beta$ – угловая ширина луча в горизонтальной плоскости; D_θ, D_β – раскрыв антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно.

Статистические вариации элементов отражающей поверхности дороги при движении транспортного средства порождают шумы сканирования. Эффективная ширина спектра шума сканирования для антенны с расходящимся лучом по углам θ и β описывается выражением:

$$\Delta F_{ск} = 2\sigma_{F_{ск}} = (f_0 V_{тс} / \pi c H)(D_\theta \sin^2\theta + D_\beta \sin^2\Delta\beta), \qquad (3)$$

где $\sigma_{F_{ск}}$ – стандартное отклонение от среднего значения спектра шума сканирования; H – высота установки антенны относительно дорожного полотна.

Обе эти компоненты $\Delta F_{фл}$ и $\Delta F_{ск}$ снижают точность измерения скорости даже в условиях однородной отражающей поверхности, например, полотна асфальтированной автомобильной дороги. Общее стандартное отклонение $\sigma_д$ с учетом значений шума (2) и (3) составляет [4]:

$$\sigma_д = \sqrt{\sigma^2_{F_{фл}} + \sigma^2_{F_{ск}}} . \quad (4)$$

Измерение скорости, в принципе, сводится к нахождению среднего значения доплеровской частоты $\hat{F}_д$ в пределах заданного интервала времени $T_{изм}$. При этом выражение для нормированного стандартного отклонения $\sigma_{д,T} / F_д$ измеренных значений имеет вид [1]:

$$\sigma_{д,T} / \hat{F}_д = (1 / \hat{F}_д)\sqrt{\sigma_д / T_{изм}} . \quad (5)$$

Как следует из (5), с увеличением мерного интервала $T_{изм}$ погрешность измерений уменьшается, при этом в пределе измеренное значение частоты $\hat{F}_д$ стремится к величине, которая соответствует центру тяжести спектра сигнала [4]. Одним из путей снижения погрешности является формирование однородного поля в раскрыве антенны, например, применением антенны вытекающей волны [10,11].

3. Заключение

В радиолокационных спидометрах для автомобилей и тракторов основные ошибки измерений, кроме указанных выше флуктуационных и сканирования, обусловлены также изменениями угла облучения поверхности вследствие тангажа и рыскания корпуса, качки и заноса, а также вертикальными вибрациями транспортного средства из-за неровностей дороги. Необходимо отметить, что ошибки из-за изменения угла облучения уменьшаются примерно на порядок при использовании двух радиолокационных спидометров, один из которых направлен по ходу, а другой против хода движения по схеме «Двуликий Янус».

В условиях железной дороги, влиянием изменений угла облучения поверхности можно пренебречь. При этом формирование доплеровского сигнала определяется особенностями строения верхнего уровня пути. От щебеночного балласта порождаемый сигнал имеет вид, характерный однородной поверхности. Однако неоднородности пути типа бетонных, стальных или деревянных шпал, а также элементы крепления к ним рельсов вызывают ярко выраженные максимумы в виде всплесков уровня отраженного излучения. Наличие рельсов, стальных шпал, мостовых металлоконструкций и прочих элементов в поле излучения антенны также усложняют радиолокационную картину подстилающей поверхности. Формируемый в данных условиях доплеровский сигнал имеет сложную структуру, которую при обработке сигналов в измерителях скорости высокой точности необходимо учитывать.

Одним из путей снижения погрешности является формирование однородного поля в раскрыве антенны, например, применением антенны вытекающей волны.

Список литературы

1. Hyltin T.M., Fuchser T.D., Tyson H.B., Regueiro W.R. Vehicular radar speedometer // Sae Paper, 1973. No. 730125. 36 p.
2. Гримс Д.М., Джонс Т.О. Автомобильный радиолокатор: краткий обзор // ТИИЭР. 1974. Т. 62. № 6. С. 185—209.
3. Ветлинский В.Н. Автомобильные радиолокационные станции // Зарубежная радиоэлектроника. 1978. № 10. С. 51—70.
4. Stuchly S.S., Thansandote A., Mladek J., Townsend J. A Doppler radar velocity meter for agricultural tractors // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1978. V. 27. No. 1. P. 24—30.
5. Egawa A. A microwave Doppler radar velocity meter for construction machinery // SAE Technical Paper Series, 1982. No. 821083. 20 p.
6. Малорацкий Л.Г. Радарные измерители скорости машинно-тракторных агрегатов // Зарубежная радиоэлектроника. 1986. № 7. С. 84—91.
7. Хаблов Д.В. Применение сверхвысокочастотных доплеровских датчиков перемещения в антиблокировочной тормозной системе // Измерительная техника. 2021. № 2. С. 43—48.
8. Григорин-Рябов В.В., Вериго А.М., Шелухин О.И., Шелухин В.И. Радиотехнические железнодорожные устройства. – М.: Транспорт, 1986. – 161 с.
9. Использование радара для измерения пройденного пути и скорости // Железные дороги мира. 2000. № 10. С. 51—56.
10. Noskov V.Ya., Shaidurov K.D. Near-field modeling of the leaky-wave antenna // 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT). Yekaterinburg, Russia, 2020, 9117779, p. 277–280,
11. Noskov V., Ignatkov K., Korotkov A., Chechetkin V., Shaidurov K. Design of an Electrically Long Leaky Wave Antenna Based on a Substrate Integrated Waveguide for a 24 GHz Doppler Radar // 2022 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), 2022, (19-21 Sep. 2022), Yekaterinburg, Russia, 2022.

Результаты натурного моделирования работы доплеровского измерителя параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна с антенной вытекающей волны

[1] Богатырев Е. В., [2] Игнатков К. А. [2] Носков В. Я.
[1] *Сибирский федеральный университет*
г. Красноярск, 660041, Российская Федерация
[2] *Уральский федеральный университет*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.y.noskov@urfu.ru

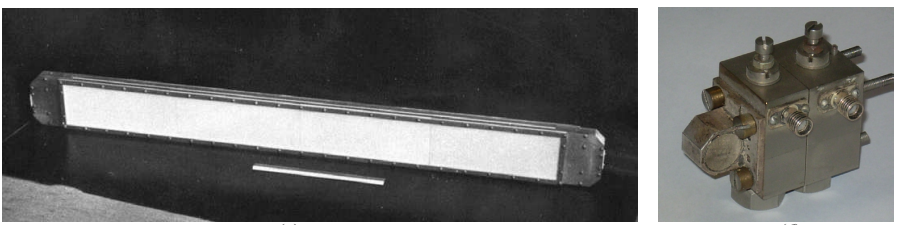
Аннотация: *Представлены результаты натурного моделирования работы доплеровского измерителя параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна, выполненного с антенной вытекающей волны. Показано, что предложенный принцип формирования однородного поля в раскрыве антенны благодаря применению антенны вытекающей волны обеспечивает повышение точности и надежности измерения параметров движения, таких как скорости, пройденного пути и направления перемещения.*

1. Введение

В работе [1] выполнен анализ основных составляющих погрешности измерения скорости транспортных средств (ТС) с помощью доплеровского измерителя параметров движения (ДИПД). В работах [2,3] представлено описание структурной схемы и принципа действия ДИПД, реализующего предложенные в [4] способ и устройство радиолокационного измерения параметров движения наземного ТС относительно подстилающей поверхности. В настоящей работе представлены результаты натурного моделирования функционирования макета ДИПД, выполненного на базе планарной антенны дифракционного излучения 8-мм диапазона и автодинного ДПП на основе двух связанных СВЧ генераторов на диодах Ганна, подтвердившие осуществимость предложенной идеи.

2. Описание макета ДИПД и результатов моделирования

Предлагаемый метод был реализован в виде действующего макета ДИПД, предназначенного для системы автоматизированного управления железнодорожным локомотивом. Устройство выполнено на основе планарной антенны (см. рис. 1,*а*) дифракционного излучения 8-мм диапазона с активной поверхностью 100×1000мм [5] и автодинного ДПП на основе двух связанных СВЧ генераторов на диодах Ганна (см. рис. 1,*б*) [6]. Частота генерации 37,5 ГГц автодинного ДПП стабилизирована дополнительным высокодобротным резонатором, связанным с рабочим резонатором по схеме на отражение с резистивной связью [7]. Резонатор изготовлен из суперинвара, работает на волне H_{011}, имеет собственную добротность порядка 5×10^3. Регистрация квадратурных доплеровских сигналов производилась в цепи питания СВЧ генераторов посредством электронных схем, выполненных на основе двух операционных усилителей и транзистора [8]. Потенциал ДПП в полосе доплеровских частот $0,05...20$ кГц получен порядка $85…90$ дБ. Полотно антенны ДИПД устанавливалось под днищем автомобильного прицепа на высоте 0,3 м от уровня дороги. Угол излучения антенны составляет 45°.

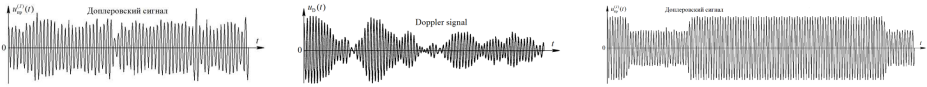


(*а*) (*б*)

Рис. 1. Внешний вид планарной антенны (*а*) дифракционного излучения и автодинного ДПП (*б*), выполненного на основе двух связанных СВЧ генераторов на диодах Ганна

Характерный фрагмент записи сигнала, полученного при движении автомобиля с прицепом по грунтовой дороге со скоростью 30 км/ч (по спидометру), представлен на рис. 2,*а*. Из записи видно,

что сигнал подвержен амплитудным флуктуациям глубиной до 50%, но при этом его частота остается практически постоянной.



(*а*) (*б*) (*в*)

Рис. 2. Записи доплеровских сигналов, полученных от грунтовой дороги (*а*), пахоты (б) и моделируемого участка (*в*) с периодическими неоднородностями

На рис. 2,*б* представлен для сравнения типичный для антенн с расходящимся лучом фрагмент доплеровского сигнала, приведенного в [9] на фиг. 7. Частота излучения альтернативного измерителя скорости составляет 24,1 ГГц, угол наклона луча 30°, его ширина расхождения 10°. Сигнал получен для обычной поверхности земли при движении трактора со скоростью около 1 км/ч. Запись сигнала полностью соответствует явлениям, которые сопровождают разброс доплеровских частот. Этот разброс вызывает не только ошибку измерения скорости, но также изменения амплитуды (так называемые, замирания) доплеровского сигнала и затрудняет измерения скорости.

На рис. 2,*в* представлен фрагмент записи доплеровского сигнала, полученного от поверхности дороги, имитирующей наличие периодических неоднородностей. На участке дороги поперек пути движения автомобиля с интервалом 0,55 м были прикопаны заподлицо полками вверх несколько отрезков стального П-образного швеллера 100х50 мм. Из записи видно, что амплитуда сигнала периодически меняется. На участках с пониженной амплитудой сигнала в поле излучения антенны находился один швеллер. На участке, где амплитуда возрастает примерно в полтора раза, в поле излучения антенны находились одновременно два швеллера.

3. Заключение

Полученные результаты подтвердили описанную выше гипотезу о работоспособности предлагаемого устройства на железнодорожном мосту с просветами между шпалами. Необходимо отметить значительное увеличение амплитуды сигналов в данном случае по сравнению со случаем отсутствия швеллеров на дороге, что уменьшает влияние собственных шумов устройства на точность измерения скорости. Этими результатами эксперимента подтверждается также достижение цели известного устройства [10] – повышение надежности измерения скорости при использовании сигналов, полученных от шпал железнодорожного пути.

В заключение отметим, что новые возможности предлагаемого ДИПД позволяют создать прецизионные измерители параметров движения, которые весьма востребованы в последнее время на автомобильном и железнодорожном транспорте в связи с активным развитием беспилотных и высокоскоростных технологий.

Список литературы

1. Богатырев Е.В., Игнатков К.А., Носков В.Я. Основные погрешности доплеровских измерителей скорости движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна (см. настоящий сборник).
2. Богатырев Е.В., Игнатков К.А. Носков В.Я. Доплеровский измеритель параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна с антенной вытекающей волны (см. настоящий сборник).
3. Богатырев Е.В., Игнатков К.А. Носков В.Я. Принцип действия доплеровского измерителя параметров движения наземных транспортных средств относительно дорожного полотна с антенной вытекающей волны (см. настоящий сборник).
4. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Галеев Р.Г., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Пат. 2793338С1 (РФ). Способ и устройство радиолокационного измерения параметров движения наземного транспортного средства относительно подстилающей поверхности. Опубл. в Б.И., 2023. № 10.
5. Евдокимов А.П., Крыжановский В.В., Сиренко Ю.К. Планарная антенна дифракционного излучения КВЧ-диапазона // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. № 6. С. 53–60.
6. Носков В.Я. Двухдиодный автодинный приёмопередатчик // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 4. С. 65–70.
7. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 8. Автодины со стабилизацией частоты внешним высокодобротным резонатором // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 12. С. 3–42.
8. Носков В.Я., Смольский С.М., Игнатков К.А. и др. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 11. Основы реализации автодинов. Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 2. С. 5–33.
9. Egawa A. A microwave Doppler radar velocity meter for construction machinery // SAE Technical Paper Series, 1982. No. 821083. 20 p.
10. Использование радара для измерения пройденного пути и скорости // Железные дороги мира. 2000. № 10. С. 51–56.

Применение птихографии для задач ТГц визуализации[1]

Бердюгин А. И., Бадьин А. В., Дорожкин К.В., Перевалов А. В., Пидотова Д. А.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, просп. Ленина, 36, Российская Федерация
a.berdyugin@mail.tsu.ru

Аннотация: *Предлагается новый метод терагерцовой визуализации с использованием птихографических способов получения изображений. В основе метода заложен итеративный алгоритм extended ptychographical iterative engine (ePIE) обработки зафиксированных изображений. В докладе показана осевая схема способа визуализации на основе птихографии и описаны основные элементы автоматизированной установки.*

1. Введение

В последние годы большое развитие получили методы фазово-контрастной оптики. Они позволяют получить представление не только об интенсивности излучения, освещающего объект, но и узнать его волновые параметры (фазу и амплитуду) [1]. Наиболее развитыми из них являются голография и птихография. Первый метод заключается в регистрации интерференции двух волн: опорной волны (волны источника) и волны, взаимодействовавшей с объектом. Впоследствии, при повторном освещении полученного распределения интенсивности (голограммы) опорной волной на месте предмета появляется его изображение [2]. Обычно, эту процедуру выполняют на ЭВМ при помощи алгоритмов цифровой голографии. Описанный метод позволяет получить изображение объекта целиком, записав единственную интерференционную картину, однако он имеет ряд ограничений: область зрения ограничена областью плоскостности фазового фронта опорной волны и однородностью её амплитуды, а установки визуализации требуют точной юстировки.

2. Теория

Птихография, в свою очередь, способна избавить исследователя от ряда данных недостатков. Центральная идея данного метода [3] заключается во введении первоначально полностью или частично известного источника излучения (как правило, это поле произвольного излучателя, ограниченного диафрагмой), при помощи которого производится поочерёдное сканирование (рис. 1) объекта с существенным перекрытием (более 60%). На некотором расстоянии от объекта должен располагаться детектор, регистрирующий дифракционную картину излучения, провзаимодействовавшего с объектом. Для извлечения информации о предмете исследования, очевидно, полученные изображения необходимо подвергнуть пост-обработке. Данную операцию возможно выполнить при помощи алгоритмов двух типов [4]: итеративных и параллельных. Метод extended ptychographical iterative engine (ePIE) относится к первой группе и позволяет по заданным начальным приближениям зондирующей волны и объектной функции последовательно получить комплексное изображение объекта. Основные этапы метода ePIE выражаются при помощи формул (1-5) [5]. В начале j-ой итерации алгоритма рассчитывается выходная волна по текущим значениям O_j и P_j:

$$f_j(\mathbf{r}) = O_j(\mathbf{r}) P_j(\mathbf{r} - \mathbf{r}_j^{'}) \tag{1}$$

где f_i – электромагнитное поле (далее поле), прошедшее через диафрагму и провзаимодействовавшее с образцом (выходная волна), P_i – j-ое уточнение распределения амплитуды и фазы поля диафрагмы на поверхности объекта (зондирующая волна), O_i – j-ое уточнение распределения функции, искажающей амплитуду и фазу поля зондирующей волны (объектная функция), $\mathbf{r}$ – радиус-вектор точки в плоскости объекта, $\mathbf{r}_i$ – радиус-вектор j-го смещения диафрагмы, j – порядковый номер итерации алгоритма. Далее по известным экспериментальным данными производится расчёт скорректированной выходной волны. Стоит заметить, в формуле (2) распространение волны от предмета до детектора (и обратно) приближено рассчитывается при помощи преобразования Фурье.

$$f_j^{'}(\mathbf{r}) = F^{-1}\left[\sqrt{I_j(\mathbf{u})}\frac{F\left[f_j(\mathbf{r})\right]}{\left|F\left[f_j(\mathbf{r})\right]\right|}\right] \tag{2}$$

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, проект № 23-29-00895.

где f'_i – скорректированная выходная волна, F^{-1} – обратное преобразование Фурье, I_i – j-ая записанная детектором дифракционная картина, **u** – радиус-вектор точки в плоскости детектора, F – преобразование Фурье. Обновлённые значения функций O_{i+1} и P_{i+1} рассчитывается по разности между скорректированной и нескорректированной выходными волнами:

$$O_{j+1}(\mathbf{r}) = O_j(\mathbf{r}) + \alpha \frac{P_j^*(\mathbf{r}-\mathbf{r}_j')}{\left|P_j'(\mathbf{r}-\mathbf{r}_j')\right|^2_{\max}}(f_j'(\mathbf{r}) - f_j(\mathbf{r})) \tag{3}$$

где α – константа порядка единицы, определяющая скорость изменения объектной функции.

$$P_{j+1}(\mathbf{r}) = P_j(\mathbf{r}) + \beta \frac{O_j^*(\mathbf{r}-\mathbf{r}_j')}{\left|O_j(\mathbf{r}-\mathbf{r}_j')\right|^2_{\max}}(f_j'(\mathbf{r}) - f_j(\mathbf{r})) \tag{4}$$

где β – константа порядка единицы, определяющая скорость изменения зондирующей волны.

$$\begin{aligned} O_1(\mathbf{r}) &= O_0(\mathbf{r}) \\ P_1(\mathbf{r}) &= P_0(\mathbf{r}) \end{aligned} \tag{5}$$

Начальное приближение объектной функции выбирают соответствующее свободному пространству, а начальное приближение зондирующей функции выбирают согласно форме и размерам используемой диафрагмы.

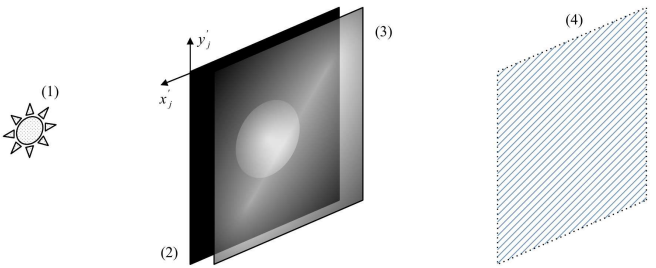


Рис. 1. Осевая схема ТГц птихографа: 1) источник излучения; 2) диафрагма; 3) исследуемый объект; 4) приемник (сканер)

Управление механизацией в плоскости диафрагмы и плоскости сканирования необходимо осуществлять в автоматизированном режиме с целью исключения человеческого фактора, а также для снижения времени наработки оборудования, используемого в процессе исследования для генерации, распространения и детектирования ТГц излучения.

3. Заключение

Предложена новая автоматизированная система ТГц визуализации на основе птихографии. Она позволяет получить больше сведений об электромагнитном отклике, прошедшего через объект исследования, что даёт возможность оценить амплитудно-фазовое распределение излучения с целью анализа степени неоднородности исследуемого объекта, скрытых включений и поверхностных дефектов. Метод может быть использован для усовершенствования технологии изготовления композиционных материалов.

Список литературы

1. Zhou S. A., Brahme A. Development of phase-contrast X-ray imaging techniques and potential medical applications // Physica Medica. 2008. Vol. 24, No. 3, P 129-148.
2. Perevalov A. V., Berdyugin, A. I., Badin, A. V., Dorozhkin, K. V., Minin, I. N., Cherkashin, M. A. Method of Reconstructing Object Images in Continuous Wave Terahertz Holography for Defectoscopy of Composites // Russian Physics Journal. 2023. Vol. 66, No. 6, P. 671—676.
3. Попов Н. Л. и др. Волновой пакет в фазовой проблеме оптики и птихографии // Успехи физических наук. 2020. Т. 190., №. 8., С. 820-828.
4. Enders B., Thibault P. A computational framework for ptychographic reconstructions // Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 2016. Vol. 472., No. 2196, P. 20160640.
5. Maiden A. M., Rodenburg J. M. An improved ptychographical phase retrieval algorithm for diffractive imaging // Ultramicroscopy. 2009. Vol. 109, No. 10, P. 1256-1262.

Макет системы построения изображения в радиосвете на основе корреляционной обработки сигнала [1]

[1] Петросян М. М., [1] Рыжов А. И.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, ул. Моховая, 11, корп. 7, Российская Федерация
mef.box@gmail.com

Аннотация: *Задачей работы является создание системы построения двумерных изображений в радиосвете на основе корреляционного приёма, где под радиосветом понимается сверхширокополосное шумоподобное микроволновое излучение. Получены изображения источников радиосвета, а также показано, что предложенный макет системы построения изображений позволяет наблюдать объекты с разницей в уровне излучения до 12 дБ.*

1. Введение

В работе рассматривается способ получения изображений в микроволновом диапазоне, который основывается на использовании радиосвета [1]. Радиосвет представляет собой сверхширокополосное шумоподобное микроволновое излучение, обладающее по аналогии со светом в видимом диапазоне свойством некогерентности. Это позволяет размещать в области интереса несколько источников излучения — ламп радиосвета — и по отражению их излучения от различных объектов получать информацию об окружающем пространстве. Ранее были проведены исследования, касающиеся генерации [1] радиосвета, создания приёмного элемента [2], получения изображений объектов внутри помещения, освещённого радиосветом [3], а также использования многолучевой системы приёма на основе линзы Ротмана [4]. Эти работы были направлены на поиск решения, которое позволило бы ускорить процесс получения изображений, отойдя от пути механического сканирования, но при этом сохранив по возможности компактность и масштабируемость.

Так в работе [5] был предложен способ построения изображения в радиосвете на основе корреляционной обработки сигнала и а также его физическая реализация для одномерного случая. Настоящая работа является её прямым продолжением, и здесь решается вопрос создания макета системы построения двумерных изображений в радиосвете.

2. Метод построения изображений

Пусть $S_{лn}$ - сигнал, генерируемый лампой радиосвета с номером n (всего N ламп). Тогда для сигнала на приёмной антенне с номером M получим:

$$S_{AM}(t) = \sum_{n=1}^{N} S_{Лn}\left(t - \tau_{AMЛn}\right) \tag{1}$$

где $\tau_{AMЛn}$ - задержка при распространении сигнала от лампы с номером n до антенны с номером M. Для того, чтобы вычислительно эффективно формировать задержки между сигналами равные $\tau_{\varphi,\theta}$ (здесь осуществляется переход к полярным координатам для задержек $\tau_{AMЛn}$) и произвести перемножение с усреднением, применяется теорема Парсеваля и свойство Фурье преобразования. В результате для дискретного случая корреляция сигналов, поступающих с пары антенн i и j для заданной точки пространства, будет иметь вид:

$$R_{ij}(\varphi,\theta) = \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1} s_{Ai}(k)\overline{s_{Aj}\left(k+\tau_{\varphi,\theta}\right)} = \frac{1}{K^2}\sum_{n=0}^{K-1} S_{Ai}(n)\overline{S_{Aj}(n)}e^{i\frac{2\pi}{K}n\tau_{\varphi,\theta}} \tag{2}$$

где K – уровень накопления сигнала, n – номер отсчета в Фурье пространстве. Это действие производится для всех пар антенн. Затем рассчитывается итоговое значение для интенсивности в точке на изображении как среднее геометрической значение от полученных откликов для всех пар антенн:

$$I(\varphi,\theta) = \left(\prod_{i,j} R_{ij}(\varphi,\theta)\right)^{\frac{1}{P}}. \tag{3}$$

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 23-29-00070).

Наконец, разным значениям интенсивности ставились в соответствие различные цвета согласно шкале изменения цвета (она приводится на изображениях).

3. Полученные результаты

Был создан макет системы построения изображений в радиосвете на основе корреляционного приёма. В макете по результатам предварительного моделирования было решено использовать 4 канала на приёме. В ходе проведения измерений уровень затухания излучаемого сигнала на одной из ламп радиосвета менялся в диапазоне от 0 до 15 дБ, в то время как мощность второго источника излучения была постоянной. На рис. 1. Можно видеть примеры полученных изображений для случаев затухания на 0 дБ, 6 дБ, 12 дБ, а также для случая отсутствия второго источника излучения.

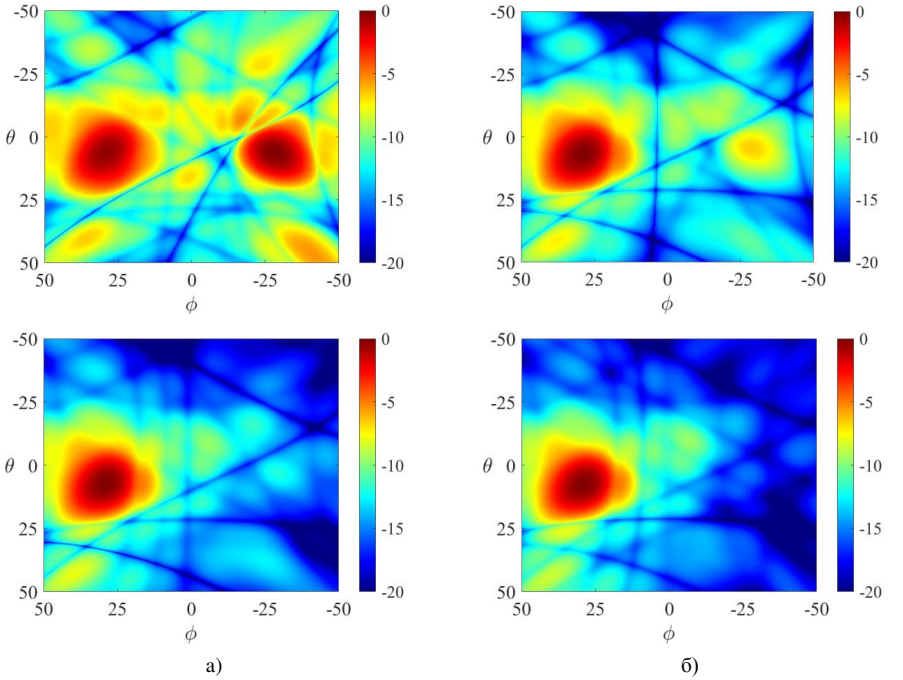


Рис. 1. Полученные изображения при проведении эксперимента с реальными лампами радиосвета при ослаблении сигнала правой лампы относительно левой на: а) 0 дБ; б) 6 дБ; в) 12 дБ; г) второй источник отсутствует.

3. Заключение

В работе рассмотрено решение задачи построения двумерных изображений в радиосвете при использовании метода корреляционного приёма с пространственным разрешением. Показано, что предложенный макет системы построения изображений на основе корреляционного приёма позволяет наблюдать на изображении объекты с разницей в уровне излучения до 12 дБ.

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. V. 61. № 11. P. 1259. DOI: 10.1134/S1064226916110024.
2. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В. и др. Ячейка приёмника радиосвета // РЭ. 2018. Т. 63. № 9. С. 1. DOI: 10.1134/S0033849418090085.
3. Дмитриев А.С., Ицков В.В., Петросян М.М. и др. Искусственное радиоосвещение в закрытом пространстве // РЭ. 2019. Т. 64. № 9. С. 916. DOI: 10.1134/S0033849419080047.
4. Дмитриев А.С., Петросян М.М., Рыжов А.И. Экспериментальная модель многолучевого устройства для наблюдения в радиосвете // Письма в ЖТФ. 2021. т. 47, № 12. С. 38-41.
5. Petrosyan M.M., Ryzhov A.I. Correlation-Based Reception Method of Radio Light with Spatial Resolution and its Implementation // J. Commun. Technol. Electron., 2023, Vol. 68, No. 9, pp. 1015–1023. DOI: 10.1134/S106422692309022X.

Использование фазового рассеяния сигналов для уменьшения нелинейных искажений в импульсных сверхширокополосных приемниках [1]

[1, 2] Семенов Э. В., [1, 2] Фатеев А. В., [1, 2] Полторыхин К. М., [1, 2] Березин А. А.

[1] *Институт сильноточной электроники СО РАН*
г. Томск, 634055, пр. Академический, 2/3, Российская Федерация
edwardsemyonov@narod.ru
[2] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, пр. Ленина, 40, Российская Федерация

Аннотация: *Рассмотрен способ уменьшения нелинейных искажений импульсных сигналов в сверхширокополосных приемных устройствах. Способ состоит в том, что принимаемый сигнал пропускают через фазовый фильтр (отдельный или совмещенный с приемной антенной). За счет этого амплитуда импульса уменьшается без изменения его энергии, что ведет к уменьшению нелинейных искажений сигнала в приемнике. Исходная форма импульсного сигнала может быть восстановлена при его цифровой обработке. Указанный фильтр по назначению аналогичен частотному преселектору в узкополосных приемниках и способен, например, существенно улучшить чувствительность нелинейных видеоимпульсных локаторов.*

1. Введение

В настоящее время активизируется развитие различных радиоизмерительных систем, использующих наблюдение за нелинейным преобразованием импульсных сверхширокополосных (СШП) сигналов. Можно упомянуть системы нелинейной видеоимпульсной локации [1], диагностические системы [2], нелинейные измерители характеристик цепей основной полосы частот [3]. Чувствительность систем обнаружения и систематическая погрешность в измерительных системах ограничиваются собственными нелинейными искажениями сигналов в приемном устройстве (нет никакого способа отличить их от проявления нелинейных свойств исследуемого объекта).

В классических радиоприемниках перегрузка (нелинейность) уменьшается за счет применения частотного преселектора на входе приемника. В СШП системах принимаемый сигнал невозможно отделить по частотному признаку, поэтому нужны другие подходы к уменьшению нелинейных искажений в приемнике. Среди возможных способов уже рассмотрены применение коррекции собственной нелинейности приемника [4] и выработка сигнала, имитирующего принимаемый, который далее складывается в противофазе с ним, что уменьшает уровень сигнала на входе приемника [5]. Эффективность работы этих методов напрямую зависит от качества моделирования либо приемника, либо входного сигнала, поэтому на практике эффект оказывается не всегда достаточным.

В большинстве СШП систем тестовые сигналы носят импульсный характер, т.е. их энергия сконцентрирована во времени с большими паузами между импульсами. Не изменяя энергию такого сигнала, можно значительно рассеять его по времени (линейным преобразованием). Это дает существенное уменьшение его амплитуды, что ведет к уменьшению нелинейности (перегрузки) приемника. Такой подход к уменьшению нелинейных искажений в приемнике и рассматривается далее.

2. Технические аспекты и эффективность предложенного способа

Упомянутый «рассеиватель» импульсного сигнала должен располагаться до первого активного каскада на входе приемника. Этот преобразователь должен быть линейной цепью, чтобы не вносить собственных нелинейных искажений в сигнал. На амплитудный спектр сигнала он действовать не должен, чтобы не ухудшать отношение сигнал-шум на входе приемника. Легко приходим к выводу, что данная цепь должна обладать свойствами фазовых фильтров [6].

Конструкций фазовых фильтров известно много, как на элементах с сосредоточенными параметрами, так и на связанных линиях. Однако замечательно, что свойством фазового фильтра по отношению к принимаемым сигналам могут обладать и некоторые разновидности антенн. Для этого их фазовый центр должен располагаться в разных местах при регистрации разных частотных групп сигнала. Обычно в сверхширокополосных системах данный эффект рассматривается как вредный, поскольку приводит к сильным искажениям формы сигнала. Однако в данном случае это свойство ан-

[1] Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FWRM-2024-0001).

тенны обеспечивает разнесение частотных групп сверхширокополосного сигнала во времени с формированием ЛЧМ-подобного сигнала из входного короткоимпульсного сигнала.

Мы провели ряд физических и вычислительных экспериментов. Измерялись *S*-параметры системы из двух антенн, разнесенных на расстояние 2.5 м. В качестве передающей использовалась антенна типа «улитка» [7], в качестве приемной – либо антенна «улитка» (стабильный фазовый центр), либо логопериодическая антенна (ЛПА, скользящий фазовый центр). Затем на вход четырехполюсника, описываемого системой *S*-параметров, (вход передающей антенны) подавалась производная импульса Гаусса (моноцикл) длительностью 0.73 нс. Выходные сигналы четырехполюсника (выходные сигналы приемных антенн) приведены на рис. 1, *а*. Сигнал ЛПА по амплитуде в 2.7 раза меньше выходного сигнала «улитки» (импульсы нормированы так, чтобы их энергия была одинаковой).

Представленные на рис. 1, *а* сигналы пропускались через модель осциллографа Pico Technology 9301-15 в виде его амплитудной характеристики. Затем определялись нелинейные искажения сигналов на выходе осциллографа (т.е. оцифрованных). Результат приведен на рис. 1, *б*. Для окончательного сопоставления нелинейных искажений сигнал логопериодической антенны «свернут» до короткого импульса, соответствующего форме сигнала на выходе антенны «улитка». Нелинейные искажения сигналов составляют: 1.1% (антенна «улитка») и 0.55% (логопериодическая антенна). Т.е. предложенный способ позволил уменьшить нелинейные искажения сигналов в приемнике вдвое.

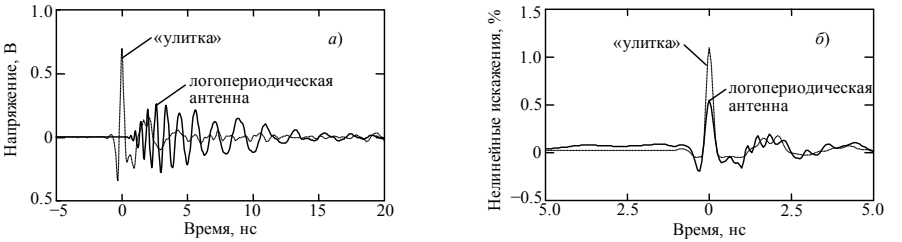


Рис. 1. Сигналы на выходах приемных антенн «улитка» и логопериодической антенны при подаче на передающую антенну моноцикла длительностью 0.73 нс (*а*) и нелинейные искажения этих сигналов осциллографом Pico Technology 9301-15 (*б*)

3. Заключение

Показано, что применение предварительной линейной фильтрации сигналов перед первым активным каскадом СШП приемника позволяет уменьшить нелинейные искажения короткоимпульсных сигналов в нем. Такой фильтр в определенном смысле аналогичен преселектору в узкополосных приемниках. Требованиям к данному фильтру примерно соответствуют фазовые фильтры. Такой фильтр можно либо выполнить в виде отдельного устройства, либо так сформировать антенну, чтобы она выполняла роль фазового фильтра. Расчетно-экспериментальным методом показано, что при передаче через систему «передающая антенна – среда – приемная антенна» моноцикла длительностью 0.73 нс (частота максимума амплитудного спектра 1.1 ГГц) использование антенны со свойствами фазового фильтра (логопериодической) позволяет вдвое уменьшить нелинейные искажения сигналов при их регистрации стробоскопическим осциллографом Pico Technology 9301-15.

Список литературы

1. Semyonov E.V., Fateev A.V., Nazarov M.A., Berezin A.A. Modeling and Experimental Study of the Nonlinear Baseband Pulse Radar Prototype // Proc. of Int. conf. “Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves” (RSEMW) (Divnomorskoe, Russia, June 26–30, 2023). 4 p.
2. Hienonen S., Golikov V., Vainikainen P., and Räisänen A.V. Nearfield Scanner for the Detection of Passive Intermodulation Sources in Base Station Antennas // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. 2004. Vol. 46. No. 4. P. 661–667.
3. Семенов Э.В., Назаров М.А. Характериограф нелинейных элементов и устройств, работающих в видеоимпульсном режиме. В сб. тезисов докладов научной конференции «ЭКБ и микроэлектронные модули» российского форума «Микроэлектроника 2023» (Сочи, 2–2 окт. 2023 г.).
4. Байкалова А.Е., Семенов Э. В. Увеличение динамического диапазона приемной системы нелинейного видеоимпульсного локатора. В сб. : 25-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» – КрыМиКо’2015 (Севастополь, 11–17 сент. 2022 г.). 2022. С. 241–242.
5. Назаров М.А., Семенов Э.В. Пат. 2806802 (РФ). Способ расширения динамического диапазона приемника. Опубл. в Б. И., 2023. № 31.
6. Семенов Э.В. Фазовая обработка в задачах формирования, передачи и исследования искажений сверхширокополосных сигналов. Томск : Изд-во Том. ун-та, 2007. 122 с.
7. Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Кошелев В.И., Плиско В.В. О возможности расширения полосы пропускания малогабаритных излучателей // Радиотехника и электроника. 1999. Т.44. № 2. С.178-184.

Определение параметров жидкости с помощью резонатора с поперечным электрическим полем [1]

[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: *Представлен метод определения параметров непроводящих жидкостей с использованием резонатора с поперечным электрическим полем из керамики ЦТС-19 и его эквивалентной схемы. Найдены параметры эквивалентной схемы для свободного пьезоэлектрического резонатора. Измерены частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора, нагруженного образцами жидкости с различной вязкостью и диэлектрической проницаемостью. В результате фиттинга теоретических частотных зависимостей реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора, нагруженного жидкостью к измеренным зависимостям, были построены зависимость диэлектрической проницаемости жидкости от дополнительной емкости и зависимость поперечной вязкости от мнимой части механического импеданса жидкостной нагрузки. Полученные зависимости можно использовать как калибровочные кривые для определения диэлектрической проницаемости и вязкости жидкости.*

1. Введение

Внимание разработчиков датчиков жидкости привлекают пьезоэлектрические резонаторы с поперечным возбуждающим электрическим полем [1-5]. Электроды таких резонаторов расположены на одной стороне пластины, а в пространстве между ними распространяется акустическая волна, многократно отражаясь между сторонами пластины. Такая конструкция удобна для разработки жидкостных датчиков, так как контейнер с жидкостью и электроды резонаторов расположены по разные стороны пьезоэлектрической пластины. Кроме того, параметры таких резонаторов зависят не только от изменения механических свойств контактирующей среды, но и от изменения ее электрических свойств. Ранее авторами статьи были созданы датчики жидкости на основе резонатора с поперечным электрическим полем, которые реагируют на изменение вязкости и электропроводности контактирующей жидкости, а также на изменение диэлектрической проницаемости [2-5]. Была также показана возможность использовать простейшую эквивалентную схему для описания влияния проводимости жидкости на реальную часть электрического импеданса резонатора [2]. Однако в литературе практически отсутствуют статьи, в которых описаны методы раздельного определения механических и электрических параметров контактирующей жидкости акустическими датчиками. В данной работе проведен теоретический анализ на основе метода эквивалентных схем, который позволил разработать метод раздельного определения вязкости, модуля упругости и диэлектрической проницаемости жидкости, контактирующей с поверхностью резонатора с поперечным электрическим полем из керамики ЦТС-19.

2. Методика эксперимента и полученные результаты

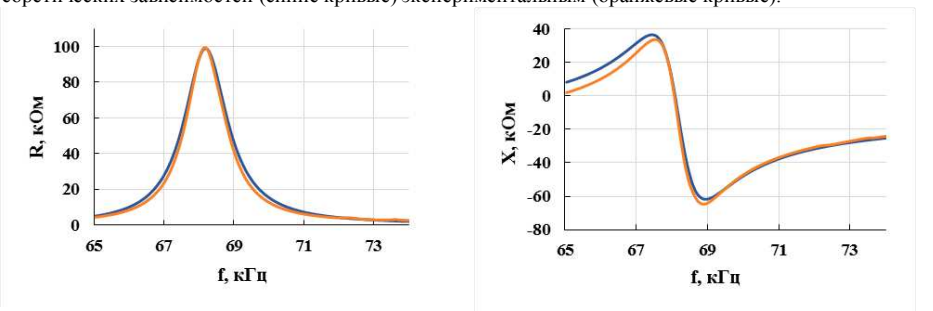
Исследовали резонатор с поперечным электрическим полем на основе пластины из керамики ЦТС-19. Одна сторона пластины была покрыта алюминиевой пленкой с зазором в центре шириной 4 мм, т.е. обе половины покрытия служили электродами. На другой стороне пластины был установлен жидкостный контейнер объемом 12 мл.

Резонатор подключали к анализатору импедансов E4990A (Keysight Technologies), и измеряли частотные зависимости реальной R и мнимой X частей электрического импеданса датчика. Для определения параметров эквивалентной схемы свободного и нагруженного жидкостью резонатора использовали универсальную электромеханическую схему Мэзона [5]. Значения параметров эквивалентной схемы резонатора находили по измеренным частотным зависимостям реальной R и мнимой X частей электрического импеданса путем подгонки теоретических зависимостей к экспериментальным с использованием метода наименьших квадратов [6]. В качестве подгоночных параметров использовали C_0, h, C_{55}, $\eta_{эфф}$ и S. Здесь C_0 – емкость резонатора, C_{55} –модуль упругости, S – апертура акустической волны, $\eta_{эфф}$ – эффективная вязкость, h – отношение пьезоконстанты к диэлектрической проницаемости. Модуль упругости C_{55} соответствует поперечной акустической волне, а эффективная

[1] Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант № 23-22-00134.

вязкость учитывает все потери в резонаторе. Для определения параметров жидкости к универсальной схеме Мэзона [5] были добавлены элементы, соответствующие контактирующей жидкости: Z_3, C_p и G_p. Здесь Z_3 – механический импеданс контактирующей жидкости, C_p – часть емкости резонатора, связанная с диэлектрической проницаемостью жидкости, параметр G_p – электропроводность резонатора, связанная с конечной проводимостью жидкости.

Был проведен фиттинг теоретических зависимостей реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора, нагруженного смесями «вода – изопропиловый спирт» и «вода-глицерин» с разным процентным содержанием спирта и глицерина к экспериментальным зависимостям. Для всех смесей фиттинг оказался вполне качественным. В подтверждение этому на рис. 1 приведены частотные зависимости реальной (рис. 1а) и мнимой (рис. 1б) частей электрического импеданса резонатора, нагруженного чистым глицерином. Видно хорошее соответствие полученных в результате фиттинга теоретических зависимостей (синие кривые) экспериментальным (оранжевые кривые).



а) б)

Рис. 1. Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей электрического импеданса резонатора из керамика ЦТС-19, нагруженного глицерином. Оранжевая кривая – эксперимент, синяя кривая – результат фиттинга.

В результате фиттинга теоретических частотных зависимостей реальной и мнимой частей электрического импеданса резонатора, нагруженного смесью «вода – изопропиловый спирт», к измеренным зависимостям была построена зависимость диэлектрической проницаемости жидкости от дополнительной емкости C_p (определена из схемы Мэзона). Она может служить калибровочной кривой для определения диэлектрической проницаемости. Также построена зависимость поперечной вязкости жидкости от мнимой части механического импеданса жидкостной нагрузки $\mathrm{Im}Z_3$ (определена из схемы Мэзона), которую можно использовать как калибровочную кривую для определения вязкости.

3. Заключение

Проведенные исследования показали, что разработанный метод на основе схемы Мэзона позволяет определять модуль упругости, вязкость и диэлектрическую проницаемость контактирующей жидкости с помощью пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем.

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. Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A. Influence of the conductivity of a liquid contacting with a lateral electric field excited resonator based on PZT ceramics on its characteristics // Ultrasonics. 2020. Vol. 102. P. 106059.
3. Ma T., Wang J., Du J., Yuan L., Qian Z., Zhang Z., Zhang C. Lateral-field-excited bulk acoustic wave sensors on langasite working on different operation modes // IEEE Trans. on Ultras., Ferroel., and Freq. Contr. 2013. Vol. 60. No. 4. P. 864–867.
4. 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.
5. D. Royer, E. Dieulesaint Elastic waves in solids II. Generation, acousto-optic interaction, applications. Springer-Verlag Berlin Heidelberg Ney York. 1999.
6. Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., and Shikhabudinov A.M. Elastic and viscosity properties of nanocomposite films based on low – density polyethylene // IEEE Trans. on Ultras. Ferroel. Freq. Contr. 2010. Vol. 57. No. 9. P. 2099 – 2102.

СВЧ доплеровские датчики скорости в системе автономного управления на транспорте

Хаблов Д.В.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
г. Москва, 117997, Профсоюзная 65, Российская Федерация
dkhablov@mail.ru

Аннотация: *Предлагается прямой метод измерения вектора мгновенной скорости колесного транспортного средства и кривизны траектории. Задача реализуется с помощью двух микроволновых датчиков продольной скорости задних колес автомобиля. Полученные данные используются для расчета параметров движения транспортного средства, необходимых для автономного управления – продольной и поперечной скорости, угла рыскания и кривизны траектории. Описываются особенности применения метода в системах управления для автономного следования беспилотного транспорта по заданному маршруту, безопасному движению автомобиля на трассе и автономному выполнению ряда конкретных маневров.*

1. Введение

Широкое развитие беспилотного колесного транспорта в современном мире охватило повсеместно все возможные сферы его применения – от транспортных грузовых платформ на производстве и на складах, до управления автомобилем. Они используются как в качестве полностью роботизированных беспилотных комплексов, так и в системах помощи водителю для облегчения его труда и повышения безопасности движения. В системе управления обычно используются контроллеры на основе модулей прогнозируемого управления (МПУ), проектируемые для конкретных задач [1]. Это – следование по заранее заданному маршруту на основе путевых точек, удержание автомобиля на полосе, объезд препятствий, парковка, круиз-контроль и т.п. [2]. МПУ решают задачи оптимизации управляющих сигналов для выполнения автомобилем рассчитанного маневра с учетом его собственных габаритов и инерционных свойств, а также входных данных о необходимой траектории движения на некотором горизонте, получаемым с лидара или с видеокамеры [3].

Во всех системах беспилотного управления также важным элементом является точное определение динамических параметров транспортного средства – продольной скорости и угла рыскания или вектора скорости. Это позволяет правильно оценивать пройденный путь на конкретном отрезке времени, что необходимо для точного выполнения маневра и следования по заданному или расчетному маршруту. Эти данные можно получить из решения нелинейной системы состояний оптимизационными методами, а можно с помощью прямого измерения. При этом существующий автономный метод измерения скорости на основе одометра не может обеспечить надежный результат из-за непредсказуемого коэффициента сцепления колес с поверхностью дороги. В результате возникающего эффекта проскальзывания меняется скорость и угол рыскания, что приносит существенную ошибку в определении положения после интегрирования этих параметров. Другие возможные методы (инерциальные, навигационные и визуальные) не обеспечивают необходимого быстродействия.

В работе предлагается использовать для измерения динамических параметров СВЧ доплеровские датчики колес [4], с помощью которых можно получить бесконтактным способом объективные данные о перемещении транспортного средства, и что особенно важно – с высоким быстродействием.

2. Измерение вектора скорости автомобиля СВЧ доплеровскими датчиками

Для измерения продольной скорости v вращающегося колеса, приемо-передающая антенна должна излучать СВЧ волны вперед и под углом α к направлению поступательного движения в вертикальной плоскости. Отраженные от поверхности дороги СВЧ волны принимаются этой же антенной и смешиваются в смесителе с частью излучаемых волн, в результате чего выделяется доплеровский сигнал с частотой f. Эта частота будет пропорциональна линейной скорости колеса v:

$$v = \lambda_0 f / 2\cos(\alpha) \tag{1}$$

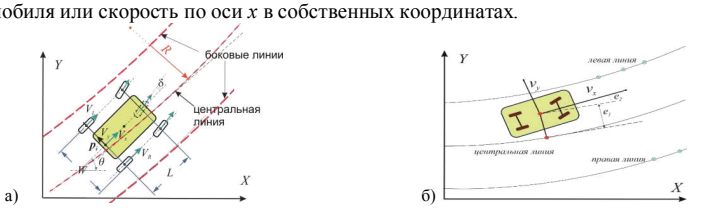
где λ_0– длина волны электромагнитных колебаний, c – скорость света.

Для определения вектора скорости рассмотрим Рис.1а. Здесь изображена схема четырехколесного автомобиля с расстоянием между колесами – W, длиной L при движении в глобальных координатах X, Y при работе модуля МПУ для удержания автомобиля центральной линии полосы.

Для описания динамики можно использовать следующую кинематическую модель для четырехколесного автомобиля [5]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \\ \dot{V}_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta)V_x \\ \sin(\theta)V_x \\ (\tan(\delta)/L)V_x \\ 0{,}5A_T \end{bmatrix} \quad (2)$$

Здесь L – база автомобиля (длина между передней и задней осью), A_T – дроссельная заслонка акселератора, положительная при ускорении и отрицательная при торможении от -1 до +1, δ - рулевой угол, θ – угол рыскания или ориентация относительно востока против часовой стрелки, V_x - продольная скорость автомобиля или скорость по оси x в собственных координатах.



а) б)

Рис. 1 Кинематическая схема автомобиля: а) расположение в глобальных координатах с направлением векторов скорости колес и продольной скорости; б) сигналы ошибок бокового управления и угла рыскания в режиме удержания на полосе

Для определения вектора скорости на задних колесах размещаются два СВЧ датчика – на правом и левом колесе. Линейные скорости левого и правого заднего колеса V_L и V_R (см. Рис.2) можно выразить как функции угловой скорости автомобиля $\Omega = \dot{\theta}$ и мгновенного радиуса поворота R:

$$\begin{aligned} V_L &= \Omega(R - W/2) \\ V_R &= \Omega(R + W/2) \end{aligned} \quad (3)$$

Из этих уравнений (3) можно найти значение радиуса поворота R, мгновенной кривизны траектории автомобиля $\varphi_c(t)$, его линейную V_x и угловую Ω скорости:

$$\varphi_c(t) = 1/R = (V_R - V_L)/V_x W \quad V_x = (V_R + V_L)/2 \quad \Omega = (V_R - V_L)/W$$

Если в эти уравнения подставить выражения линейной и угловой скоростей автомобиля через доплеровские частоты правого и левого заднего колеса f_R и f_L (1), получим:

$$V_x = \lambda_0(f_R + f_L)/4\cos(\alpha), \ \Omega = \lambda_0(f_R - f_L)/2W\cos(\alpha) \quad (4)$$

Для удержания на полосе МПУ необходимо минимизировать два параметра управляя выходными сигналами δ и a (2): e_1 – боковое отклонение между автомобилем (точка p_i опорной траекторией и e_2 – разность между текущем углом рыскания и опорным (см.Рис.1б)

$$\dot{e}_1 = V_x e_2 + V_y \qquad e_2 = \theta - V_x\varphi(t) \quad (5)$$

Необходимое прямое вычисление V_x и θ осуществляется через доплеровские частоты (4) и затем через (2) после интегрирования. Значения ошибок из уравнений (5) необходимы для работы МПУ, которое генерирует сигналы δ и a для управления динамическим блоком автомобиля.

3. Заключение

Для систем автоматического управления автомобилем, построенным на основе использования модулей МПУ применены доплеровские СВЧ датчики для измерения мгновенной продольной скорости и угла рыскания. Благодаря этому значительно улучшилась надежность и быстродействие системы, входные параметры стали измеряемыми. Это позволило расширить сферу применения систем удержания на полосе, объезда препятствий, обгона и круиз контроля для более высоких скоростей и более искривленных полос движения.

Список литературы

1. Rawlings J. B., Mayne D. Q., Diehl M. Model Predictive Control: Theory, Computation and Design. Nob-Hill Publishing, 2nd Edition, 2020.
2. Morari M., Lawrence N., Ricker, Model Predictive Control Toolbox, For Use with MATLAB®. User's Guide, www.mathworks.com.
3. Klančar G. and Škrjanc I. Tracking-error model-based predictive control for mobile robots in real time // Robotics and Autonomous Systems, vol. 55, no. 6, P. 460–469, 2007.
4. Khablov D.V. Control system for unmanned transport electric vehicles based on microwave Doppler sensors // Measurement Techniques, vol. 65, no. 2, P. 142–149, 2022.
5. Khablov D.V. Vehicle Lane Following System with Microwave Sensors and Path Prediction // Proceedings of the 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow: IEEE, 2024. P. 1-4.

Волноводный СВЧ датчик давления

Совлуков А.С.

Институт проблем управления РАН им. В.А. Трапезникова
г. Москва, 117997, ул. Профсоюзная, 65, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

Аннотация: *Рассмотрен волноводный СВЧ датчик, применимый для измерения давления. Одна из двух торцевых металлических стенок волновода является гибкой, прогиб которой происходит под влиянием внешнего давления. Волновод выполнен в виде предельного волновода, для которого фиксированная частота возбуждаемых в нем электромагнитных волн выбрана ниже минимальной частоты возбуждения в волноводе распространяющихся в нем электромагнитных волн. К волноводному датчику подсоединен электронный блок. Он содержит генератор электромагнитных колебаний фиксированной частоты и детектор. Выходной сигнал электронного блока соответствует измеряемому давлению.*

1. Введение

Сверхвысокочастотные (СВЧ) методы позволяют осуществить косвенные измерения давлений, усилий и деформаций. Измерение этих параметров может быть использовано для косвенного определения различных физических величин, таких, как температура, скорость потока и расход перемещаемых веществ, уровень, количество, плотность и др. [1-3]. Под воздействием давления, усилия или при деформации контролируемого объекта изменяются характеристики электромагнитных полей в резонаторах и, как результат, их информативные параметры – собственная частота и добротность. Эти параметры резонаторов могут изменяться под воздействием измеряемой величины при изменении, в частности, размеров полости резонатора из-за деформации ее стенки, изменения положения подвижной части стенки полости, например, в виде поршня и т. п.

В известных конструкциях СВЧ датчиков давления применяются резонаторы с перемещаемыми стенками в виде сильфона или подвижного поршня. В известном устройстве содержится датчик в виде объемного СВЧ резонатора, который имеет упругую торцевую стенку (мембрану, диафрагму и т.п.), а также соединенный с резонатором блок для генерации электромагнитных колебаний в резонаторе и блок измерения резонансной частоты данного резонатора [4]. Выходной сигнал этого блока соответствует измеряемому давлению. Эта частота имеет обычно величину порядка нескольких гигагерц и зависит от размеров резонатора, выбранного “рабочего” типа электромагнитных колебаний. При этом изменение давления приводит к смещению гибкой стенки резонатора (это его торцевая стенка), изменяя продольный размер полости резонатора и, как следствие, его резонансную частоту. Недостатком этого устройства является достаточно высокая сложность его реализации, обусловленная применением объемного СВЧ резонатора в качестве датчика; при этом необходимо наличие в конструкции устройства функциональных элементов для требуемого измерения с высокой точностью значения резонансной частоты электромагнитных колебаний резонатора.

2. Волноводный датчик давления

Рассмотрим устройство, которое имеет простую конструкцию и может обеспечивать при этом высокую точность измерения давления. Это достигается тем, что в устройстве СВЧ датчик имеет металлическую полость, выполненную в виде волновода с одной гибкой торцевой стенкой. Волновод выполнен в виде предельного волновода, для которого частота возбуждаемых в нем электромагнитных волн выбрана ниже минимальной частоты возбуждения в волноводе распространяющихся электромагнитных волн.

На рис. 1 приведена схема устройства. В этом устройстве датчик выполнен в виде волновода 1, одна из его двух металлических торцевых стенок (это торцевая стенка 2) является гибкой. При воздействии извне какой-либо физической величины на гибкую торцевую стенку 2 (на рис. 1 такое воздействие показано стрелкой) или при изменении этого воздействия относительно его некоторого исходного значения имеет место прогиб торцевой стенки 2, обеспечивается восприятие значения соответствующего давления (за счет измерения величины прогиба). Информативным параметром является амплитуда напряженности ослабеваемого электрического поля в волноводе, зависящая от величины прогиба мембраны, точнее, ее центральной части относительно ее исходного положения, соответствующего отсутствию воздействия извне физической величины (или изменения этого воздействия относительно его некоторого исходного значения). Волновод 1 является при этом предельным волно-

водом. Гибкая стенка может быть изготовлена, например, из нержавеющей стали. Толщина этой стенки может составлять 0,1 ÷ 0,2 мм, а диаметр ~ 10 ÷ 40 мм (в зависимости от диаметра волновода).

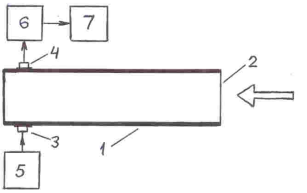


Рис. 1. Схема устройства с волноводным датчиком

В данном устройстве осуществляют возбуждение электромагнитных волн в волноводе на частоте, которая ниже минимальной частоты возбуждения в волноводе распространяющихся электромагнитных волн, то есть ниже критической частоты $f_{кр}$ для волны низшего типа. Но при этом вдоль волновода существует только реактивное электромагнитное поле, убывающее при удалении от возбуждающего электромагнитные волны элемента связи у одного из торцов волновода.

Условием распространения электромагнитных волн по любому волноводу является выполнение неравенства: $f > f_{кр}$, которому должны удовлетворять рабочая частота f и критическая частота $f_{кр}$ для волны низшего типа, в частности, в круглом волноводе – для волн типа H_{11}. При $f < f_{кр}$ имеет место предельный режим, при котором распространение электромагнитных волн по волноводу не происходит, а существует только ослабевающее реактивное электромагнитное поле, убывающее при удалении от элемента возбуждения электромагнитных волн. Выбирая соотношение между f и $f_{кр}$, можно управлять величиной ослабления в предельном волноводе.

В волноводе 1 с гибкой металлической мембраной 2 возбуждают через элемент связи 3 с помощью генератора электромагнитных колебаний 5 электромагнитные волны на фиксированной частоте f, которая выбрана ниже критической частоты $f_{кр}$ для этого волновода (рис. 1). Волновод 1 является при этом предельным волноводом.

Значения напряженности электрического поля спадают при удалении от элемента связи. При этом значение амплитуды напряженности результирующего электрического поля зависит от величины прогиба торцевой мембраны волновода 1. У того же торца волновода 1 принимаемые сигналы поступают через элемент связи 4 на детектор 6. Затем продетектированный сигнал поступает на индикатор 7 для определения амплитуды сигнала, служащего информативным параметром. Генератор электромагнитных колебаний, детектор, регистратор и элементы связи входят в состав электронного блока, подсоединенного к датчику.

Точность измерения может быть достаточно высокой: амплитуда принимаемых колебаний соответствует ослабеваемому реактивному электромагнитному полю в предельном волноводе и не связана с омическими потерями электромагнитной энергии в нем. Выбором фиксированной частоты генератора, подсоединенного к предельному волноводу, размеров этого волновода можно оптимизировать чувствительность устройства в рабочем диапазоне изменения давления или другой измеряемой физической величины, изменение которой приводит к прогибу торцевой металлической стенки предельного волновода.

3. Заключение

Данный волноводный СВЧ датчик, применимый для измерения давления, за счет проведения измерений в волноводе на фиксированной частоте, меньшей минимальной частоты возбуждения в нем распространяющихся электромагнитных волн, обладает достаточно простой конструкцией.

Список литературы

1. 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.
2. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
3. Nyfors E., Vainikainen P. Industrial microwave sensors. Artech House, Norwood, MA, USA, 1989. 351 p.
4. Billeter T.R. High-frequency instrument for liquid sodium pressure and temperature measurements//Transactions of the American Nuclear Society. Annual Meeting. 1974. Vol. 18. P. 304-305.

Метод измерения уровня диэлектрической жидкости в емкости с применением двух соосных отрезков коаксиальной длинной линии

[1] Совлуков А.С., [2] Яценко В.В., [2] Кайченов А.В.
[1] *Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН*
г. Москва, 117997, ул. Профсоюзная, 65, Российская Федерация
[2] *Мурманский арктический университет*
г. Мурманск, 183010, ул. Спортивная, 10, Российская Федерация
sovlukov@yandex.ru

Аннотация: *Рассматривается радиочастотный метод измерения уровня диэлектрической жидкости в емкости. Метод реализуется с применением устройства, содержащего два располагаемых вертикально в емкости соосных отрезка коаксиальной длинной линии, нижние концы которых совмещены с дном емкости. При совместном функциональном преобразовании измеряемых резонансных частот электромагнитных колебаний этих отрезков длинной линии определяют уровень жидкости. При этом обеспечивается инвариантность результата измерения уровня к величине диэлектрической проницаемости жидкости. Отрезки длинной линии подключены ко входу соответствующего электронного блока. Выходы электронных блоков подсоединены к соответствующим входам функционального преобразователя, выход которого соединен с регистратором. Отрезки коаксиальной длинной линии выполнены в виде соосно расположенных внутреннего и двух полых цилиндрических проводников. При этом один отрезок коаксиальной длинной линии образован внутренним проводником и внутренней поверхностью среднего цилиндрического проводника, а другой – наружной поверхностью среднего цилиндрического проводника и внешним цилиндрическим проводником. Отрезки коаксиальной длинной линии содержат на их нижних концах соответствующие оконечные горизонтальные участки одинаковой длины, которые скачкообразно заполняются жидкостью и опорожняются при, соответственно, поступлении жидкости в емкость и ее удалении из емкости.*

1. Введение

Для измерения уровня жидкостей, находящихся в каких-либо емкостях, находит успешное применение радиочастотный метод измерения, основанный на применении устройств на основе отрезков длинных линий в качестве чувствительных элементов, размещаемых вертикально в емкости с жидкостью [1-3]. Значение уровня жидкости можно найти при измерении, в частности, резонансной частоты электромагнитных колебаний отрезка длинной линии. Для обеспечения инвариантности результатов измерений уровня к электрофизическим свойствам жидкости разработаны методы и устройства, основанные на реализации двухканальных схем измерения.

Значение уровня z диэлектрической жидкости независимо от величины ее диэлектрической проницаемости ε определяют при совместном функциональном преобразовании $A(z) = A(f_1, f_2)$ измеряемых резонансных частот f_1 и f_2 обоих отрезков длинной линии (в данном случае – рассматриваемых отрезков коаксиальной длинной линии) в электронном блоке устройства. Невысокая точность измерения уровня, главным образом, в области малых значений z, близких к нулевому значению, является недостатком этих метода и устройств на его основе. При $z = 0$ имеется неопределенность типа “0/0”, а вблизи этого значения z погрешность измерения резко возрастает, поскольку $A(z)$ может принимать разные значения из-за возможных, даже малых, девиаций значений f_1 и f_2.

В известном методе измерения уровня с инвариантностью к величине ε используют два отрезка длинной линии с оконечными горизонтальными участками разной длины, которые располагаются вертикально и заполняются диэлектрической жидкостью в соответствии с ее уровнем в емкости [4]. Значение уровня жидкости независимо от диэлектрической проницаемости жидкости можно определить при измерении резонансных частот этих отрезков длинной линии и их совместном функциональном преобразовании. Недостатком этого метода измерения и устройств на его основе является возможность снижения точности измерения, что вызвано расположением двух отрезков длинной линии в разных областях емкости с жидкостью. В этих областях электрофизические параметры жидкости могут отличаться. Это может приводить к снижению точности измерения уровня жидкости, так как величина резонансной частоты зависит как от уровня жидкости, так и от ее электрофизических параметров.

2. Метод измерения

Рассмотрим возможные метод измерения и реализацию на его основе инвариантных радиочастотных уровнемеров, которые характеризуются повышенной точностью измерения и свободны от указанных выше недостатков известных радиочастотных методов и средств уровнеметрии.

Функциональная схема устройства для реализации метода измерения содержит размещаемые вертикально в емкости с диэлектрической жидкостью два отрезка соосных отрезка коаксиальной длинной линии. Один отрезок длинной линии образован совокупностью внутреннего проводника и внутренней поверхностью соосного с ним среднего цилиндрического проводника, а другой отрезок длинной линии – совокупностью наружной поверхности среднего цилиндрического проводника и внешнего цилиндрического проводника. Эти отрезки длинной линии имеют на их соответствующих нижних концах оконечные горизонтальные участки фиксированной одинаковой длины z_0. При этом горизонтальные участки скачкообразно заполняются жидкостью и опорожняются при, соответственно, поступлении жидкости в емкость и ее удалении из емкости.

Отрезки длинной линии подключены ко входам соответствующих электронных блоков. Их выходы подсоединены к соответствующим входам функционального преобразователя, выход которого соединен с регистратором, где фиксируется результат совместного преобразования f_1 и f_2, несущий информацию об уровне. Обычно f_1 и f_2 находятся в диапазоне частот ~ 1 ÷ 100 МГц при изменении z от значения $z = 0$ до значения, соответствующего полному заполнению емкости.

Оконечными нагрузками данных отрезков длинной линии могут быть такие реактивные сопротивления, при наличии которых вдоль этих отрезков длинной линии 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 $A(z)$ в функциональном преобразователе резонансных частот $f_1(z,\varepsilon)$ и $f_2(z,\varepsilon)$ отрезков коаксиальной длинной линии согласно соотношению $A(z) = A(f_1 f_2) = \dfrac{f_{1_0}^2 / f_1^2 - 1}{f_{2_0}^2 / f_2^2 - 1}$, где f_{1_0} и f_{2_0} – начальные (при $z = 0$) значения $f_1(z,\varepsilon)$ и $f_2(z,\varepsilon)$, соответственно.

Отрезки длинной линии могут иметь реактивные сопротивления их верхних и нижних концах, обеспечивая разное распределение электрического и магнитного полей стоячих волн вдоль них. В частности, один из них может быть выполнен короткозамкнутым на его верхнем конце и разомкнутым на его нижнем конце, а именно, на конце его горизонтального участка; другой отрезок длинной линии может быть выполнен короткозамкнутым на его нижнем конце, а именно, на конце его горизонтального участка, и разомкнутым на его верхнем конце. При этом оба отрезка длинной линии являются четвертьволновыми резонаторами с колебаниями типа *TEM*. При этом, за счет наличия горизонтальных участков у отрезков длинной линии, при соответствующей, присущей данному методу, совместном преобразовании f_1 и f_2, устраняется неопределенность результатов измерения z при его нулевом и близких к нему значениях. Преобразование f_1 и f_2 согласно соотношению $A(z)$ позволяет с высокой точностью определить z во всем диапазоне его изменения.

3. Заключение

Данный радиочастотный метод измерения уровня позволяет измерять значения уровня различных диэлектрических жидкостей в емкостях с высокой точностью, с инвариантностью к значениям диэлектрической проницаемости жидкостей.

Список литературы

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. М.: Наука, 1978. 280 с.
2. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208 с.
3. Петров Б.Н., Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Принцип инвариантности в измерительной технике. М.: Наука, 1976. 244 с.
4. Совлуков А.С. Радиочастотная уровнеметрия жидкостей в емкостях с применением тестового метода повышения точности измерений// Датчики и системы. 2017 № 1. С. 67-72.

Использование комбинированных диэлектриков в СВЧ-переходах TDR-уровнемеров для нефтяной промышленности

Берестов А. В., Тренкаль Е. И.
ТУСУР
г. Томск, 603950, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, Российская Федерация
alex_berest@vk.com

Аннотация: *Использование одного типа диэлектрика в СВЧ-переходе импульсного уровнемера нефтяной промышленности затруднительно, виду экстремальных условий измеряемой среды. Разработанный фрагмент СВЧ-перехода предполагает использование двух диэлектриков – политетрафторэтилена и армированного полифениленсульфида. Использование данного решение позволяет получить СВЧ-переход пригодный для эксплуатации в условиях нефтяной промышленности.*

1. Введение

В нефтяной промышленности широкое распространение получили уровнемеры, построенные на принципе рефлектометрии во временной области (TDR) [1]. Электронный блок уровнемера, расположенный за пределами внутреннего объема резервуара, соединен с зондом, погружаемым в измеряемую среду, СВЧ-переходом, выполняющим функции изолирования измеряемой среды и передачи сигнала с минимальными потерями.

Конструкции традиционных СВЧ переходов неприменимы для нефтедобывающей промышленности ввиду экстремальных условий измеряемой среды. Традиционные СВЧ-переходы предназначены для использования в стандартных лабораторных условиях [2]. Измеряемая среда, в свою очередь, характеризуется химической агрессивностью, высокой температурой и давлением [3]. Проектирование СВЧ перехода требует учета всех этих факторов.

В качестве решения данной задачи ранее предлагалось комбинирование диэлектриков с разными механическими и электрическими свойствами [4]. Помимо получившего широкое распространение диэлектрика фторопласт-4 (ПТФЭ), использование в высоконагруженных участках конструкции полифениленсульфида с 40% армированием стекловолокна (ПФС СВ-40) позволяет получить СВЧ-переход в соответствии с описанными ранее требованиями к проектированию.

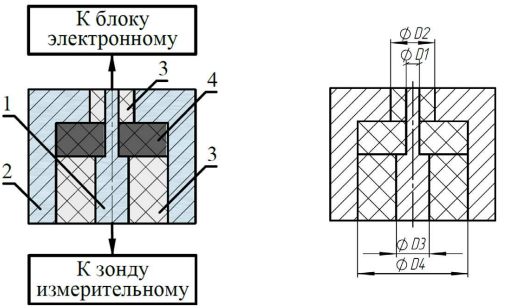
В данной статье предложен способ комбинирования диэлектриков ПТФЭ и ПФС СВ-40 для построения фрагмента СВЧ-перехода, применимого в TDR-уровнемерах нефтяной промышленности.

2. Комбинирование диэлектриков

Использование многосекционного изолятора (рис. 1) позволяет: 1) распределить нагрузку внутри СВЧ-перехода; 2) делает его пригодным для экстремальных условий; 3) выполняет функцию изолирования измеряемой среды. В свою очередь, для минимизации рассеяния должно быть обеспечено волновое сопротивление коаксиального тракта, равное 50 Ом. При неизменном значении диаметра стержня для коаксиальной ЛП с диэлектриком из ПТФЭ и ПФС СВ-40 будут получены разные значения диаметра экрана, что объясняется различной диэлектрической проницаемостью материалов: для ПТФЭ $\varepsilon_r = 2{,}1$ [5], для ПФС СВ-40 $\varepsilon_r = 4{,}1$ [6].

Альтернативной может служить вариант с неизменным диаметром экрана и варьируемым диаметром стержня (рис. 1). Использование материалов ПТФЭ и ПФС СВ-40 выгодно по причине того, что диаметры экранов имеют близкие значения для разных стандартных диаметров стержня: к примеру, для диаметра стержня 3 мм (диэлектрик ПФС СВ-40) и диаметра стержня 5 мм (диэлектрик ПТФЭ), диаметр экрана составляет 16,25 и 16,75 мм, соответственно.

Структура, представленная на рис.1, позволяет получить минимальное количество изменений диаметров, что позволяет снизить потери передачи сигнала. Значения размеров для рисунка 2, б, а также значения волнового сопротивления участков фрагмента СВЧ-перехода представлены в таблице 1.



а б

1 – внутренний проводник; 2 – экран; 3 – ПТФЭ; 4 – ПФС СВ-40

Рис. 1. – СВЧ-переход с диэлектрической вставкой ПФС СВ-40
а) структура; б) обозначение размеров

Таблица 1

Значения диаметров и волнового сопротивления разработанной структуры фрагмента СВЧ-перехода

Вариант, №	$D1$, мм	$D2$, мм	$D3$, мм	$D4$, мм	$Z_{D1/D2}$, Ом	$Z_{D1/D4}$, Ом	$Z_{D3/D4}$, Ом
1	3	10	5	16,7	49,8	50,8	49,9
2	5	16,7	8	26,8	49,9	49,7	50

Размеры диаметров экрана, в данном случае, округлены до десятых значений, исходя из требований технологии изготовления. При необходимости значения диаметров могут быть получены с более высокой точностью.

3. Заключение

Предложен способ комбинирования диэлектриков в СВЧ-переходе нефтяной промышленности для последующей эксплуатации в условиях экстремальной среды и минимизации потери при передаче сигнала. Данное решение может быть масштабируемо в зависимость от предъявляемых к СВЧ-переходу требований.

Список литературы

1. Тренкаль Е.И. Измерение уровней жидкости методом импульсной рефлектометрии (обзор) / Е.И. Тренкаль, А.Г. Лощилов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 67–73.
2. Переходы коаксиальные [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.micran.ru/productions/IIS/accessory/coaxial_adapters/ (дата обращения: 15.05.2024).
3. Сепараторы нефтегазовые [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://pzem.ru/catalog/separatory-i-otstoyniki/separatory/separatory-neftegazovye-tipa-ngs-ngsv/8-8/ (дата обращения 07.03.2024).
4. Берестов А.В. Разработка СВЧ-перехода измерительного зонда уровнемера / А.В. Берестов, Е.И. Тренкаль // Научная сессия ТУСУР. – 2024 (в печати).
5. Свойства ПТФЭ [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.ensingerplastics.com/en/shapes/tecaflon-ptfe-natural#/product-technical-detail-collapse-item-4-lvl-1 (дата обращения 07.03.2024).
6. Саморядов А.В. Стеклонаполненные полифениленсульфиды ТЕРМОРАН: термическая и климатическая устойчивость / А.В. Саморядов, В.Б. Иванов, Е.В. Калугина // Пластические массы. – 2020. – №5-6 – С. 8–11.

Исследование фазовых переходов водных растворов хлоридов с помощью объемных акустических волн[1]

[1] Шамсутдинова Е. С., [1] Смирнов А. В., [1] Анисимкин В. И.

[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, Российская Федерация
shes1996@bk.ru

Аннотация: *Показано, что для характеризации фазового перехода водных растворов можно использовать акустический метод, основанный на измерении задержки прохождения объемных продольных и поперечных акустических волн через водный раствор, находящийся в жидком или твердом агрегатном состоянии. Частота волнового пакета составляет 25 МГц, длина пути между входным и выходным преобразователями 3 мм, минимальное количество материала 3 мл. В качестве материалов использовали дистиллированную воду и одномолярные водные растворы хлоридов калия и натрия.*

1. Введение

Около 97% всей воды на Земле составляет морская соленая вода. Её состав колеблется от местности, но чаще всего присутствуют растворы хлоридов натрия, калия, магния и других веществ. В связи с этим существует большое количество датчиков, направленных на исследование характеристик водных растворов (электропроводность [1, 2, 3], кислотность [4] и др.). Известно, что при замерзании соленой воды, её состав меняется по толщине (например, пресный лёд в Арктике), поэтому большое количество сенсоров направлены на измерение параметров льда, таких как плотность, химический состав, кристаллическая структура, твердость и др. Одним из типов датчиков, которые могут применяться к различным агрегатным состояниям жидкости являются акустические датчики. Акустические устройства основаны на различных типах волн (колебаний). Принцип их работы состоит в изменении характеристик звуковой волны (амплитуда, фаза, частота, скорость), находящейся в контакте с исследуемым образцом.

В данной работе используется устройство, основанное на использовании объемных продольных и поперечных акустических волн. Целью работы было – исследование характеристик объемной акустической волны при её прохождении через образец, который подвергают фазовому переходу вода-лед.

2. Материалы и методы

В работе исследовались следующие материалы: одномолярный водный раствор хлорида натрия NaCl, одномолярный водный раствор хлорида калия KCl, дистиллированная вода.

Измерительный стенд состоял из электромеханических преобразователей продольных и поперечных объемных акустических волн (центральная частота преобразователей – 25 МГц), резервуара для жидкости со стенками из плавленного кварца толщиной 2 мм, низкотемпературной камеры UC-20CE и векторного анализатора цепей Agilent E5061B.

На первом этапе эксперимента по амплитудно-временным зависимостям характеристикам $S_{12}(t)$ (рис. 1) продольных объемных акустических волн рассчитывались их скорости при прохождении через водный раствор при комнатной температуре V_L (ж.), который затем замораживался в низкотемпературной камере V_L(тв. т). В таком случае сигнал акустической волны при фазовом переходе раствора скачкообразно сдвигался в область меньших задержек, скорость акустической волны увеличивалась. В силу специфичного взаимодействия поперечной объемной акустической волны с окружающей средой, измерения для таких волн проводились только для водных растворов в твердом агрегатном состоянии V_{SV}(тв.т), м/с.

На втором этапе эксперимента исследовалась неоднородность одномолярных водных растворов хлорида натрия NaCl и хлорида калия KCl. Для использовались две пары электромеханических преобразователей продольных объемных акустических волн, которые крепились в верхней (верх) и нижней (низ) частях резервуара для жидкости. В ходе эксперимента сравнивались скорости проходящих объемных акустических волн через раствор в разных агрегатных состояниях в разных частях резервуара. Результаты приведены в таблице 1.

Из таблицы видно, что скорости продольных объемных акустических волн близки для всех жидких водных растворов, скорости для твердых растворов намного больше и различаются для раз-

[1] Работа выполнена при поддержке РНФ 20-19-00708-П.

ного состава. Измерения скоростей поперечных волн показали сильное отличие водного раствора хлорида калия от воды и раствора хлорида натрия. Исследование неоднородности растворов показало малое различие скоростей для воды, однако данные для двух других растворах позволяют судить об их неоднородности по толщине.

Вещество	**H_2O**	**KCl**	**NaCl**
V_L(ж.), м/с	1400	1500	1600
V_L(тв. т), м/с	3500	3400	3700
V_L(тв. т) низ, м/с	4700	5600	4600
V_L(тв. т), верх, м/с	4200	4000	3700
V_{SV}(тв.т), м/с	1800	3000	1800

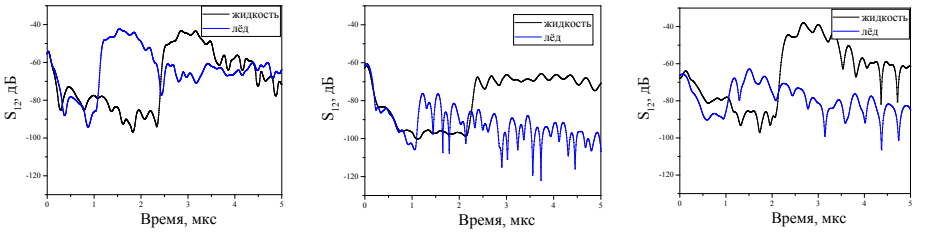


Рис. 1. Амплитудно – временная характеристика продольной волны, прошедшей через а) дистиллированную воду; б) одномолярный водный раствор хлорида калия; в) одномолярный водный раствор хлорида натрия

3. Заключение

Применение акустоэлектронных технологий позволяет измерить ряд характеристик фазового перехода, таких как скорость продольной объемной акустической волны при прохождении через раствор в разных агрегатных состояниях их различие, скорость поперечной объемной акустической волны в твердом агрегатном состоянии. Данный метод позволяет оценить неоднородность раствора при его замораживании.

Список литературы

1. Thirstrup C., Deleebeeck L. Review on electrolytic conductivity sensors // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2021. Vol. 70. P. 1008222.
2. 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 P. 106603.
3. 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 P. 106814.
4. Muhammad Imran Khan, Koushik Mukherjee, Rizwan Shoukat, Huang Dong // Microsystem Technologies. 2017. Vol. 23 P. 4391-4404.

Пьезоакустические датчики для регистрации удара микрочастиц[1]

Голованов Е.В[1]., Колесов В.В[1]., Кашин В.В.[1] Дольников Г.Г[2], Захаров А.В.[2]
[1] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН*
г. Москва, 125009, Российская Федерация
[2] *Институт космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН)*
117997, г. Москва, ул. Профсоюзная, 84/32
kasper_96.96@mail.ru

Аннотация: *В работе проведено исследование чувствительности пьезоакустических датчиков к механическому импульсу микрочастиц на основе различных пьезоэлектрических материалов: ЦТС-пьзокерамики, монокристаллов ниобата лития (LiNbO3) и фторсодержащих пьезоэлектрических полимерных пленочных материалов (PVDF).*

1. Введение

Известно, что в результате воздействия на поверхность Луны микрометеоритов, солнечного ветра, солнечных галактических и галактических космических лучей над поверхностью Луны образовалась переменная и сферически неоднородная плазменно-пылевая оболочка, которая включает в себя пылевые микрочастицы реголита, фотоэлектроны, эмитированные с реголитных поверхностей, и заряженные частица внешнего происхождения, приходящие в составе потоков солнечного ветра и плазмы геомагнитного хвоста [1]. Установлено, что эти микрочастицы и отрицательно воздействуют на летательные аппараты, аппаратуру и скафандры космонавтов. Поэтому разработка методов и аппаратуры для регистрации микрометеоритов, а также исследования характеристик пылевых частиц и динамики пылевой плазмы над лунной поверхностью является достаточно актуальной задачей.

Одним из способов регистрации механического импульса микрочастиц является использование датчика на основе пьезоэлектрических материалов. Использование различных пьезоэлектрических материалов таких как $LiNbO_3$, PVDF [2] и ЦТС-керамиках[3] позволит создать датчики, которые будут удовлетворять таким параметрам, как высокая чувствительность, низкая добротность, малые массо-габариты и устойчивость к внешнему воздействию. Таким образом, целью данной работы было разработка и исследование пьезоэлектрическихё датчиков на основе различных материалов для регистрации механического импульса микрочастиц.

2. Регистрация и оценка чувствительности механического импульса микрочастицы

Исследование ударных характеристик проводилось на измерительном стенде представленном на рис.1. Пьезоэлектрический датчик с напыленным металлическим слоем (5) и предварительно с распаянными проводами (4) располагалась на специальной подставке (3), которая в свою очередь закреплялась на оснастке (2). Над образцом на кронштейне крепилась направляющая трубка на высоте 10 см (8), в которую опускался металлический шарик (9) массой 54 мг. Меняя положение кронштейна, можно было изменять место удара на образце. Электрический сигнал от удара фиксировался на осциллографе. Осциллограф подсоединялся к оснастке через BNC разъемы (1).

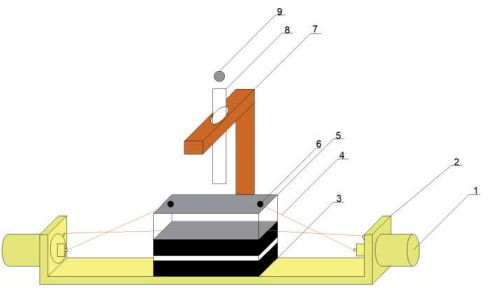
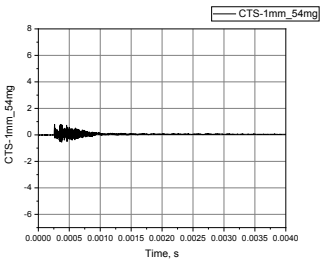


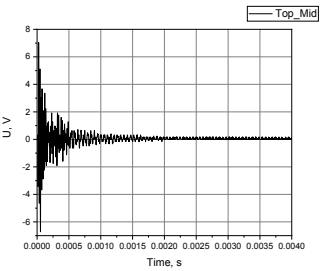
Рисунок 1. Конструкция измерительного стенда

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ, Государственное задание ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН
Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ, Государственное задание ИКИ РАН

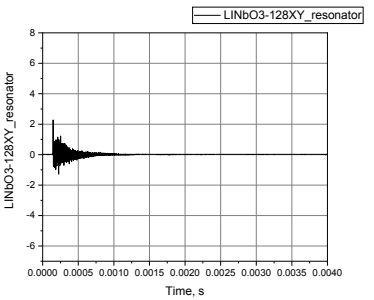
В качестве пьезоэлектрического датчика использовались такие материалы как $LiNbO_3$, PVDF и пьезокерамика ЦТС – 19. Электроды, нанесенные на пьезодатчики, имели разную топологию, что позволило провести их сравнительное исследование и найти оптимальную конфигурацию. На рисунке 2 показаны осциллограммы откликов пьезоэлектрических датчиков из различных материалов на одинаковый тарированный удар.



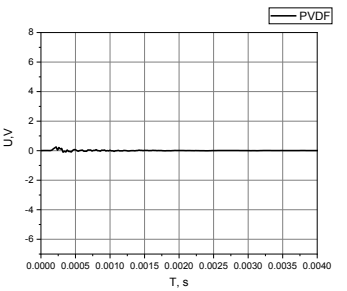
Пьезокерамика ЦТС-19 металлизированная с 2 сторон, толщиной 1 мм.



Монокристалл $LiNbO_3$-128 YX срез с емкостными электродами, толщиной 2 мм.



Монокристалл $LiNbO_3$-128 YX срез, металлизированный с 2 сторон, толщиной 2 мм.



Пленка PVDF, металлизированная с 2 сторон, толщиной 100 мкм..

Рисунок 2. Осциллограммы откликов пьезоэлектрических датчиков из различных материалов на одинаковый тарированный удар, обусловленный падением металлического шарика с высоты ~ 10 см весом 54 мг.

3. Заключение

Было проведено исследование чувствительности различных пьезоэлектрических материалов к импульсному ударному воздействию. Показано, что наилучшей чувствительностью к ударной нагрузке обладают монокристаллы ниобата лития. Показано, что фторсодержащие пьезоэлектрические полимерные пленочные материалы также могут использоваться в датчиках удара и при этом они обладают целым рядом преимуществ, которые связаны меньшими массо-габаритными параметрами, гибкостью сенсорных пластин, а также малой механической добротностью материала, что позволяет на несколько порядков уменьшить длительность ударных импульсов, что достаточно важно при регистрации плотного потока микрочастиц.

Список литературы

1. Rennilson J.J., Criswell D.R. Surveyor observations of lunar horizon-glow // The Moon. 1974. V. 10. P. 121–142.
2. Борисёнок В.А., Симаков В.Г., Куропаткин В.Г., Брагунец В.А., Волгин В.А., Ромаев В.Н., Тукмаков В.В., Кручинин В.А., Лебедева А.А., Гончарова Д.Р., Жерноклетов М.В. ПВДФ - датчик динамического давления // Приборы и техника эксперимента, 2008, N4, с. 113 – 121
3. Фурса Т.В., Уцын Г.Е., Осипов К.Ю. Исследование акустоэлектрических преобразований, вызванных импульсным механическим возбуждением пьезосодержащих гетерогенных материалов // Современные проблемы науки и образования. – 2012. – № 5.

Определение скорости продольной акустической волны, продольных модуля упругости и коэффициента вязкости жидкостей[1]

А.П. Семёнов, Б.Д. Зайцев, А.А. Теплых, И.А. Бородина

[1] *Саратовский филиал института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, г. Саратов, ул. Зеленая 38, 410019, Российская Федерация*
alex-sheih@yandex.ru

Аннотация: *Определены продольные модуль упругости, коэффициент вязкости и скорость распространения продольной акустической волны для образцов смеси воды и глицерина с различными объемными концентрациями глицерина в воде. Для определения скорости продольной акустической волны и продольного коэффициента вязкости образцов жидкостей использовалась пара преобразователей, возбуждающих продольную акустическую волну с максимумом коэффициента передачи на частоте 2.5 МГц.*

1. Введение

Методы определения характеристик различного рода жидкостей, смесей и суспензий активно совершенствуются в течении последних десятилетий [1, 2]. Существуют работы, в которых была показа возможность определения затухания и скорости распространения продольной акустической волны в жидкостях на основе теоретически и экспериментально полученных зависимостей коэффициента передачи S_{12} от расстояния между излучающим и принимающим акустическую волну преобразователями [3]. В настоящей работе при помощи акустического интерферометра определены продольные модуль упругости C_{11}, коэффициент вязкости η_{11} и скорость распространения продольной акустической волны V_{11} для образцов смеси воды и глицерина с объемными концентрациями β глицерина в воде 0, 44, 65 и 75% с проводимостью не более 3 мкСм/см.

2. Описание экспериментальной установки и методики эксперимента

Экспериментальная установка представляла собой два закрепленных электроакустических преобразователя, один из которых был жестко закреплен в дно жидкостного контейнера, а другой мог вертикально перемещаться относительно другого при помощи прецизионного устройства с шагом ±10 мкм. Конструкция экспериментальной установки позволяла соблюдать параллельность плоских рабочих поверхностей преобразователей при перемещении одного преобразователя относительно другого [3]. В процессе эксперимента преобразователи подключались к измерителю S-параметров (Agilent E5071C) после чего контейнер заполнялся исследуемой жидкостью и измерялись зависимости коэффициента передачи S_{12} от зазора (толщины слоя жидкости) между преобразователями. Все измерения проводились при температуре 23 ± 2 °C.

Для теоретического анализа зависимости параметра S_{12} от толщины слоя жидкости между преобразователями была использована механическая эквивалентная схема, представленная на рисунке 1. Символами обозначены; $Z = \rho V_{11} A$ — полный механический импеданс жидкости, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны. ρ — плотность жидкости, V_{11} — скорость продольной акустической волны в жидкости, A — площадь преобразователей. d — зазор между преобразователями (толщина слоя жидкости). Нагрузки преобразователей с обеих сторон схемы обозначены символом Z^T.

Источник механической “ЭДС” F_1 генерирует механическую силу, приложенную к одному из сторон слоя жидкости где f — частота, F_0 — амплитуда, t — время.

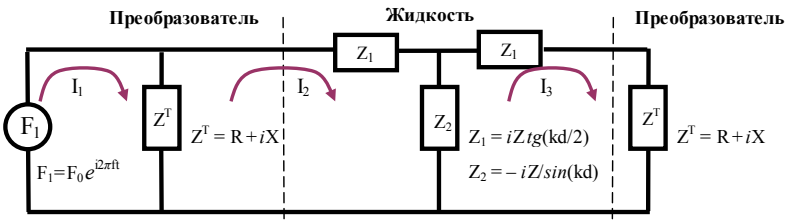


Рис. 1. Механическая часть эквивалентной схемы для слоя жидкости между преобразователями.

[1] Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 23-22-00134.

Ток I_3 в третьем контуре эквивалентной схемы на рис. 1

$$I_3=F_1\frac{Z_2}{(Z_1+Z_2)(Z_1+Z_2+Z^T)-Z_2^2} \quad (1)$$

Тогда силу F_{out}, действующую на выходной преобразователь, можно выразить как

$$F_{out}=I_3Z^T \quad (2)$$

Учитывая, что S_0 — потери в одном преобразователе, коэффициент передачи S_{12} можно записать как

$$S_{12}=20lg\left(\frac{I_3Z^T}{F_1}\right)+2S_0 \quad (3)$$

Используя обозначения на рис. 1 и уравнения (1), (2) и (3) путем перебора искомых величин с использованием метода наименьших квадратов определялся такой набор R, X, η_{11} и V_{11} при котором теоретические зависимости коэффициента прохождения S_{12} от зазора d между преобразователями максимально совпадали с экспериментальными [4]. На рис. 2 теоретические и экспериментальные зависимости для смеси с 75% содержанием глицерина хорошо соответствуют друг другу.

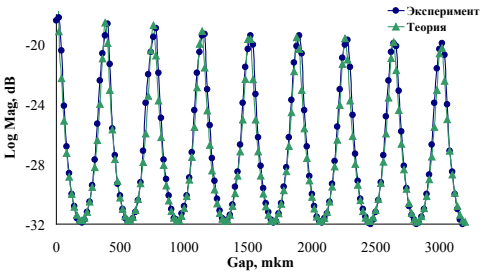


Рис. 2. Зависимости коэффициент передачи S_{12} от зазора между преобразователями для смеси вода-глицерин с 75% содержанием глицерина (синий – эксперимент, зеленый – теория)

Модуль упругости C_{11} исследуемых жидкостей (табл. 1) определялся согласно формуле $C_{11}=\rho V_{11}^2$.

Таблица 1. Полученные значения плотности ρ, продольных модуля упругости C_{11} и коэффициента вязкости η_{11}, а также скорости продольной акустической волны V_{11} для жидкостей на основе воды и глицерина, на частоте 2.5 МГц

β, %	ρ, кг/м³	C_{11}, 10^9 Па	η_{11}, Па·с	V_{11}, м/с
0	1002	2.26	0.01	1503
44	1100	3.37	0.32	1750.3
65	1167	4.046	0.9	1862
75	1191	4.2	1.0	1877

4. Заключение

Разработана методика определения скорости продольной акустической волны и материальных констант исследуемых жидкостей при помощи акустического интерферометра и теоретического анализа механической части его эквивалентной схемы. Определены продольные модуль упругости, коэффициент вязкости и скорость распространения продольной акустической волны для образцов смеси воды и глицерина с различными объемными концентрациями глицерина в воде.

Список литературы

1. Hill C.R., Bamber J.C., ter Haar G.R. Physical Principles of Medical Ultrasonics: 2nd Edition. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd. 2004. 528 p. https://doi.org/10.1002/0470093978
2. 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. Vol. 89. No. 17. P. 8917–8923. https://doi.org/0.1021/acs.analchem.7b01388
3. Zaitsev B., Borodina I., Teplykh A., Semyonov A. Determination of the Acoustic Wave Velocity and Attenuation in Liquids with Different Acoustic Impedances Using an Acoustic Interferometer // Acoustical Physics. 2023. Vol. 69. No. 4. P. 503–509.
4. Semyonov A.P., Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Borodina I.A. Determination of Electrical and Mechanical Properties of Liquids Using a Resonator with a Longitudinal Electric Field // Sensors. 2024. Vol. 24. P. 793. https://doi.org/10.3390/s24030793

Оценка влияния наночастиц феррита никеля на опухолевые клетки условиях ферромагнитного резонанса *in vitro*

[1,2] Шохрина А. О., [1] Николаева Е. Д., [1] Крюкова О. В., [1,2] Столяр С. В.
[1] *ФИЦ КНЦ СО РАН*
г. Красноярск, 660036, ул. Академгородок, 50, Российская Федерация
annashohrina152@gmail.com
[2] *Сибирский федеральный университет*
г. Красноярск, 660041, пр-т Свободный, 79, Российская Федерация

Аннотация: *Тепловой эффект магнитных наночастиц может быть усилен в условиях ферромагнитного резонанса, и предполагается использование этого явления в области биомедицины. В данной работе была проведена оценка воздействия наночастиц феррита никеля на клетки асцитной карциномы Эрлиха. Максимальный нагрев наночастиц составил 13 К в условиях ферромагнитного резонанса: при частоте переменного магнитного поля 8,9 ГГц и напряженности постоянного магнитного поля H = 2,8 кЭ. Наночастицы феррита никеля индуцировали сокращение доли живых клеток и увеличение доли погибших клеток и клеток в состоянии апоптоза в условиях ФМР-гипертермии.*

1. Введение

Ферромагнитные свойства феррита никеля делают его перспективным кандидатом для решения различных биомедицинских задач, в том числе в области гипертермического воздействия на клетки [1-3]. В работах [4,5] авторы описывают способ осуществления нагрева, в основе которого лежит явление ферромагнитного резонанса (ФМР). Ферромагнитный резонанс проявляется в избирательном поглощении ферромагнетиком энергии СВЧ-поля при резонансном значении частоты ω переменного магнитного поля h в постоянном магнитном поле H. Такой вид гипертермии характеризуется высокой скоростью и величиной нагрева при параметрах переменного магнитного поля, остающихся в пределах допустимого диапазона для медицинских применений.

Целью данной работы является оценка воздействия наночастиц феррита никеля в условиях ферромагнитного резонанса на опухолевые клетки *in vitro*.

2. Теория

Авторы [4,5] описывают новую концепцию магнитотермического режима, который характеризуется быстрым резонансным спиновым возбуждением с низким энергопотреблением и последующим рассеиванием энергии. Поглощение энергии сферической частицей объемом V в единицу времени при ФМР определяется выражением:

$$W = \omega \frac{V}{2} \chi'' h^2, \quad (1)$$

где χ'' – мнимая компонента магнитной восприимчивости. Предполагая, что вся поглощаемая энергия наночастиц идет на нагрев, данный механизм может стать основой для реализации гипертермии в биомедицинских целях.

В данной работе для ФМР-гипертермии использовали наночастицы феррита никеля $NiFe_2O_4$, полученных методом химического соосаждения с последующим отжигом и покрытием с помощью тетраэтоксисилана (TEOS) и 3-аминопропилтриэтоксисилана (APTES) для формирования силикатной оболочки, содержащей на поверхности свободные аминогруппы. Средний размер частиц составил 120±40 нм. Согласно графику на рисунке 1б с ростом напряженности приложенного постоянного поля до резонансного значения при частоте переменного магнитного поля 8,9 ГГц нагрев частиц увеличивается до максимального значения $\Delta T_{max} \approx 13\,K$ при напряженности постоянного поля $H = 2,8$ кЭ. Наибольший прирост температуры наночастиц наблюдался в условиях, соответствующих ферромагнитному резонансу, что подтверждает рисунок 1а. Заданные параметры переменного электромагнитного поля остаются в пределах допустимого диапазона для локального применения в медицине, т.е. произведение частоты и амплитуды не превышает порядка 10^{11} А $с^{-1}м^{-1}$ [4].

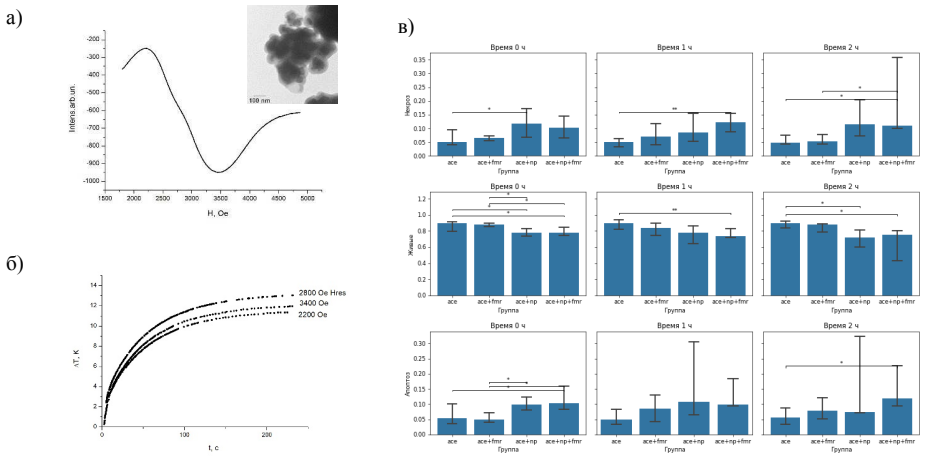


Рис. 1. а) Кривая ферромагнитного резонанса, на вставке – ТЕМ изображение полученных наночастиц; б) Кинетические кривые нагрева наночастиц при различных значениях магнитного поля H; в) Сравнение доли погибших, живых клеток АКЭ и клеток в состоянии апоптоза в динамике после воздействия: ace – интактные клетки АКЭ; ace+fmr – клетки АКЭ после воздействия полей H и СВЧ, соответствующих условиям ФМР для частиц; ace+np – клетки АКЭ, инкубированные с наночастицами феррита никеля; ace+np+fmr – клетки АКЭ, инкубированные с наночастицами в условиях ФМР.

Примечание: данные о жизнеспособности клеток представлены в виде медианных значений, * – $p < 0,05$; ** – $p<0,01$

Для проверки эффективности воздействия наночастиц феррита никеля на клетки в условиях ФМР-резонанса использовали экспериментальную опухоль - асцитную карциному Эрлиха (АКЭ) [6]. В исследуемых пробах концентрация клеток составляла 10^6 мл$^{-1}$, концентрация частиц – 0,4 мг/мл. Пробы находились в условиях ФМР в течение 10 минут. Оценка жизнеспособности клеток производили методом проточной цитофлуориметрии сразу после воздействия, через 1 и 2 часа. Согласно данным рисунка 1в, наночастицы как в условиях ФМР, так и при отсутствии электромагнитного поля влияют на жизнеспособность АКЭ. Причем значимое отличие от контрольной группы содержания клеток в состоянии апоптоза наблюдали после воздействия ФМР с наночастицами, что может отражать синергетический эффект воздействия частиц и магнитных полей.

3. Заключение

Наночастицы феррита никеля с силикатной оболочкой, функционализированной аминогруппами позволяют достигать максимального нагрева на 13 К в условиях ФМР при резонансной напряженности постоянного магнитного поля равной $H = 2,8$ кЭ и переменном магнитном поле частотой 8,9 ГГц амплитудой ~1Э. При изучении отклика клеток асцитной карциномы Эрлиха наблюдается снижение доли живых клеток и увеличение доли клеток в состоянии апоптоза в присутствии наночастиц феррита никеля как в результате ФМР-гипертермии, так и без воздействия. Для подтверждения значимости вклада гипертермического эффекта ферромагнитного резонанса в развитие апоптоза и некроза клеток, а также механизмов наблюдаемых процессов, требуются дальнейшие исследования.

Список литературы

1. Egizbek K. et al. Stability and cytotoxicity study of NiFe2O4 nanocomposites synthesized by co-precipitation and subsequent thermal annealing // Ceramics International. 2020. Vol. 46. No 10. P. 16548–16555.
2. Yasemian A.R., Almasi Kashi M., Ramazani A. Hyperthermia properties of NixFe3−xO4 nanoparticles: a first-order reversal curve investigation // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. 2019. Vol. 30. No 24. P. 21278–21287.
3. Столяр С. В., Ли О. А., Николаева Е. Д. [и др.] Нагрев магнитных порошков в режиме ферромагнитного резонанса на частоте 8.9 GHz // Физика твердого тела. 2023. Т. 65, № 6. С. 1006-1013.
4. Lee J.-H., Kim Y., Kim S.-K. Highly efficient heat-dissipation power driven by ferromagnetic resonance in MFe2O4 (M = Fe, Mn, Ni) ferrite nanoparticles // Scientific Reports. 2022. Vol. 12. No 1. P. 1–9.
5. Lee J.H. et al. Ultra-high rate of temperature increment from superparamagnetic nanoparticles for highly efficient hyperthermia // Scientific Reports. 2021. Vol. 11. No 1. P. 1–9.
6. Ozaslan M., Guldur M.E., Kilic I.H. Ehrlich ascites carcinoma // African journal of biotechnology. 2011. Vol. No 10. P.2375-2378

Электромагнитны волны в фотонной ромбической решетке

Коровай О.В.

Севастопольский государственный университет,
299053, Российская Федерация, Севастополь, ул. Университетская 33,
**E-mail: OVKorovai@sevsu.ru*

Аннотация: *Используя метод связанных мод, теоретически изучены эффекты распространения лазерного излучения в оптической ромбической решетке, состоящей из трех параллельных массивов волноводов с учетом взаимодействия каждого волновода с ближайшими соседями и между волноводами массивов. Получены аналитические выражения, позволяющие точно предсказать возникновение эффекта локализации света, в зависимости от констант связи. При некоторых значениях параметров в оптической решетке наблюдается эффект локализации Андерсона.*

1. Введение

В последние годы успехи в теоретических и экспериментальных исследованиях возможности разработки полностью оптических элементов, стимулировали изучение свойств различных дискретных систем. Электромагнитное поле, распространяющееся в волноводах, периодически расположенных в пространстве, на расстоянии порядка длины волны, может быть локализовано в диэлектрических ловушках и фотоны могут перемещаться между соседними ловушками, при нарушенном эффекте полного внутреннего отражения. Фотонная решетка демонстрирует многозонный спектр линейных возбуждений, что приводит к усложнению волновых процессов и появлению в спектре фотонов дополнительной плоской зоны (Flat band), позволяя управлять светом. Локализованное состояние является хрупким и неустойчивым и демонстрирует чувствительность, что приводит к множеству квантовых и классических явлений [1,2]. С другой стороны, в неупорядоченных решетках наблюдается – локализация Андерсона [3]. Показано, что наблюдается два типа локализованных собственных мод – плоскофазные и ступенчатые. Нелинейные возмущения влияют на локализацию. При этом последовательное деструктивное вмешательство от случайно распределенных рассеивателей (узлов решетки) подавляет поперечную дифракцию в решетке, генерирующую локализованные дискретные состояния [4,5].

2. Теория

Мы рассматриваем квазиодномерную однородную ромбическую фотонную решетку, все волноводы в массивах решетки характеризуются одинаковыми постоянными распространения. Эволюция света в такой решетке происходит вдоль волноводов в направлении, ортогональном поперечной периодической структуре рис.1.

$$\begin{cases} i\dfrac{dA_n}{dx} = \kappa(A_{n-1} + A_{n+1}) + \alpha(B_n + B_{n-1} + C_n + C_{n-1}), \\ i\dfrac{dB_n}{dx} = \kappa(B_{n-1} + B_{n+1}) + \alpha(A_{n-1} + A_{n+1}) + \beta C_n, \\ i\dfrac{dC_n}{dx} = \kappa(C_{n-1} + C_{n+1}) + \alpha(A_n + A_{n+1}) + \beta B_n, \end{cases} \quad (1)$$

где к – константа связи данного волновода с ближайшими соседями во всех трех массивах (рис.1), β – константа связи между волноводами первого и третьего массивов, α – константа связи между волноводами трех массивов, x – координата вдоль волноводов A_n, B_n и C_n – нормированные амплитуды полей распространяющихся мод в n–ом световоде. Воспользовавшись фурье-преобразованием b вводя новую переменную $D(x) = B(x) + C(x)$, будем искать решения в виде плоской волны: $A(x) = Ae^{ipx}$, $D(x) = De^{ipx}$, где p – играет роль поперечного волнового вектора решетки. Система уравнений (1) обобщение системы уравнений изученной в [6,7]. Получим систему линейных однородных алгебраических уравнений для амплитуд полей A и D. Равенство нулю определителя системы позволяет найти нетривиальное решение и получить дисперсионное соотношение для волноводной ромбической решетки: $p_{\pm} = -2\kappa\cos\vartheta - \frac{1}{2}\beta \pm s$, $p_0 = -2\kappa\cos\vartheta - \frac{1}{2}\beta$, где $s = \sqrt{\frac{1}{2}\beta^2 + 4\alpha^2(1+\cos\vartheta)}$. Введем начальные условия – $A_n|_{x=0} = A_0\delta_{n,0}$, $D_n|_{x=0} = 0$.

Легко показать, что $B(\vartheta,x)=C(\vartheta,x)=\frac{1}{2}D(\vartheta,x)$, тогда решение системы (1) будет иметь вид:

$$A_n(x)=\frac{A_0}{2\pi}\int_0^{\pi}d\vartheta\cos(n\vartheta)e^{-ix\left(2\kappa\cos\vartheta+\frac{1}{2}\beta\right)}\left(\cos sx+i\frac{\beta}{2s}\sin sx\right), \quad (2)$$

$$B_n(x)=C_n(x)=\frac{-2i\alpha A_0}{\pi}\int_0^{\pi}d\vartheta e^{-ix\left(2\kappa\cos\vartheta+\frac{1}{2}\beta\right)}\cos\left(\frac{\vartheta}{2}\right)\cos\left(\frac{(2n+1)\vartheta}{2}\right)\frac{\sin sx}{s}. \quad (3)$$

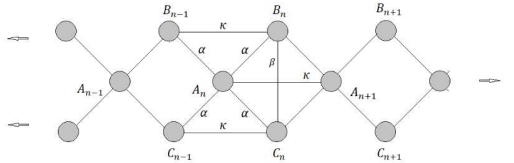


Рис. 1. Схема расположения волноводов квазиодномерного ромбического массива

Рассмотрим пространственное распределение интенсивности при $\beta\neq 0$, $\alpha\neq 0$, $\kappa\neq 0$ накачка осуществляется только в торец нулевого A_n волновода. В этом случае при малых β, κ, и достаточно большом α структура пространственного распределения интенсивности в представляет собой последовательность максимумов, разделенных нулями. При некоторых значениях констант связи, т.е. при наличии квантовой интерференции между распространяющимся излучением в массивах решетки наблюдается эффект локализации Андерсона в решетке. При $\alpha=1$, $\beta=1$ и $\kappa=1$ изменяется распределение интенсивности света в массивах, однако по-прежнему сохраняя его локализованным.

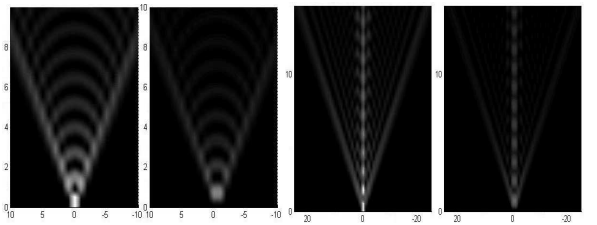


Рис. 2. Пространственное распределение интенсивности света в первом и втором массивах решетки в зависимости от координаты x при различных значениях констант при накачке в торец a_0 a) α=0.9, β=0.01 κ=0.01, b) α=0.8, β=0, κ=0.4

3. Заключение

Теоретически изучено пространственное распределение интенсивности излучения, распространяющегося в ромбической оптической фотонной решетке, получены аналитические выражения для интенсивностей излучения. Показано, что изменение значений параметров позволяют наблюдать различные режимы распространения излучения в решетке и управлять этими состояниями.

Список литературы

1. Leykam D. Flat bands, sharp physic // AAPPS Bull., 2024, Vol. 34. No. 2. P. 1–8.
2. Vicencio R. A. Singular flat bands // Advances in Physics: X, 2021, Vol.6, No.1, P.1–42.
3. Schwartz T., Bartal G., Fishman S. and Segev M. Transport and Anderson localization in disordered two-dimensional photonic lattices // Nature, 2007, Vol. 446, No.52, P.52–55.
4. Lahini Y., Avidan A., Pozzi F.,at al. Anderson Localization and Nonlinearity in One-Dimensional Disordered Photonic Lattices // Phys. Rev. Lett., 2008, Vol. 100, P. 013906-1– 013906-4
5. Naether U., Meyer J. M, Stützer S., at al., Anderson localization in a periodic photonic lattice with a disordered boundary // Opt. Lett., 2012. Vol.37, No. 4, P. 485-487.
6. Nandy A. Analytical study of quasi-one dimensional flat band networks and slow light analogue // arXiv:1901.09242 19 Apr 2019.
7. Maimistov A.I., Patrikeev V.A. Electromagnetic Wave Propagation in a Quasi-1D Rhombic Linear Optical Waveguide Array // Preprint arXiv:1606.03697v1 12 Jun 2016.

Измерительный стенд для электрооптической регистрации временной формы сверхкороткого импульса электромагнитного излучения с пикосекундным разрешением

Сорокин И.А., Кондратьев А.А., Куценко Н.С., Арадушкина М.Н., Потапов А.В., Гилёв О.Н.

ФГУП "РФЯЦ-ВНИИТФ им. академика Е.И. Забабахина", г. Снежинск, Челябинская обл.

Аннотация: *Разработан и изготовлен стенд для измерения временной формы напряженности электрической составляющей электромагнитного поля сверхкоротких импульсов СВЧ-излучения на основе электрооптического эффекта Поккельса. Для обеспечения временного разрешения ~ 1 пс используется стробоскопический метод регистрации с оптической линией задержки. Амплитудное разрешение составляет ~ 10 кВ/м, предел измерения напряженности ~ 3 МВ/м.*

1. Введение

Измерение параметров сверхкоротких (СК) электромагнитных импульсов является актуальной задачей в приложениях сверхширокополосной (СШП) связи, локации, подповерхностного зондирования и исследования электромагнитной совместимости. Основными параметрами импульсов СК ЭМИ являются напряженность электрической или магнитной составляющей электромагнитного импульса, которые измеряются с использованием измерительных преобразователей на основе полосковых линий, малых электрических и магнитных датчиков с регистрацией временной формы импульса осциллографом. Для регистрации временной формы СК импульсов в миллиметровом диапазоне длин волн полоса частот импульсных преобразователей и временное разрешение осциллографов реального времени часто недостаточны. Использование стробоскопических осциллографов может быть затруднено из-за разброса срабатывания источника СК ЭМИ. Для увеличения временного разрешения могут использоваться виды регистрации на основе других физических эффектов. Для диагностики терагерцового излучения часто используется метод оптического детектирования на основе эффекта Поккельса[1].

В данной работе описывается измерительный стенд для измерения временной формы напряженности электрической составляющей электромагнитного поля СШП электромагнитного импульса санти- и миллиметрового диапазона на основе эффекта Поккельса с временным разрешением ~ 1 пс.

2. Постановка эксперимента

Схема измерительного стенда приведена на рисунке 1. Синхронизованный с импульсом СК ЭМИ лазерный импульс субпикосекундной длительности, генерируемый лазерной установкой 1, направляется через линию задержки 2, систему формирования поляризации, состоящую из поляризатора 3 и фазовой пластинки 4, в нелинейно-оптический кристалл ZnTe 6 коллинеарно с излучением генератора СК ЭМИ 5. Под воздействием поля ЭМИ в электрооптическом кристалле изменяется состояние поляризации диагностического лазерного импульса. Фазовой пластинкой 7 компенсируется эллиптическая поляризация пучка, внесенная элементами оптической схемы и выставляется значение фазы, оптимальное для регистрации. По изменению состояния поляризации диагностического импульса, которое регистрируется фотодиодом 10 после выделения анализатором 8, может быть определена мгновенная амплитуда напряженности поля ЭМИ.

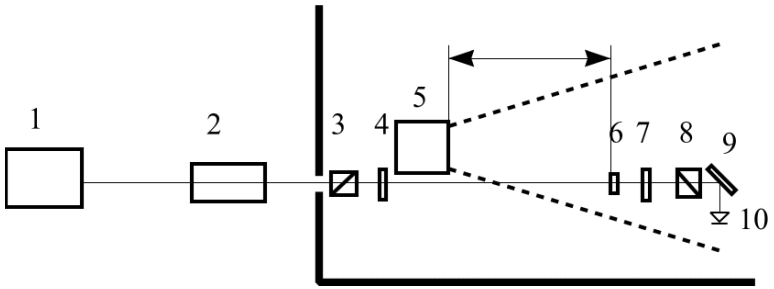


Рисунок 1 – Схема измерительного стенда

1 –лазер, 2 – оптическая линия задержки, 3 – поляризатор (призма Глана), 4 – фазовая пластина λ/2, 5 – генератор СК ЭМИ, 6 – электрооптический кристалл, 7 – фазовая пластина λ/4, 8 – анализатор (призма Глана), 9 – поворотное зеркало, 10 – фотодиод.

Изменение состояния поляризации обусловлено разностью фаз двух состояний поляризации диагностического излучения, распространяющегося в кристалле. Разность фаз для кристалла ZnTe равна

$$\Gamma = \pi \cdot r_{41} \cdot n^3 E_d / \lambda,$$

где r_{41} – электрооптический коэффициент, λ – длина волны диагностического излучения, n – показатель преломления для длины волны диагностического излучения, E – напряженность поля СВЧ-излучения, d – толщина кристалла.

Амплитуда сигнала фотодиода пропорциональна энергии падающего лазерного излучения и зависит от разности фаз Γ следующим образом:

$$U = U_{max} \cdot \sin^2((\Gamma+\Gamma_0)/2).$$

Величина Γ_0 устанавливалась при помощи фазовой пластины λ/4 таким образом, чтобы при проведении измерений выполнялось соотношение $0 < (\Gamma+\Gamma_0) < \pi$.

Изменение задержки прихода диагностического импульса относительно импульса ЭМИ, которое устанавливается линией задержки 2, позволяет измерить значение напряженности поля ЭМИ в положениях, соответствующих различным моментам времени. Временное разрешение ограничивается разностью скорости распространения ЭМИ и диагностического лазерного импульса в кристалле и составляет, для кристалла ZnTe толщиной 3 мм, ~ 1 пс. Амплитудное разрешение стенда составляет ~ 10 кВ/м, что определяется шумом тракта регистрации. Максимальные значения амплитуды напряженности, которые могут быть измерены при использовании стенда, определяются предельным значением разности фаз и составляют ~ 3 МВ/м.

Список литературы

1. Q. Wu, X.C. Zhang "Ultrafast electro-optic field sensors"// Appl. Phys. Lett. 1996 Vol. 68, p. 1604.

Точность векторно-матричных преобразований выполняемых неидеальным интерферометром Маха — Цендера [1]

Сидоренко К. В., Барабаш Н. В., Нежданов А.В., Бобров А.И.
Научно-исследовательский физико-технический институт ННГУ
г. Нижний Новгород, 603950, просп. Гагарина, 23, корп. 3, Российская Федерация
oknerodisian@rambler.ru

Аннотация: *Рассматривается математическая модель планарного интерферометра Маха — Цендера с неидеальными направленными ответвителями. Для модели получены две оценки погрешности работы интерферометра в виде зависимостей ошибки вычисления от ошибки деления лучей в направленных ответвителях. Показано, что погрешность зависит как от ошибки деления, так и от параметров входящих сигналов.*

1. Введение

В последнее время фотонные интегральные схемы (ФИС) нашли широкое применение в задачах машинного обучения [1,2] и телекоммуникационных системах благодаря возможности выполнять сверхбыстрые векторно-матричные преобразования. ФИС представляют собой оптические сети различных топологий элементами которых выступают планарные интерферометры по схеме Маха-Цендера [3]. Прохождение оптического сигнала через такую сеть математически можно сопоставить операцию умножения матрицы на вектор. При этом физически роль линейных матричных операторов, действующих на входящие вектор-сигналы выполняют фазовращатели и направленные ответвители, являющиеся базовыми элементами интерферометра Маха-Цендера.

Однако дальнейшее масштабирование оптических сетей сталкивается с определенными трудностями, связанными с погрешностями изготовления структур, оптические потери, рассеяние на дефектах боковых стенок и конечная точность цифроаналоговых преобразований цифровых управляющих сигналов в напряжениях на фазовращателях [4]. За последнее время в ряде работ [2,4,5] были предложены способы оптимизации топологии оптических сетей, которые позволяют преодолеть часть этих трудностей.

В настоящей работе был рассмотрен отдельный интерферометр Маха-Цендера, направленные ответвители которого имеют ошибку деления. Для него были получены две оценки точности векторно-матричного преобразования, зависящие от ошибки деления. Первая оценка получена как мера различия реализуемых интерферометрами матриц преобразования и представлена в виде нормы разности двух унитарных матриц, соответствующих идеальному и неидеальному интерферометрам. Вторая оценка получена как мера различия выходных интенсивностей. Показано, что в этом случае точность операции зависит не только от погрешностей в ответвителях, но и от параметров входящих сигналов.

2. Теория

Планарный интерферометр Маха-Цендера последовательно совершает над двумя входящими оптическими сигналами $E_{1,2}^{in} = \rho_{1,2}e^{i\psi_{1,2}}$ с амплитудами $\rho_{1,2}$ и фазами $\psi_{1,2}$ операции фазового смещения и разделения напополам мощности излучения между волноводами. Математически это соответствует матрице линейного преобразования $T = CR_\theta CR_\varphi$, где матрица $R_\varphi = \begin{pmatrix} e^{i\varphi} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$ соответствует смещению фазы первого сигнала на угол φ с помощью фазовращателя, а матрица $C = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{pmatrix}$ соответствует разделению сигнала напополам в направленном ответвителе.

Дефекты изготовления планарных интерферометров приводят к тому, что коэффициенты деления направленных ответвителей отличаются от идеальных 3дБ. Чтобы оценить, насколько

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках проекта № FSWR-2022-0007.

ошибка деления влияет на ошибку интерферометра введем матрицу неидеального направленного ответвителя $C_\phi = \begin{pmatrix} \cos(\frac{\pi}{4}+\phi) & i\,sin(\frac{\pi}{4}+\phi) \\ i\,sin(\frac{\pi}{4}+\phi) & \cos(\frac{\pi}{4}+\phi) \end{pmatrix}$, где $\phi \in [0,2\pi)$ – угол отклонения деления от нормы. Матрицу неидеального интерферометра, ответвители которого имеют отклонения α и β можно представить как $T_{\alpha\beta} = C_\alpha R_\theta C_\beta R_\varphi$. Тогда векторы выходных сигналов для идеального и неидеального интерферометров можно представить как $E^{out} = TE^{in}$ и $E^{out}_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta}E^{in}$.

Первый способ оценки погрешности интерферометра был выбран как евклидова норма разности выходящих векторов $E^{out}_{\alpha\beta}$ и E^{out}, отнесенная к норме выходного вектора E^{out}. После преобразований можно получить величину этой погрешности как функцию углов отклонения α и β, а также угла смещения фазы θ на втором фазовращателе

$$\varepsilon(\alpha,\beta,\theta) = \sqrt{2}\sqrt{1 - cos\alpha\, cos\beta + sin\alpha\, sin\beta\, cos\theta} \quad (1)$$

Зачастую в качестве меры совпадения F двух $N\times$-матриц U_0 и U в литературе [2,5] рассматривается мера в виде $F(U_0,U) = \left|\frac{Tr(U^*U_0)}{\sqrt{NTr(U^*U)}}\right|^2$. В нашем случае для N=2, $U_0 = T, U = T_{\alpha\beta}$ мера F примет вид $F\left(T,T_{\alpha\beta}\right) = \left|Tr(T_{\alpha\beta}{}^*T)\right|^2/4$. Таким образом, в терминах (1) мера F есть выражение $F\left(T,T_{\alpha\beta}\right) = \left|1-\frac{\varepsilon^2}{2}\right|^2$.

С другой стороны измеримой в эксперименте параметром является интенсивность выходящего из интерферометра излучения. Поэтому в качестве второго способа оценки погрешности интерферометра мы ввели величину $\varepsilon_I = \frac{\|J-I\|}{\|I\|}$, где $I = (|E_1^{out}|^2, |E_2^{out}|^2)$ и $J = (J_1, J_2)$ есть векторы интенсивностей идеального и неидеального интерферометров, соответственно, а символ $\|\ \|$ определяет эвклидову норму. Анализ показывает, что существует множество «далеких» по метрике $1-F$ пар матриц, результаты преобразования которых для выбранных значений параметров сигналов близки по интенсивностям.

Для подтверждения справедливости оценки погрешности ε_I нами была построена численная 2D модель модулятора по схеме Маха-Цендера в программном пакете Comsol Multiphysics. Результаты компьютерного моделирования хорошо согласуются с расчетными значениями ошибки. Небольшие отклонения вызваны наличием потерь на излучение, которые не учитывались в математических расчетах.

3. Заключение

В данной работе получены две оценки точности векторно-матричного преобразования, выполненного с использованием планарного интерферометра Маха–Цендера. Произведена верификация теоретического результата в компьютерном эксперименте с использованием программного пакета Comsol Multiphysics.

Список литературы

1. Shen Y.,Harris N.C. et al. Deep learning with coherent nanophotonic circuits// Nature photonics. 2017. Vol. 11. No. 7. P. 441-446.
2. Fang M. Y. S., Manipatruni S., Wierzynski C., Khosrowshahi A., DeWeese M. R. Design of optical neural networks with component imprecisions// Optics Express. 2019. Vol. 27. No. 10. P. 14009-14029.
3. Reck M., Zeilinger A., Bernstein H. J., Bertani P.Experimental realization of any discrete unitary operator// Phys. Rev. Lett. 1994. Vol. 73. No. 1. P. 58-61.
4. Hamerly R., Bandyopadhyay S., Englund D. Accurate self-configuration of rectangular multiport interferometers// Phys. Rev. Appl. 2022. Vol. 18. No. 2. P. 024019-024031.
5. Clements W. R., Humphreys P. C., Metcalf B. J., Kolthammer W. S., Walmsley I. A. Optimal design for universal multiport interferometers// Optica. 2016. Vol. 3. No. 12. P. 1460-1465.

Особенности создания широкополосных многоканальных радиофотонных приемных устройств

Гамиловская А. В., Рыжих В. А.

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»
Космический проспект, 24а, г. Омск-27, 644027
aockba@ckba.net

Аннотация: *В данной работе представлен принцип работы широкополосного применика на базе супергетеродинного радиофотонного тракта с выносной антенной системой.*

Основой построения радиофотонного приемника является перенос сигналов через оптический тракт с последующим преобразованием сигнала из оптического в электрический.

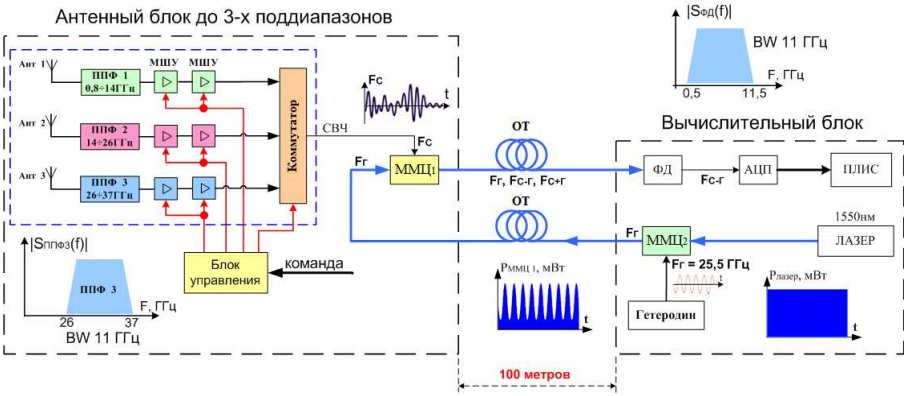


Рис. 1. Радиофотонный приемник прямого/супергетеродинного преобразования, где 3-й поддиапазон работает в супергетеродинном режиме (ППФ – полосно-пропускающие фильтры, ММЦ – модуляторы Маха — Цендера, ФД – фотодетектор, МШУ – малошумящий усилитель, ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема, АЦП – аналогово-цифровой преобразователь)

Целью работы было разработать широкополосное многоканальное пеленгационное радиоприемное устройство на базе супергетеродинного радиофотонного тракта с выносной антенной системой.

Внесение в схему дополнительного модулятора Маха-Цендера ММЦ2 после лазера дает возможность модулировать оптическую опорную волну частотой гетеродина ($F_г$) с последующим перемножением с частотой полезного сигнала (F_c) от антенны. На выходе ММЦ1 в оптическом спектре присутствуют суммарный ($F_{c+г}$) и разностный ($F_{c-г}$) спектры продуктов перемножения. На рисунке 1 отражена работа радиофотонного многорежимного приемника в супергетеродинном режиме. Особенностью схемы является применение низкочастотного фотодетектора с изменяемой АЧХ для подавления суммарного и выделение разностного спектров из продуктов перемножения в оптическом диапазоне.

При отключении модуляции гетеродина схема трансформируется в простой радиофотонный тракт и переходит в режим прямого преобразования (1 и 2 поддиапазоны).

На базе рассмотренной схемы был построен 4-х канальный приемник (рисунок 2) с идентичным исполнением антенной системы в каналах.

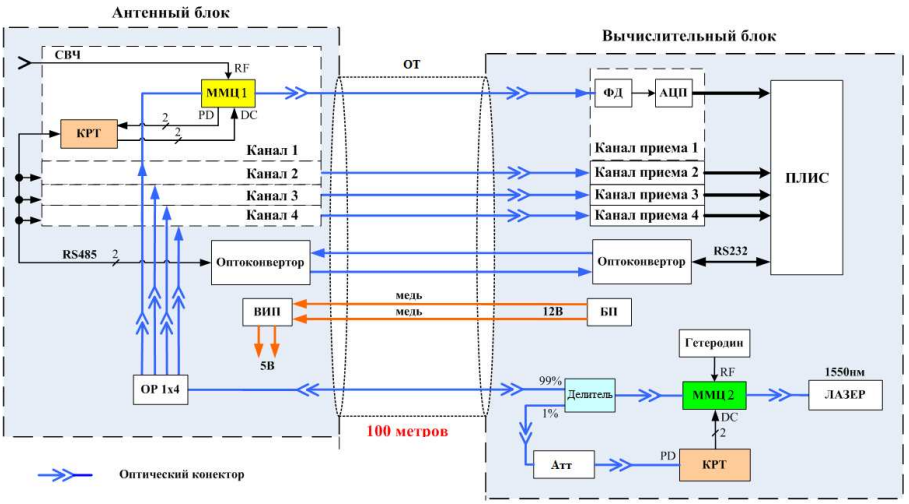


Рис. 2. Оптическая схема четырехканального радиофотонного приемника (КРТ – контроллер рабочей точки, ММЦ – модуляторы Маха — Цендера, Атт – аттенюатор, ФД – фотодетектор, АЦП – аналогово-цифровой преобразователь, ВИП – вторичный источник питания, ОТ – оптический тракт, ОР – оптический распределитель, БП – блок питания, ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема)

Главной особенностью схемы является применение одного лазера для работы антенного блока, который через оптический распределитель делит поровну мощность лазера по каналам.

Перспективы развития сквозных технологий на основе топологических фрактально-скейлинговых методов и реконфигурируемых интеллектуальных метаповерхностей для РСА, систем MIMO и «умной» радиосреды

Потапов А. А.

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

Аннотация: *Рассматриваются тенденции развития сквозных технологий на основе новых концепций обработки многомерных сигналов в радиосистемах и преобразований частей беспроводной среды в интеллектуальную радиосреду (smart radio environment). В первом разделе представлен широкий спектр применений и внедрения созданной автором с учениками топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) информации в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА), системах MIMO и других радиосистемах. Во втором разделе обсуждаются современные идеи фотоники и радиофотоники: динамическое манипулирование электромагнитными волнами с помощью реконфигурируемых интеллектуальных метаповерхностей (МП).*

1. Введение

В соответствии с «Концепцией технологического развития на период до 2030 года», утвержденной Распоряжением Правительства РФ от 20 мая 2023 г. № 1315-р, *сквозные технологии* (технологические направления) - перспективные технологии межотраслевого назначения, обеспечивающие создание инновационных продуктов и сервисов и оказывающие существенное влияние на развитие экономики, радикально меняя существующие рынки и (или) способствуя формированию новых рынков. В работе показаны возможность и необходимость объединения дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» для будущих сквозных технологий. Представлены результаты 2020-2024 гг. – *фракталы в РСА* и результаты 2019-2024 гг. – *фотоника и радиофотоника*.

2. Основная часть

В *первом разделе* работы рассмотрены основные направления внедрения созданной автором топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) информации в новые технологии для РСА [1-11]. Исследования проводятся в фундаментальном научном направлении «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 1979 г. (первым в СССР) по настоящее время. Введение в научный обиход вышеупомянутых понятий позволило автору впервые в мире предложить, а затем применить новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты на основе изучения топологии выборки принятого реального сигнала.

Непрерывное совершенствование ТТФО сигналов и полей требует постоянного улучшения скорости обработки информации и поиск новых физических принципов для ее осуществления. Здесь, несомненно, будущее принадлежит фотонным и радиофотонным технологиям. Далее во *втором разделе* работы представлены избранные результаты в области фотоники и вычислительных МП, которые были получены автором с китайскими учеными в совместной лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов. За период 2019-2024 гг. автором с китайскими учеными были совместно выполнены около десятка работ по фотонике и радиофотонике. Их тематика [12-21]: оптико-аналоговые вычисления пространственного дифференцирования и обнаружение контуров; метаповерхности Гюйгенса; управление рассеянием света наночастицами с помощью магнито-электрической связи и нулевое обратное рассеяние; теория рассеяния света наночастицами и электромагнитные мультиполи; численное моделирование; поверочные эксперименты в области частот от 4 до 7,5 ГГц; сильная оптомеханическая связь в цепочечных волноводах и кольцевых резонаторах из наночастиц и наностержней кремния с квазисвязанными состояниями в континууме (фотон – фононное взаимодействие с микроструктурами) и т.п. Все в целом – *принципиально новая радиотехника*.

3. Заключение

В работе на ряде примеров дан анализ возможностей успешной интеграции дорожных карт по фракталам, искусственному интеллекту и фотонике / радиофотонике с целью создания сквозных тех-

нологий для современных и будущих задач радиолокации (РСА), телекоммуникаций (MIMO, MIMO с фрактальными антеннами) и принципиально новой архитектуры радиосистем и радиоканалов [3-6].

Список литературы

1. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Фракталы в действии: Биобиблиографический указатель / Под ред. акад. *Ю.В. Гуляева*. - М.: ЦПУ «Радуга», 2019. 256 с. – (*Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 26.12.2018 г., протокол № 8*).
2. Гуляев Ю.В., Потапов А.А. Применение теории фракталов, дробных операторов, текстур, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в синтезе новых информационных технологий для задач радиоэлектроники (в частности, радиолокации) // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 9. С. 839–854.
3. Potapov Alexander A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA) (China, Guangzhou, 14 - 17 December 2022). 6 p. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640. – (*Date Added IEEE Xplore: 05 January 2023*).
4. Потапов А.А. Дорожные карты «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» необходимо объединить: наши международные приоритеты в сквозных технологиях. - Части I – III // Материалы докл. 8-й Междунар. НТК «В.Ф. Уткин – 100 лет со дня рождения. Космонавтика. Радиоэлектроника. Геоинформатика» (г. Рязань, 27 - 29 сентября 2023 г.). Рязань: РГРТУ, 2023. С. 162–175.
5. Potapov Alexander A. Roadmaps “Fractals”, “Artificial Intelligence” and “Photonics” Need to Be Combined (Our International Priorities in End-to-End Technologies) // Proc. 16th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. by The Nonferrous Metals Society of China (Haikou, Hainan Province, China: November 06 - 14, 2023). - Changsha: Central South University Press, 2023. P. 31–36.
6. Потапов А.А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка информации и вычислительные метаповерхности в сквозных технологиях // Аннотированная программа III Всероссийского форума с международным участием “Академические Жуковские чтения” (г. Воронеж, 22 - 24 ноября 2023 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2023. С. 109. – (*Пленарный доклад*).
7. Потапов А.А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка сигналов и полей в радиофизике, радиотехнике и радиолокации: созданные методы и технологии (1979 – 2022 гг.) - фрактальный инжиниринг // Almanac «GeoContext». 2022. V. 10. No. 1. P. 6-56. – (Published: 2023-01-04). https://geo-context.org/index.php/geocontext/article/view/62
8. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малоконтрастных изображений // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 5. С. 457–467.
9. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 1. С. 51–67.
10. Потапов А.А., Кузнецов В.А. Текстурно-фрактальный анализ поляриметрических изображений, формируемых радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. 2023. Т. 68. № 10. С. 941–953. – (*К 70-летию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН*).
11. Патент RU 2746038 C1 G06T 5/50 (2020.09). Способ фрактального комплексирования многочастотных радиолокационных изображений / Кузнецов В.А., Потапов А.А., Аликулов Е.А. // (Приоритет изобретения 05.09.2020 г. Дата государственной регистрации 06.04.2021 г.). Бюл. № 10.
12. Wan Lei, Pan Danping, Yang Shuaifeng, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Wu Xia, Liu Weiping, Feng Tianhua, and Li Zhaohui. Optical analog computing of spatial differentiation and edge detection with dielectric metasurfaces // Optics Letters. 2020. V. 45. No. 7. P. 2070–2073.
13. Pan Danping, Wan Lei, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua. Performing Spatial Differentiation and Edge Detection with Dielectric metasurfaces // QELS_Fundamental Science “OSA Technical Digest Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO) (San Jose, California, USA, 10-15 May 2020)”. – Washington: Optical Society of America, 2020. Paper FW4B.2.pdf. 2 p. (From the session “Inverse Design and Computation (FW4B)”).
14. Feng Tianhua, Potapov Alexander A., Liang Zixian, and Xu Yi. Huygens Metasurfaces Based on Congener Dipole Excitations // Physical Review Applied. 2020. V. 13. Article No. 021002. 6 p.
15. Tianhua Feng, Shuaifeng Yang, Ning Lai, Weilian Chen, Danping Pan, Wei Zhang, Potapov Alexander A., Zixian Liang, and Yi Xu. Manipulating light scattering by nanoparticles with magnetoelectric coupling // Phys. Rev. B. 2020. V. 102. Article No. 205428. 7 p.
16. Wan Lei, Pan Danping, Ouyang Min, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Liu Weiping, Liang Zixian, Feng Tianhua, Li Zhaohui. Laplace metasurfaces for optical analog computing based on quasi-bound states in the continuum // Photonics Research. 2021. V. 9. No. 9. P. 1758–1766.
17. Wan Lei, Pan Danping, Feng Tianhua, Liu Weiping, Potapov A.A. A review of dielectric optical metasurfaces for spatial differentiation and edge detection // Frontiers of Optoelectronics. 2021. V. 14. No. 2. P. 187–200.
18. Shuaifeng Yang, Lei Wan, Fugen Wang, Alexander A. Potapov, and Tianhua Feng. Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // Optics Letters. 2021. V. 46. No 18. P. 4466–4469.
19. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // Nanoscale. 2023. V. 15. No. 10. P. 4982–4990. https://doi.org/10.1039/D2NR06449A
20. Потапов А.А. Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки многомерных сигналов // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 1. С. 11–30.
21. Потапов А.А. Интеллектуальные метаповерхности, Фурье-оптика и криптография: новые научные горизонты // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 2. С. 173–206.

Измерение параметров движения космических аппаратов радиоинтерферометрическим методом

[1]Маленко В. А.,[1]Афонин И. Л., [1]Поляков А. Л., [2]Богдановский А. Н.
[1]*Севастопольский государственный университет*
299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация
AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru
[2]*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского*
197198, ул. Ждановская, 13, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация: *При определении параметров движения космических аппаратов на основе радиоинтеферометрических измерений со сверхдлинной базой предполагается использование как опорных космических аппаратов, так и опорных космических источников радиоизлучения. Для практической проверки возможности реализации разработанного ранее метода были проведены экспериментальные исследования. Полученные результаты данных исследований освещаются в данной работе.*

1. Введение

В ходе экспериментальных исследований была проведена оценка эффективности реализации разработанного метода траекторных наземно-космических радиоинтерферометрических измерений орбитальных параметров КА. Сам метод был представлен в [1]. Для чего прежде всего проведены исследования космических объектов, и в частности космических источников. Необходимость измерений космических источников обусловлена, тем, что при этих измерениях определяются параметры антенных систем наземного комплекса траекторной радиоинтерферометрической системы, а также тем, что координаты самих космических источников используются в разработанном методе при радиоинтерферометрических измерениях орбитальных параметров КА в качестве опорных объектов. В завершение этапа были проведены траекторные радиоинтерферометрические измерения КА систем GPS и «ГЛОНАСС».

2. Теоретическая часть

Общая схема радиоинтерферометрической установки показана на рис.1. В ходе реализации эксперимента были выполнены измерения групповой задержки по радиосигналу КА. Частота интерференции характеризует дифференциальный доплеровский сдвиг частоты сигнала, принимаемого в разнесенных пунктах, вызванный вращением базы интерферометра относительно наблюдаемого КИ. Полученные данные (τ и F) передаются в баллистический центр, где используется для определения траектории полета КА. Затем с помощью радиоинтерферометрического метода определяем координаты КИ, расположенного близко к траектории КА на небе.

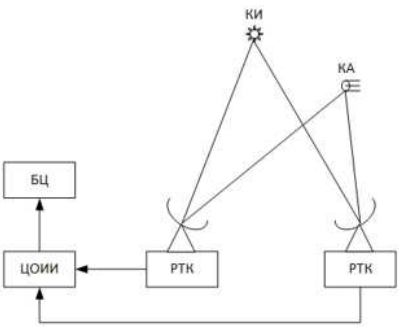


Рис.1

Для измерений использовались известные космические радиоисточники, которые должны были иметь малые угловые размеры, точно известные координаты (с точностью не хуже 1 угловой секунды) и плотности потока независимые от временной составляющей, в частности:

1. 3C123 (GAL; M= 21,0 ; Z= 0, 218; 4C+ 29.14); координаты: α=4h33m55s.2; δ=29034/14//; плотность потока на частоте 5,8 ГГц – 16 Ян;

2. 3C147 (QSO; M= 17,8; Z= 0,545; 4C+ 49.14); координаты: α=5h42m05s.57; δ=49051/01//.7; плотность потока на частоте 5,8 ГГц – 8 Ян.

Координаты источников пересчитывались на момент наблюдений. Использовалось сканирование объекта за счет вращения Земли. Средний скан соответствует ориентации антенны на расчетное положение источника, верхний и нижний – смещению диаграммы на ± 1'.

В случае, когда размер источника существенно меньше ширины диаграммы направленности, эффективная площадь определяется на основе соотношения классической радиоастрономии

$$A_э = \frac{2kT_A}{S_н}, \quad (1)$$

где Si — плотность потока радиоисточника, Вт/м^{2}Гц;

k — постоянная Больцмана (1,38x10-23Дж/К);

T_A — антенная температура, обусловленная источником, К.

На практике антенная температура на выходе антенны определяется не только антенной температурой источника, но и шумовой температурой системы. Поэтому для правильного определения эффективной площади необходимо максимально точно знать температуру системы, для чего используется калибровка по эталонному шумовому генератору и другие методы.

Более просто определяется такой параметр, как эффективность комплекса [102]

$$\varepsilon = \frac{S_э}{T_{сист}}, \text{ м}^2/\text{К}.$$

где $T_{сист}$ — суммарная шумовая температура системы.

Используя соотношение (1), получаем.

$$\varepsilon = 2k\frac{T_A}{T_{сист}}S.$$

Структурная схема наземного экспериментального РТК представлена на рис. 2.

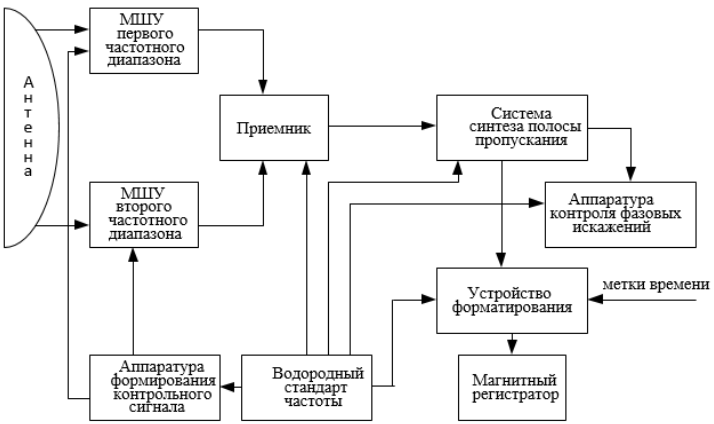


Рис. 2

Измерения проводились в двух диапазонах волн (18 и 5 см) или (5 и 32 см), чтобы исключить погрешности, вносимые средой распространения радиоволн. Результаты этих измерений используются также для уточнения координат РТК, длины базы и привязки времени в приемных пунктах.

При работе с КИ из общей полосы частот сигналов f, принимаемых РТК, специальными фильтрами вырезается четыре полосы по 500 кГц или 2 МГц (в зависимости от вида используемого регистратора). Сигналы с выхода этих фильтров поступают на регистрацию. При их обработке после регистрации точность измерения близка к точности при обработке в полосе f, а мощность соответствует мощности сигнала от КИ в полосе 500 кГц (2МГц). Работа с КИ в каждом из двух диапазонов проводилась последовательно.

3. Заключение

Результаты экспериментальных исследований дают основание утверждать, что разработанный радиоинтерферометрический метод расширяет возможности и повышает оперативность определения параметров движения космических аппаратов.

Список литературы

1. Метод определения параметров движения космических аппаратов на основе радиоинтерферометрических измерений со сверхдлинной базой// Афонин И. Л., Поляков А. Л., Тыщук Ю. Н., Головин В. В., Слезкин Г. В. Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии, 2023, 15(4) С. 367 —376.
2. Козелков С.В. Применение планетного радиолокатора для задач навигации космических аппаратов // Системи обработки информации: Сб. науч. тр. Вип.1(5). Харьков: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 1999. С.139-142.

Обнаружение гравитационных волн от самого мощного мазера в Галактике G25.65+1.05 и самого мощного излучателя во Вселенной АЯГ S0528+134 [1]

[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 мазера водяного пара с 2000 по 2024 год было зарегистрировано несколько вспышек в галактическом источнике G25.65+1.05. Амплитуда вспышек быстро возрастала, достигнув рекордного уровня в 130 кЯн. Это была самая мощная вспышка за всю историю наблюдений источника. В Галактике зарегистрирован самый мощный киломазер G25.65+1.05. Определены орбитальный (7,5 лет) и прецессионный (60 лет) периоды в двойной системе массивных звезд класса О4, ответственные за возникновение вспышек. Рассмотрена возможность регистрации гравитационных волн (ГВ), исходящих от массивных звездных двойных систем. Проведен анализ данных мониторинга плотности потока активного ядра галактики S 0528+134, который проводился с момента его открытия в поисковом обзоре Симеиз в 1969 году. Наличие выделенных гармонических составляющих в вариациях плотности потока S 0528+134 позволило получить основные физические характеристики двойной системы сверхмассивных черных дыр (СМЧД), что поставило ее в ранг одной из самых массивных СМЧД. Данное АЯГ также считается одним из самых мощных источников для обнаружения от него ГВ с помощью детекторов гравитационных волн International Pulsar Timing Array (IPTA).*

1. Введение

Испаряясь при температуре около 130 К, молекулы воды становятся доминирующими в газовой составляющей протозвезд. Водные мазеры, расположенные в областях звездообразования вблизи зон HII, указывают на появление новых протозвезд. Мазер водяного пара H2O (переход $6_{16} - 5_{23}$) в G25.65+1.05 (инфракрасный галактический источник IRAS 18316-0602) был открыт в 1989 году. В соответствии с полученным расстоянием до мазера (12,5 кпк) болометрическая светимость ИК-источника составляет $L_{bol} \approx 5 \cdot 10^5\ L_o$. По этим данным IRAS 18316-0602 находится в одном ряду с ярчайшими представителями галактических ИК-источников: IRAS 18507+0110 ($L_{bol} \approx 7{,}5\ 10^5\ L_o$), IRAS 18314-0720 ($L_{bol} \approx 1{,}0\ 10^6\ L_o$), IRAS 18449-0158 ($L_{bol} \approx 1{,}8 \cdot 10^6\ L_o$). Планируется определить параметры предположительно массивной двойной звездной системы, ответственной за столь высокий уровень мазерного излучения.

Сверхмассивные черные дыры (СМЧД) в центрах галактик могут быть очень мощными объектами, излучающими во всех диапазонах электромагнитного спектра включая важный диапазон ГВ. После того, как стало ясно, что переменные радиоисточники имеют избыток спектральной плотности потока в коротковолновой части спектра, в 1969 г. был проведен экспресс-поисковый обзор половины северного неба на частоте 8,7 ГГц на радиотелескопе РТ-22 Крымской астрофизической обсерватории в Симеизе и сопровождался буквой «S». Среди вновь открытых радиоисточников самым сильным оказался S 0528+134 (Нимфа). По данным многолетнего многочастотного мониторинга в радио- и оптическом диапазонах длин волн получены физические характеристики массивной системы S0528+134. Также будет проведена оценка уровня возможного излучения гравитационных волн (ГВ) от этой системы на поверхность Земли и сравнение его с плотностью потока ГВ от самого мощного излучателя во Вселенной активного ядра галактики (АЯГ) S 0528+134.

2. Наблюдения и результаты

Наблюдения на частоте 8 ГГц проводились с помощью 22-метрового радиотелескопа РТ-22 (Симеиз). Наряду с наблюдениями исследуемого объекта наблюдались калибровочные источники DR 21, 3C 274, NGC 7027, 3C 286. Для приема и регистрации сигналов от источника G25.65 в линии водяного пара на РТ-22 КрАО использовался спектрально-поляриметрический радиометр с Фурье-

[1] Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №23-22-10032, https://rscf.ru/project/23-22-10032/.

анализатором спектра параллельного типа, имевший 512 и/или 2048 каналов и разрешение 8 и 2 кГц. На рис. 1 представлен график зависимости плотности потока в линии водяного пара от эпохи наблюдения и АЯГ S0528+134 [1].

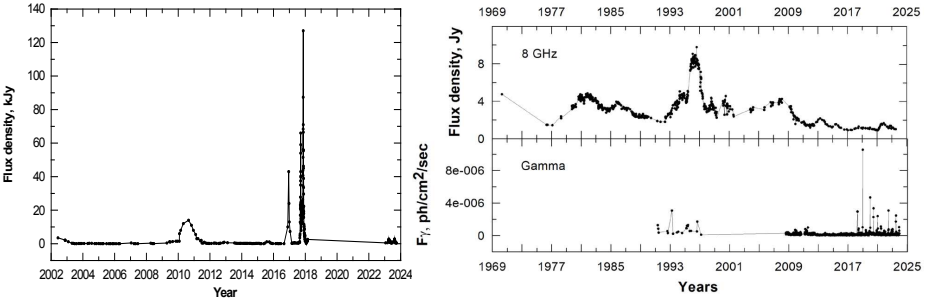


Рис. 1. Данные мониторинга киломазера G25.65+1.05 (слева) и АЯГ S0528+134 (справа).

Связь между полученными значениями орбитального и прецессионного периодов может быть основана на использовании законов Кеплера для системы двойных сверхмассивных черных дыр, мы имеем связь между периодами и массами спутников (m, M), а также величиной орбита спутника r [2]:

$$m = \frac{16\pi^2 \cdot r^3}{3G \cdot T_{orb} \cdot T_{pr}}.$$

В двойной системе массивных звезд G25.65, где наблюдались мощные вспышки, вряд ли стоит предполагать, что она обладает значительной эксцентричностью. Если к периастру приблизится массивный спутник, например, на расстояние 3.5 a.e., то эксцентриситет системы будет e ~0,99 b .

$$\left\langle \frac{dE}{dt} \right\rangle = \frac{32G^4M^2m^2(M+m)\left(1+\frac{73e^2}{24}+\frac{37e^4}{96}\right)}{5c^5 \cdot r^5(1-e^2)^{\frac{7}{2}}} \approx 2.3 \cdot 10^{34} \frac{erg}{s}.$$

Выражения для параметров двойной СМЧД, полученные на основе мониторинга в радиодиапазоне, позволяют оценить следующие физические характеристики: массы компаньонов и размеры орбит: $\langle dE/dt \rangle \approx 3.6 \cdot 10^{47}$ erg s^{-1}. На поверхности Земли плотность потока P ≈ $1.5 \cdot 10^{-9}$ erg cm^{-2} s^{-1}.

На поверхности Земли плотность потока от киломазера G25.65 будет равна $F = \langle dE/dt \rangle / (4\pi D^2)$ ≈ $0.5 \cdot 10^{-11}$ erg cm^{-2} s^{-1}. Это на два порядка меньше уровня ГВ самых ярких АЯГ, но в будущем; они могут представлять интерес для обнаружения GW для будущих чувствительных детекторов. Вероятно, в галактике существуют похожие, но более близкие системы. Так, например, уменьшение размера орбиты спутника на порядок увеличивает уровень ГВ на 5 порядков. В этом случае массивные двойные звезды начинают излучать ГВ как самые мощные АЯГ.

3. Заключение

Мы получили важный вывод о том, что киломазер G25.65 и СМЧД S0528+134, наряду со сверхмассивными черными дырами, такими как 3C 454.3 и OJ 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.

Список литературы

1. Volvach, A.E., Volvach, L.N., Larionov, M.G. (2024) Journal of Astrophysics and Astronomy.
2. Volvach, A.E., Volvach, L.N., Larionov, M.G. (2023) Galaxies 11, 96.

Реализация модели лесной поверхности в имитаторе отраженного сигнала для радиовысотомера [1]

[1] Боков А. С., [2] Слизкой В. К.

[1,2] *Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина*
г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация
[1]*a.s.bokov @ urfu.ru*, [2]*v.k.slizkoi @ urfu.ru*

Аннотация: *Рассмотрены особенности математической модели лесной поверхности, предназначенной для работы в составе программного обеспечения DRFM-имитатора радиолокационного сигнала бортового радиовысотомера. Отраженный от леса сигнал согласно феноменологической модели является суперпозицией отражений от отражателей двух типов: земли и лиственных или хвойных деревьев, попадающих в область пятна облучения антенны и используемых для расчета импульсной характеристики леса. Параметры отражателей случайны, но имеют распределения, соответствующие высоте, густоте и типу леса, наличию рельефа.*

1. Введение

Постоянное увеличение типов и количества летательных аппаратов (ЛА), снижение высот полета, расширение задач автоматических режимов взлета, полета и посадки, вызывает рост требований к обеспечению высокоточной навигации над всеми распространенными подстилающими поверхностями. Известные бортовые системы предупреждения о столкновении самолета с земной поверхностью содержат грубые карты рельефа, без учета наличия и роста деревьев. Для безопасного полета, особенно на малых высотах, важно определять как расстояние до земной поверхности, так и расстояние до кромки леса; делать это оперативно, в том числе в режиме, независимом от спутниковых систем. Поэтому актуальными являются задачи создания автономных устройств навигации и систем их отладки и проверки с имитацией полёта над лесной поверхностью.

Имитация полёта и тестовых эхо-сигналов может выполняться при полунатурном моделировании с применением известной технологии цифровой радиочастотной памяти (Digital Radio Frequency Memory, DRFM) [1]. По сравнению с методами генерации произвольных сигналов, преимущество DRFM – это имитация когерентных эхо-сигналов при произвольных видах модуляции зондирующих сигналов с возможным изменением параметров имитации (траектория полёта и др.) независимо от проверяемой радиосистемы. Технология DRFM позволяет выполнять дополнительную цифровую обработку сигналов (ЦОС) для воспроизведения эффектов доплеровского сдвига частоты и многолучевого отражения от распределенных поверхностей (целей) за счет расчета свертки с импульсной характеристикой отражающей поверхности (ИХОП).

Таким образом, для рассматриваемой темы необходимо создать адекватную модель лесной поверхности, пригодную для работы в режиме реального времени в составе программного обеспечения DRFM-имитатора радиолокационного сигнала бортового радиовысотомера (РВ), описанного ранее в [2].

2. Краткое описание параметров работы и реализации модели

Модель расчета ИХОП учитывает диаграмму направленности антенны, рельеф и тип земной/водной поверхности, текущие высоту, скорость и эволюции ЛА [2]. Для возможности реализации расчётов в режиме реального времени земная поверхность описывается согласно феноменологической модели. Поверхность при этом представляется набором ограниченного количества независимых отражателей – эквивалентных «блестящих» точек с определенными свойствами, такими, чтобы имитируемый сигнал по среднестатистическим характеристикам был эквивалентен отражениям от реальных поверхностей при соответствующих условиях облучения и типе деревьев лесной поверхности.

Кроны леса в различных диапазонах волн, в различные времена года по-разному радиопрозрачны. Плотность леса также меняется, поэтому адекватная модель вертикального облучения должна учитывать слоистость структуры леса: наличие крон деревьев над пологом леса. Модель должна давать возможность формировать эхо-сигналы с «двугорбой» формой огибающих отраженных импульсов (или дальномерных спектров сигналов РВ с ЛЧМ), т.е. 1-й «горб» соответствует отражению от крон, 2-й – от грунта. Причем соотношение амплитуд-вершин «горбов» при этом позволит воспроизводить желаемую радиопрозрачность, а значит и густоту леса. Поскольку для реализации модели в [2] число фацетов в пятне облучения фиксировано, то густоту леса предлагается реализовать за

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (соглаш. № 075-03-2023-006).

счет задания процента количества отражателей 0-100% относительно общего количества моделируемых отражателей.

Учет типа деревьев леса предлагается реализовать за счет определения плотности распределения отражателей вдоль вертикальной координаты в кронах деревьев. Форма плотности распределения отражателей должна задавать лиственный (с листвой или без листвы) либо хвойный лес. Смешанный лес может быть получен объединением распределений. Фактические распределения отражателей по высоте ограничиваются сверху заданной высотой деревьев, снизу – высотой до начала кроны (например, 2 м для хвойного леса, 7 м для лиственного). В текущей версии хвойный лес имеет равномерное распределение отражателей в диапазоне 10-100% заданной высоты леса, лиственный лес имеет «эллиптическое» распределение отражателей в диапазоне 30-100% заданной высоты леса.

Лесная поверхность также не меняется во времени, и позиции отражателей не пересчитываются в отсутствие движения. При наличии движения фацеты будут «перерождаться» в соответствии с условиями их существования, использования и попадания в рассчитываемую ИХОП [2]. Примеры результатов расположения отражателей лесной поверхности в области пятна облучения для различных типов моделей формирования отражения от деревьев приведены на рис. 1, 2. Высота леса 20 м, плотность леса 80%, высота ЛА 25 м; пятно облучения эллиптической формы, вытянутой в направлении поворота диаграммы направленности (тангаж 45°); высота неровностей рельефа 3 м, длина неровностей 10 м, всего 250 отражателей, включая 2 вспомогательных «уголковых» отражателя.

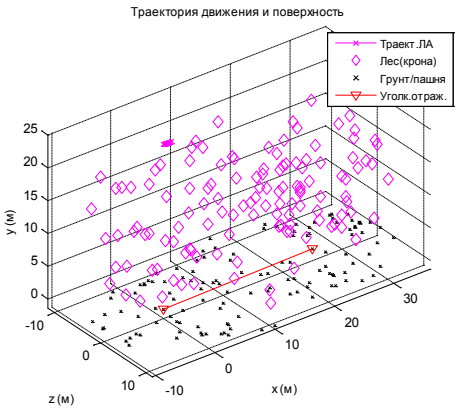


Рис. 1. Вид пятна облучения для хвойного леса

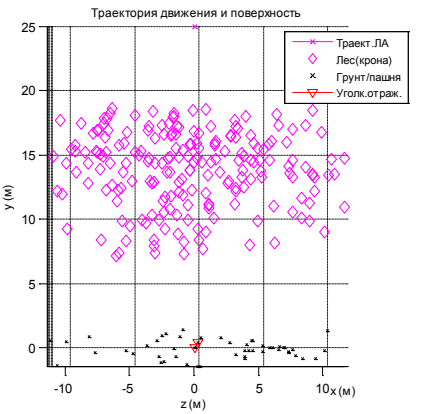


Рис. 2. Вид сбоку для фрагмента лиственного леса в области пятна облучения РВ

Таким образом, лесная поверхность представляется одновременным наличием отражателей двух слоёв: грунт (для упрощения его моделирование по параметрам совпадает со степной поверхностью) и лес. Пропорция – соотношение отражателей этих слоёв задается текущим значением плотности леса. Для леса реализованы 2 типа моделей формирования распределения отражателей по высоте: хвойный лес и лиственный лес.

3. Заключение

Предложен новый вариант построения модели лесной поверхности для DRFM-имитатора с переменными параметрами моделирования. Применение феноменологической модели для поверхности (кроны деревьев и грунт) в ограниченной области пятна облучения позволяет гибко настраивать модель, регулируя параметры слоёв поверхности. Использование ИХОП для вычисления сигнала позволяет универсально проводить полунатурное моделирование работы РВ с разными типами лесных и, при аналогичном подходе, других типов подстилающей поверхности.

Список литературы

1. Егоров Н., Кочемасов В. Технология цифровой радиочастотной памяти // Электроника. №10, 2016. С. 62-71.
2. Боков А. С., Зейналов Э. Н., Слизкой В. К. Особенности реализации режима реального времени в имитаторе отраженного сигнала при моделировании земной поверхности // В сб. : «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь: СевГУ, 2022. С. 351-352.

Оценка требований к разрядности преобразователей сигналов в задаче имитации радиолокационных портретов [1]

[1] Дурнаков А. А., [2] Боков А. С., [3] Кутькин А. Е.

[1,2,3] *Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина*
г. Екатеринбург, ул. Мира, 32, 620002, Российская Федерация
[1] *a.a.durnakov @ urfu.ru,* [2] *a.s.bokov @ urfu.ru,* [3] *hiburgen @ mail.ru*

Аннотация: *Использование технологии Digital Radio Frequency Memory (DRFM) для имитации когерентных эхо-сигналов позволяет выполнять дополнительную цифровую обработку для воспроизведения эффектов доплеровского сдвига частоты, многолучевого отражения от многоточечных и распределенных целей. В работе рассмотрено влияние шумов квантования на качество формирования изображений и портретов воздушных целей. Приведены результаты моделирования, показывающие возможность выбора оптимальных аппаратных решений для аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей для разработки лабораторных и бортовых имитаторов ложных целей с небольшим энергопотреблением и стоимостью.*

1. Введение

Несмотря на наличие быстродействующих и широкополосных систем генерации практически произвольных радиосигналов с применением программно-определяемых радиосистем, систем на кристалле и трансиверов, существует задача разработки недорогого лабораторного и бортового оборудования для имитации ложных целей и помеховых сигналов, используемых в комплексной задаче воспроизведения электромагнитной обстановки в виртуальном или реальном районе применения различных радиотехнических систем [1, 2]. Одной из подзадач при этом является необходимость определения параметров аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователей, оптимальных (по стоимости, энергетическим, массогабаритным характеристикам и др.) для формирования радиолокационных портретов целей. Частота дискретизации преобразователей выбирается согласно полосе частот имитируемых сигналов, которая для современных и перспективных систем радиолокации, может иметь значения до 50-1200 МГц и более. Очевидно, что требуются высокочастотные АЦП и ЦАП, стоимость которых может быть снижена лишь за счет уменьшения разрядности.

В данной работе выполнено исследование и оценка влияния разрядности АЦП и ЦАП на точность синтезированных сигналов имитатора, воспроизводящих отражение от точечных или распределённых радиолокационных целей.

2. Краткое описание модели и результатов

Для качественного и адекватного формирования эффектов затухания, доплеровского сдвига частоты, многолучевого отражения сигналов от многоточечных и распределенных целей с использованием технологии DRFM требуется применение АЦП, ЦАП и цифровой обработки сигналов (ЦОС) [2]. Значительный вклад в искажение восстановленной копии зондирующего сигнала облучающего радара вносит АЦП. АЦП всегда создает шумы квантования, а иногда и шумы ограничения, которые наблюдаются при превышении мгновенными значениями принятого сигнала уровней, допустимых для данного АЦП. Шумами ограничения можно пренебречь, т.к. в структуре приемника имитатора есть регулируемый усилитель, который позволяет адаптивно регулировать амплитуды принимаемых сигналов под динамический диапазон АЦП. Однако регулировка дискретная и не идеальная, что требует учета при определении допустимой разрядности АЦП. Относительно шума квантования обычно полагают, что он представляет собой случайный процесс, некоррелированный с сигналом и шумами приемника. Поэтому АЦП можно рассматривать как независимый отдельный источник шума, обусловленного только квантованием.

Если производить дискретизацию сигналов с высокой частотой, то энергия шума квантования распределяется по более широкой полосе частот, снижая таким образом уровень шума в необходимой полосе [3] и улучшая эффективную разрешающую способность сигнала. Энергия шума квантования в полосе сигнала уменьшается на коэффициент перевыборки, равный отношению F_{os}/F_s, где F_{os} – увеличенная частота дискретизации, F_s частота дискретизации. Отношение сигнал/шум квантования SQR увеличивается и для разрядности АЦП p выражение для SQR будет иметь вид:

$$\mathrm{SQR} = 1,76 + 6,02\,p + 20\lg(A_s / A) + 10\lg(F_{os} / F_s), \quad (1)$$

[1] Работа выполнена в рамках соглашения № 075-03-2023-006 с Министерством науки и высшего образования.

где A_i/A – отношение амплитуды цифруемого сигнала к максимальной возможной амплитуде АЦП.

Для моделирования сигнала DRFM-имитатора [2] рассчитывалась матрица, каждая строка которой содержала 256 отсчетов одного «неидеального» импульса ЛЧМ сигнала со случайной фазой и шумами квантования. При формировании шума квантования АЦП и ЦАП использовался равномерно распределенный случайный процесс с нулевым средним и СКО, зависящем от p и коэффициента F_{os}/F_s. Количество строк матрицы соответствует числу импульсов в пачке и равно 128.

Результирующий спектр сжатого по дальности сигнала, для одного импульса приведен на рис. 1. Здесь p = 4 бит для АЦП и ЦАП, коэффициент F_{os}/F_s=1,68. Максимальное отношение SQR для такой разрядности составляет 25,8 дБ. Уровень максимального бокового лепестка по отношению к максимуму спектра составил −6,7 дБ. Для пачки в 128 импульсов, при таких же параметрах как для одиночного импульса, результирующий спектр сжатого сигнала представлен на рис. 2. При обработке пачки импульсов происходит сужение главного лепестка спектра сжатого сигнала.

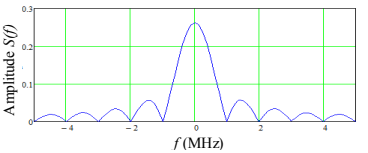


Рис. 1. Модельный спектр сжатого по дальности одного периода ЛЧМ-сигнала

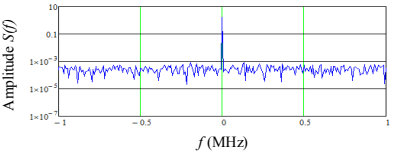


Рис. 2. Спектр пачки импульсов сжатых по дальности

Уровень боковых лепестков, снижающих качество обнаружения полезных сигналов (качество портрета цели), уменьшается по сравнению с обработкой одного импульса. Максимальный уровень боковых лепестков по отношению к максимуму спектра сжатого сигнала составил −31,6 дБ.

Результаты моделирования с ЛЧМ сигналами при изменении эффективной разрядности АЦП и ЦАП от 2 до 16 и определения относительного максимума бокового лепестка приведены в табл. 1.

Таблица 1.

Разряд-ность, бит	Макс.боков. лепестка, дБ	Разряд-ность, бит	Макс.боков. лепестка, дБ	Разряд-ность, бит	Макс.боков. лепестка, дБ	Разряд-ность, бит	Макс.боков. лепестка, дБ
2	−25,2	5	−34,4	8	−43,6	11	−52,7
3	−28,5	6	−37,5	9	−46,8	12	−55,8
4	−31,6	7	−40,6	10	−49,8	16	−67,9

Условием надежного обнаружения и автосопровождения цели является отношение сигнал/шум более 20 дБ, что, в частности, соответствует флуктуациям уровней сигналов, отраженных от отдельных элементов реальных целей в X-диапазоне при небольших изменениях ракурса. Поэтому и распознавание радиолокационного дальностного портрета цели будет обеспечено имитатором, когда влиянием недостаточной разрядности можно пренебречь, т.е. при отношении максимума спектра сжатого сигнала к максимуму боковых лепестков порядка 30 дБ.

Результаты моделирования показывают, что для использования в имитаторе для дальностных радиолокационных отметок, изображений и портретов малых летательных аппаратов можно рекомендовать использовать АЦП и ЦАП с минимальным числом разрядности 3 или 4. Для доплеровского портрета крупной воздушной цели динамический диапазон составляющих спектра значительно больше, рекомендуется увеличить разрядность преобразователей до 10-12.

3. Заключение

Для минимизации ошибок формирования портретов цели важен выбор АЦП и ЦАП с шумом квантования, оптимальным для поставленной задачи. Полученные результаты моделирования позволяют дать рекомендации по выбору АЦП и ЦАП для построения ретрансляционного имитатора по DRFM технологии для применения, например, в экономичных имитаторах для полунатурного моделирования и радиолокационных ловушек для защиты летательных аппаратов.

Список литературы

1. Dai D., Wu X. F., Wang X., Xiao S. SAR active-decoys jamming based on DRFM // Proceedings of the 2007 IET International Conference on Radar Systems, Edinburgh, UK, 15–18 October 2007, pp. 1-4.
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. DOI: 10.21685/2307-4205-2019-3-5. URL: https://nikas.pnzgu.ru/nikss5319.
3. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.

Особенности работы алгоритма обнаружения протяженных объектов при изменяющихся условиях[1]

Сорокин А. К.

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
sorokinak@mail.ru

Аннотация: *В данной работе внимание уделяется особенностям работы алгоритма в условиях изменяющихся параметров среды. Сначала приведено краткое описание принципов работы алгоритма обнаружения протяженных объектов. Далее подробно рассмотрены факторы влияния температуры, влажности, ветра и времени суток на отражающие свойства подстилающих поверхностей. Приводится оценка влияния навигационных параметров, таких как высота полета, скорость летательного аппарата и его эволюции на работу алгоритма обнаружения протяженных объектов.*

1. Введение

В настоящее время актуальна задача автономной навигации [1, 2], обеспечивающей оценку координат летательного аппарата (ЛА) в сложных условиях. В ранних работах [3] был описан алгоритм обнаружения объектов подстилающей поверхности. Данный алгоритм предназначен для работы с импульсным радиовысотомером [4] и позволяет выделять протяженные объекты двух типов: «полоса» и «граница» на основе сравнения гистограмм амплитуды отраженного сигнала с набором эталонных гистограмм. В основе работы алгоритма лежит оценка площади пересечения гистограмм: эталонной и исследуемой, эта оценка, называемая функционалом сравнения, представляет собой параметр алгоритма. Выбор требуемого типа подстилающей поверхности происходит по максимуму функционала сравнения. При смене подстилающей поверхности изменяется принятое решение, в результате фиксируется наличие «полосы» или «границы». В данной работе внимание уделено влиянию переменных параметров среды, таких как погодные условия и навигационные параметры.

2. Влияние погодных условий

Погодные условия можно разделить на несколько групп: влажность, температура, ветер, время суток, время года. Рассмотрим влияние каждой из групп факторов по отдельности.

Влажность может оказывать существенное влияние на отражающие свойства подстилающих поверхностей. Известно из литературы [5], что коэффициент отражения для случая близких к вертикали углов облучения будет увеличен на 2-8 дБ для поверхностей типа «лес», «асфальт», «грунтовая дорога», что в реальном эксперименте привело к увеличению значения функционала сравнения и, как следствие, увеличению вероятности правильного обнаружения протяженных объектов типа «полоса». Следует отметить, что наличие дождя не всегда означает повышение влажности. При этом было отмечено, что в реальном эксперименте не потребовалось изменять эталоны подстилающих поверхностей.

Температура не оказывает прямого воздействия на отражающие свойства подстилающих поверхностей, однако может приводить к повышению влажности при резком снижении температуры (например, в ночное время суток). Кроме того, низкая температура может приводить к замерзанию водоемов (пресный лед на частоте 4,2 ГГц является радиопрозрачным для толщины менее 30 см), а также промерзанию влажного грунта, что изменяет его отражающие свойства (увеличивает коэффициент отражения). В остальном, для длины волны 7 см, влиянием температуры можно пренебречь. Время суток также, как и температура не оказывает прямого влияния на отражающие свойства подстилающих поверхностей, однако, может приводить к изменению температуры и, как следствие, изменению влажности. Отметим, что время года обладает гораздо большим влиянием на отражающие свойства, поскольку лиственная растительность в зимнее время года теряет листву. Также, земля покрывается снегом, который радиопрозрачен до толщины 60 см, однако, наличие снега при длительном воздействии приводит к промерзанию водоемов под снегом. Все вышесказанное показывает, что для надежной работы алгоритма потребуется получить зимние эталоны типовых подстилающих поверхностей.

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ (согл. № 075-03-2023-006).

Ветровое воздействие оказывает влияние преимущественно на растительность, которая пригибается под порывами ветра. В основном это касается поверхностей типа «травы», «луга». В структуре отраженного сигнала возможно возникновение всплесков амплитуды, что в результирующей гистограмме приведет к появлению дополнительного второстепенного максимума. Поскольку алгоритм рассчитан на большой интервал усреднения, то влияние такого максимума будет минимальным. Однако вторичный анализ сигнала может позволить оценить по доплеровскому смещению степень ветрового воздействия.

3. Влияние навигационных параметров

Навигационные параметры можно разделить на следующие категории: влияние высоты полета, скорости ЛА и влияние эволюций ЛА. Рассмотрим каждую из них в отдельности.

Высота полета оказывает существенное влияние на относительные размеры объектов подстилающей поверхности. Например, на большой высоте (более 300 м) в пятно облучения (ширина ДНА 40°) попадает большое количество деревьев, а высотой деревьев по сравнению с высотой полета можно пренебречь, следовательно, при таких высотах поверхность типа «лес» обладает усредненными отражающими свойствами и может классифицироваться как шероховатая. При снижении ЛА на высоту порядка 50 м, пренебречь высотой деревьев нельзя, также увеличивается отражение не только от крон деревьев, но также и от стволов (по причине широкой ДНА), добавляется отражение от земли под деревьями. В этом случае отраженный сигнал обладает сложной «многогорбой» структурой, для моделирования маловысотного полета потребуется моделирование отдельных деревьев и существенная нагрузка на вычислитель. В случае средней высоты полета возможно объединение этих двух моделей с разными весами, например, с помощью функции принадлежности [6]. Примером такой функции может служить адаптивный сигмоид.

$$AF = \left(1 + \exp^{-(x+h)}\right)^{-k},$$

где AF – функция активации; h – высота полета; k – степень управления крутизной сигмоида.

Конкретные параметры этой функции возможно вычислить в результате летных испытаний. Используя такую смешанную модель, можно получить эталоны для различных высот полета ЛА. Еще более выраженным изменением отражающих свойств в зависимости от высоты полета обладает поверхность типа «город», характеризуемая большим количеством резких изменений амплитуды отраженного сигнала при малом изменении положения ЛА (единицы см). По наличию частых флуктуаций амплитуды можно оценить наличие поверхности данного типа.

Скорость ЛА определяет количество независимых отсчетов, участвующих в построении гистограммы для алгоритма обработки, поскольку для импульсного радиовысотомера возникновение режима неоднозначности по дальности является существенным ограничением. Таким образом, здесь проявляется влияние не только скорости ЛА, но также и высоты полета. В случае увеличения высоты более 2000 м снижается количество отсчетов, участвующих в построении гистограммы, что приводит к снижению точности. Эволюции ЛА не вызывают существенных изменений в работе алгоритма при условии, что ДНА широкая (40° и более) и углы эволюций не превышают 10° по каждой координате.

4. Заключение

В работе показано влияние погодных условий (таких как влажность, температура, время года и пр.) и навигационных параметров (высота полета, скорость и эволюции ЛА) на работу алгоритма обнаружения протяженных объектов. Показано, что большинство из приведенных параметров можно учесть при подготовке полета (например, подготовка зимних эталонов позволяет учитывать время года). К ряду других параметров (например, ветровое воздействие) алгоритм является устойчивым, поскольку обладает высокой степенью усреднения.

Список литературы

1. Белоглазов И.Н., Джанджгава Г.И., Чигин Г.П. Основы навигации по геофизическим полям. М.: Наука, 1985. 329 с.
2. Баклицкий В.К. Корреляционно-экстремальные методы навигации и наведения. Тверь: ТО «Книжный клуб», 2009. 360 с.
3. Sorokin A., Some Implementation Questions of the Lengthened Objects Detection Algorithm, 2023 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT). 2023. P. 170-173.
4. 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.
5. F.T. Ulaby, M.C. Dobson, Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain: Includes 2019 Software Update (Artech House Remote Sensing). Artech house, USA, 2019. 395 p.
6. Timothy R.J., Booker J.M., Parkinson J.W. Fuzzy Logic and Probability Applications: Bridging the Gap : ASA-SIAM Series on Statistics and Applied Probability. – Philadelphia, Alexandria: SIAM, ASA, 2002. Vol. 11. 409 p.

Влияние металлического проводника на поверхностный импеданс слоистой среды «лед — море — проводник — море»

Башкуев Ю. Б., Ангархаева Д. Х.

Институт физического материаловедения СО РАН
г. Улан-Удэ, 670047, Российская Федерация
buddich@mail.ru

Аннотация: *Установлена очень сильная зависимость поверхностного импеданса от появления в морской воде металлического проводника. Показано, что на неоднородностях импеданса должно происходить рассеяние поверхностной электромагнитной волны (ПЭВ). Это явление может быть использовано для локации подводных объектов вблизи морской поверхности.*

1. Введение

Проведен численный эксперимент, идея которого заключалась в следующем. Электромагнитное поле проникает в глубь слоистой среды (например, структура "лед-море") на глубину скин-слоя. Если в морскую воду поместить горизонтальный металлический лист, то последний будет влиять на свойства поверхностной электромагнитной волны (ПЭВ). Это влияние будет тем сильнее, чем ближе к поверхности находится металлический лист. Влияние листа можно описать как изменение поверхностного импеданса слоистой среды, например, структуры "лед-море-металлический лист-море" или "море-металлический лист-море".

2. Результаты численных расчетов

Установлено, что основные характеристики ПЭВ определяются свойствами подстилающей поверхности, то есть поверхностным импедансом среды, над которой волна распространяется. ПЭВ появляется только над слоистой средой с сильно-индуктивным поверхностным импедансом. Численные расчеты показали, что на неоднородностях поверхностного импеданса должно происходить рассеяние ПЭВ, и это явление может быть использовано для локации подводных объектов вблизи морской поверхности. На рис. 1 представлены частотные зависимости поверхностного импеданса этих структур в диапазоне 10 кГц – 100 МГц при заглублении металлического проводника (лист железа) на глубину от 1 до 10 м. Установлена очень сильная зависимость модуля и фазы импеданса от появления в морской воде металлического проводника. Для структуры "лед-море-металлический лист-море" фаза импеданса в полосе частот 10 кГц – 20 МГц попадает в сильно-индуктивную область. Также имеются достаточно широкие частотные полосы сильно-индуктивного импеданса и на более высоких частотах, в частности 50 – 60 МГц. Этот эффект может быть положен в основу работы радиосистемы контроля закрытых морских заливов, бухт и портов на принципе СДВ-ДВ-СВ-КВ-УКВ радиопросвечивания морской поверхности.

3. Заключение

Предложена новая методика оценки влияния металлического проводника на поверхностный импеданс слоистой среды «лед-море-проводник-море». Этот эффект может быть положен в основу работы радиосистемы контроля закрытых морских заливов, бухт и портов на принципе СНЧ-СДВ-ДВ-СВ-КВ-УКВ радио просвечивания морской поверхности.

Список литературы

1. Башкуев Ю.Б., Хаптанов В.Б. Глубинное радиоимпедансное зондирование земной коры с использованием электромагнитного поля СНЧ радиоустановки //Физика Земли. – 2001, №2, – С. 157–165.
2. Стратегическая стабильность России на море: к 40-летию Научного Совета РАН. – М.: ТОРУС ПРЕСС, – 2020. – С. 214-220.

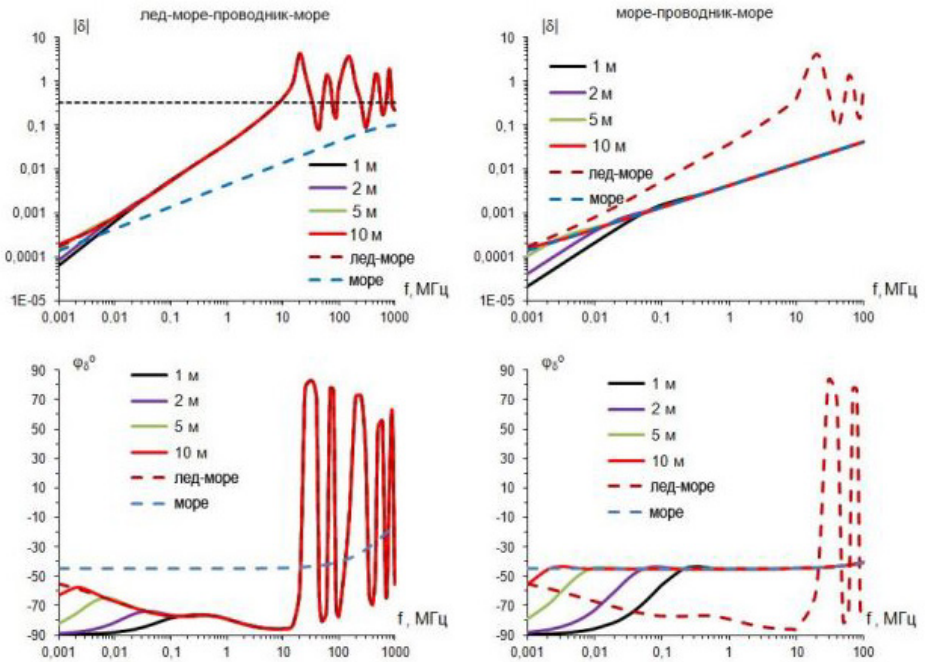


Рис. **1.** Частотные зависимости модуля |δ| и фазы φ_δ поверхностного импеданса слоистых структур «лед-море-проводник-море» и «море-проводник-море» в частотном диапазоне 1 кГц – 00 - 1000 МГц. Для моря принято $\varepsilon = 86$, $\sigma = 3$ См/м; для льда $\varepsilon = 4$, $\sigma = 10^{-4}$ См/м; для металла $\sigma = 10^{10}$ См/м. Толщина льда и моря – в метрах.

Мощная вспышка мазера водяного пара в W51 вблизи лучевой скорости +60 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*

volvach@bk.ru

Аннотация: *В результате детального мониторинга мазера водяного пара на частоте 22,2 ГГц, проведенного с октября 2021 по февраль 2023 года, в галактическом объекте W 51 обнаружено мощное вспышечное явление вблизи лучевой скорости 60 км/с с амплитудой 140 кЯн. Зафиксировано одиннадцать коротких вспышек продолжительностью около полумесяца каждая. Экспоненциальное увеличение и уменьшение плотности потока вспышек при уменьшении ширины их спектральных линий свидетельствовало о том, что водные мазеры во время вспышек находились в ненасыщенном состоянии. Все вспышки располагались на вершине менее мощной вспышки 0 с амплитудой 13,5 кЯн и полушириной спектральной линии 3,0 км/с. Получены новые параметры водных мазеров и важнейшие физические выводы.*

1. Введение

Гигантские молекулярные облака являются большими и плотными регионами в межзвездной среде, где происходит активное образование звезд. Источник W51 находится в одном из таких облаков в нашей Галактике Млечный Путь и является одним из наиболее массивных регионов звездообразования в ней. W51 является местом интенсивного звездообразования. В этом регионе обнаружены многочисленные протозвезды и молодые звезды, включая массивные звезды типов O и B, которые ионизируют окружающий газ и влияют на процессы звездообразования. Температура молекулярного газа в W51 варьируется: в холодных регионах она может быть около 10-20 K, тогда как в областях активного звездообразования температура может достигать нескольких тысяч кельвинов. W51 является мощным источником радиоизлучения. Он включает несколько ярких радиокомпонент, таких как W51A и W51B, которые связаны с ионизацией газа массивными звездами. W51 состоит преимущественно из молекулярного водорода (H2), но также содержит значительные количества других молекул, таких как угарный газ (CO), аммиак (NH_3), метанол (CH_3OH) и различные сложные органические молекулы. Эти данные делают W51 ключевым объектом для изучения процессов звездообразования и эволюции гигантских молекулярных облаков в Млечном Пути.

В данной статье рассмотрена экстремально мощная вспышка водного мазера вблизи скорости 60 км/с с плотностью потока 140 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 $\geq 60°$ 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 W51 на частоте 22,235 ГГц вблизи 60 км/с [1]. Отдельные вспышки пронумерованы и отмечен символом «F». Вспышки нумеруются от наибольшей амплитуды вспышки к меньшей.

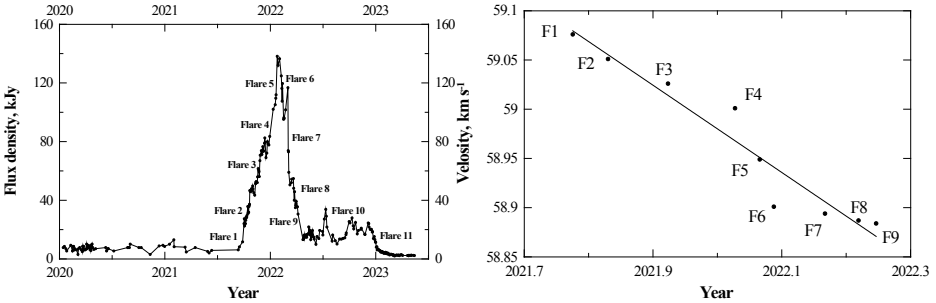


Рис.1. Мониторинг вспышки водного мазера около 60 км/с и частотный дрейф максимумов вспышек 1-9 (справа).

На рис. 1 (справа) показан дрейф частоты максимумов вспышек 1–9. Полученная зависимость не противоречит физической картине, в которой источник, инициирующий мазерное излучение, достигает одну за другой мазерных концентраций, расположенных во вращающемся газопылевом диске. Изменение частот максимумов вспышек происходит последовательно, без резких отклонений. Это также можно объяснить тем, что широкий фронт ударных волн распространяется под небольшим углом к линии, вдоль которой расположены водные мазеры. Поэтому частичное перекрытие мазерных пятен друг с другом можно естественным образом объяснить (рис. 1 слева).

Центральная звезда (≈30 M_o) может иметь компаньона с массой в десятки солнечных масс. При гравитационно-приливных взаимодействиях друг с другом в периастре системы оболочки той или иной звезды могут быть выброшены в окружающее пространство [2]. Сверхзвуковая ударная волна распространяется по газопылевому диску, содержащему мазерные конденсации. В этом случае тесные массивные звездные системы могут быть ответственны за гигантские вспышки водных мазеров в таких галактических киломазерах, как W49N и W51 Main.

Если в зоне активного звездообразования есть двойная сверхмассивная звездная система, то можно оценить уровень исходящих от них гравитационных волн, предполагая, что они находятся в фазе, близкой к слиянию. Эти системы могут излучать гравитационные волны (ГВт) [3]. Мощность ГВ от этих объектов и плотность потока S_{Earth} у поверхности Земли составляют:

$$dE/dt = L = \{[32\cdot G^4\cdot m_1^2\cdot m_2^2\,(m_1+m_2)\cdot(1+3.5e^2+1.4e^4)]/[5c^5\cdot a^5\,(1-e^2)^{1/2}\}\ \text{erg/s}, \qquad (1)$$

$$S_{Earth} = L/4\pi R^2. \qquad (2)$$

Для получения конкретных численных значений можно принять $R_{W51} = 5$ kpc, $m_1 = m_2 = 30$ M_o, $e = 0.7$, $a = 5\cdot10^{11}$ cm. Тогда будем иметь: $dE/dt_{W51} \approx 2.2\cdot10^{36}$ erg s^{-1}. Это дает значение плотности потока на поверхности Земли: $S_{W51,\ Earth} \approx 0.9\cdot10^{-9}$ erg cm^{-2} s^{-1}.

3. Заключение

Полученные в работе данные уникальны, так как получены практически в режиме суточного мониторинга объекта W 51 Main. Столь детальный и долгосрочный мониторинг не проводится ни в одной обсерватории мира. Впервые за всю историю наблюдений в W 51 Main зафиксировано сверхмощное явление водного мазера с амплитудой 140 кЯн. Получены наблюдательные данные, что наиболее мощные водные мазеры создаются излучением нескольких мазерных пятен на луче зрения, каждое из которых усиливает мазерное излучение и передает его следующей мазерной конденсации, в результате чего возникает сверхмощное излучение. По полученным нами характеристикам вспышечного явления W51 Main попадает в ранг киломазеров наряду с таким выдающимся, как W49N.

Список литературы

1. Volvach A.E., et al., ApJ 955 10 (2023).
2. Volvach L., Volvach A., Larionov M. et al., ARep 63, 49 (2019).
3. Manchester R.N., ChJAS, 6, 139 (2006).

Краткосрочные предвестники вспышек класса X2.1 и X2.2 на Солнце в марте 2023 года

Вольвач А.Е.[1], Коган Л.П.[1], Вольвач Л.Н. [1], Гопасюк О.С. [1], Якубовская И.В. [1]
[1] *Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория, Ялта, 298688, Крым, Российская Федерация*

Аннотация: *С помощью исследования свойств мелкомасштабных флуктуаций плотности вероятности потоков солнечного рентгеновского излучения GEOS были определены краткосрочные предвестники вспышек на Солнце, которые имели место 3 марта и 29 марта 2023 г. Использованная методика позволила, в частности, выявить группы указанных предвестников на интервале порядка 20-70 часов до события предшествует серия из трех и более предвестников.*

1. Введение

GOES (Geostationary Operational Environmental Satellite) — геостационарный эксплуатационный спутник наблюдения за окружающей средой. Помимо наблюдений за поверхностью Земли и атмосферой, GOES также используется для исследования Солнца. На его борту установлены детекторы для фиксации рентгеновских вспышек, заряженных частиц и приборы для контроля состояния магнитосферы. Эти инструменты позволяют отслеживать солнечную активность и ее влияние на космическую погоду и магнитосферу Земли.

Датчики на спутниках GOES регистрируют интенсивность рентгеновского излучения от Солнца, что позволяет обнаружить и классифицировать вспышки в реальном времени: A, B, C, M и X, где класс X обозначает самые мощные вспышки. Эти измерения помогают прогнозировать космическую погоду и оценивать потенциальное влияние солнечной активности на Землю и космические аппараты.

В данной статье для прогноза солнечных вспышек мы используем свойства статистического функционала, примененного к измерениям интенсивности рентгеновского излучения Солнца, относящимся к периодам: 19 февраля – 30 марта 2023 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 (≈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. 1a по измерениям за 00:00 19.02.2023 – 23:59 03.03.2023 проведено изучение вспышек классов $\boldsymbol{M3.8}$, $\boldsymbol{C7.2}$, $\boldsymbol{C3.0}$, $\boldsymbol{C5.0}$, $\boldsymbol{M3.3}$, $\boldsymbol{C3.9}$, $\boldsymbol{C9.1}$ и $\boldsymbol{X2.1}$ (начало 03/03/2023 в 05.00, 04.58, 09.58, 11.26, 13.10, 17.26, 17.48 и 20.42). Три из семи моментов регистрации предвестников ориентированы на период за 80 часов до начала события. Для рис. 1a получаем T_1=198 ч, T_2=119 ч, T_3=27 ч и T_4=T_5=24 ч. Интервалы T_1 и T_2 соответствуют последним точкам тестирования для скользящих границ *1* и *6*, тогда как T_3, T_4, и T_5=T_6 соответствуют одному и тому же времени для каналов *7–8*, *4–5* и *2–3*. Три из пяти моментов регистрации предвестников ориентированы на период за 27 часов до начала события.

На Рис. 1b по измерениям за 00:00 14.03.2023 – 23:59 30.03.2023 проведено изучение вспышек классов C2.2, C2.7, C2.4, X2.2, M1.2, C5.6 и C6.6 (начало 29.03.2023 в 00.38, 02.01, 22.03, 18.05, 16.47, 18.58 и 19.14). Шесть из восьми моментов регистрации предвестников ориентированы на период за 38 часов до начала события. Вертикальные пунктирные линии, соответствующие совпадающим или почти совпадающим интервалам $T_{3\text{-}5}$.

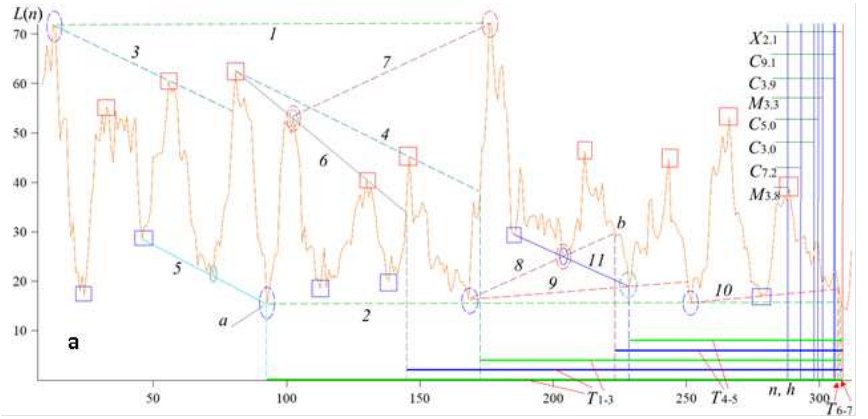


Рис.1а. The series of flares on July 14, 2017, wavelength bands of 0.5 to 4 Å.

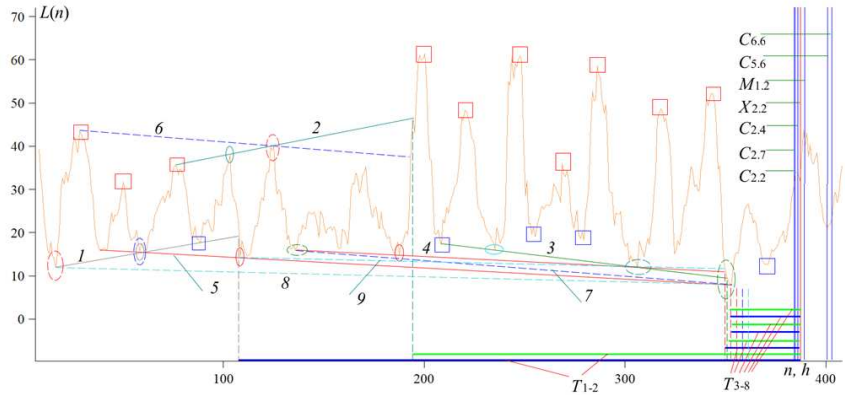


Рис.1б. The series of flares on July 14, 2017, wavelength bands of 1 to 8 Å.

3. Заключение

Рассмотрены солнечные вспышки, произошедшие 3 марта и 29 марта 2023 г. Исследование изменений свойств мелкомасштабных флуктуаций плотности вероятности потоков солнечного рентгеновского излучения с GEOS позволило определить серию от одного до восьми предвестников за последние 20-70 часов перед событием. Это дает возможность изучать процессы солнечных вспышек с достаточно точной привязкой к текущему времени.

Список литературы

1. Volvach, A.E., Kogan, L.P., Kanonidi K.H., et al., Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 108. 106200 (2022).

Радиотехническая разведка в авиации

Д. В. Лапшаков, О. В. Цыганова, Е. В. Руф

АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»
Космический проспект, 24а, г. Омск-27, 644027
aockba@ckba.net

1. Введение

С развитием активных радарных систем у авиации и ЗРК появилась возможность дальнего обнаружения противника. В связи с этим остро встал вопрос об обнаружении таких систем.

Развитие станций предупреждения об облучении (СПО) можно наглядно просмотреть при сравнении основных характеристик следующих изделий: СПО-15«Береза», Л-150 «Пастель-К» первых модификаций, Л-150 «Пастель-К» модифицированная, Л-150М «Пастель-К» последних модификаций.

2. Конструктивные и технические особенности различных СПО

«Береза». Разработка «Березы» началась в 1969г. Станция выполняла автоматическую оценку радиолокационной обстановки и определяла условный тип РЛС противника. С 1973г. станция поставлена на серийное производство и выпускается в малых количествах и по сегодняшний день. Число типов летательных аппаратов и кораблей с установленной СПО-15 достигло 33.

«Пастель-К». Разработка «Пастель-К» началась в 1981г. С 1987г. начались летно-конструкторские испытания, а с 2001г. пошли первые серийные поставки Л-150 для установки на истребители Су-30МКК.

В 2014 г. в ходе модернизации Л-150 в конструкцию был внедрен мгновенный измеритель частоты, что существенно улучшило работу станции. Также были усовершенствованы блоки с работой в миллиметровом диапазоне и внедрен точный фазовый пеленгатор. Изделие предназначено для работы на самолете 4++ поколения Су-35.

С 2018 г. начата модернизация Л-150М с применением супергетеродинных приемников с широкой мгновенной частотной полосой обзора и с цифровой обработкой непосредственно в приемном тракте.

3. Заключение

1. За прошедшие 50 лет СПО значительно улучшило свои характеристики такие как: чувствительность, точность определения пеленга, быстродействие, объем и правильность распознавания целей.
2. За счет внедрения новой элементной базы и современных материалов расширился температурный диапазон работы изделий и продлен срок непрерывной работы.
3. Надежность изделия подтверждена как многочисленными испытаниями, так и реальной боевой работой.
4. Без надежной и правильно работающей СПО ни один боевой летательный аппарат не будет считать себя защищенным в воздухе.

Радиотехнический навигационно-посадочный комплекс «Вымпел»

[1]Шундрин М. И., [1]Дидус В. Т.,[1]Афонин И. Л., [1]Поляков А. Л., [2]Богдановский А. Н.

[1]*Севастопольский государственный университет*
299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация
AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru
[2]*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского*
197198, ул. Ждановская, 13, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация: *В конце 70-х годов в СССР были начаты работы по созданию многоразовой ракетно-космической системы «Энергия-Буран». Практически одновременно были развернуты работы по созданию системы управления орбитальным кораблем. Аппаратно-программные бортовые и наземные средства системы управления орбитального корабля «Буран» должны были обеспечить весь полет, включая автоматическую посадку первого беспилотного многоразового корабля. Западный запасной аэродром посадки «Бурана» располагался на Крымском полуострове неподалеку г. Симферополя. Наземная часть посадочного комплекса размещалась в различных точках Крыма. В публикации рассмотрены исторические аспекты его создания в Крыму.*

1. Введение

Автоматическая посадка орбитального корабля «Буран» была первой в мировой практике. До этого такую задачу никто не решал. Но, не смотря, на это, уникальную по своей сложности задачу решили в максимально короткие сроки. В феврале 1976 года постановлением Правительства СССР была поставлена задача создания многоразовой космической системы «Энергия-Буран» и уже в конце этого же года был разработан эскизный проект ОК «Буран», а в 1977 г. — технический проект, который содержал всю необходимую информацию для начала разработки рабочей документации по ОК «Буран», в том числе по его системе управления.

Для посадки орбитального корабля готовилось три аэродрома: основной — «Юбилейный», который располагался на Байконуре; запасной — «Восточный», в районе н. п. Хороль под Уссурийском; запасной — «Западный», в районе с. Укромное под Симферополем.

2. Теоретическая часть

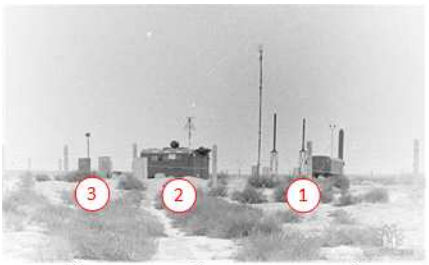
Сложность задачи создания системы управления автоматической посадкой ОК «Буран» [1, 2] и ответственность всех участников ее решения, помимо того, что такая система готовилась к применению впервые в мире, была обусловлена в т. ч. и тем, что трасса спуска ОК с высоты H = 100 км и торможения его в атмосфере имела протяженность более 8 000 км, что более чем вдвое продолжительнее, чем у одноразовых космических кораблей, а требуемая точность приземления на аэродром выше на три порядка (по сравнению с парашютной посадкой спускаемых аппаратов одноразовых кораблей).

Посадочные комплексы орбитального корабля, т.е. посадочная полоса для «Бурана» и соответствующая аэродромная инфраструктура, создавались на космодроме «Байконур» и запасных аэродромах «Западный» и «Восточный» заново [3].

Для выполнения точностных требований на заключительном участке спуска (с $H \leq 50$ км), после выхода из плазмы и вхождения в зону приаэродромных радиосредств, производилась коррекция базового вектора навигации ОК «Буран» по измерениям сначала от наземных радионавигационных дальномеров, затем от курсовых и глиссадных радиомаяков. По мере снижения ОК поправки в систему управления спуском поступали также от радиовысотомеров ОК и, в качестве резерва, от системы воздушно-скоростных параметров. Посадка ОК осуществлялась в «бездвигательном» режиме, т. е. должна была быть надежно обеспечена с первого и единственного захода на аэродром.

Радиолокационные средства слежения за полетом с обработкой и отображением траекторной информации ОК (три группы дублированных радиолокаторов с радиусом действия 500, 200 и 25 км), резервированные дальномерная и маячные системы с ответной бортовой аппаратурой для коррекции автономной системы управления, были созданы как единый радиотехнический навигационно-посадочный комплекс «Вымпел». Эти средства отрабатывались до пуска при моделировании на наземных стендах и с использованием специальной летающей лаборатории (ЛЛ) ТУ-134.

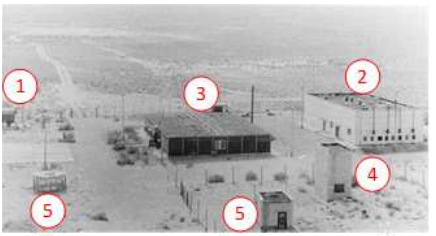
Для эксплуатации средств посадочного комплекса «Западного» запасного аэродрома (г. Симферополь) был сформирован 24-й Отдельный измерительный пункт (в/ч 52778). Его формирование



Вид технической позиции отдельной радионавигационной станции:
1 — Ретранслятор дальномера навигационный РД-Н;
2 — Автоматизированная система траекторных измерений АСТИ-Н;
3 — силовой шкаф и шкаф связи.

было фактически завершено в 1987 г. т. е. всем персоналом (в подавляющем большинстве военнослужащими) был укомплектован. Все объекты посадочного комплекса были построены и находились на этапе наладки, автономных и комплексных испытаний.

Отдельные радионавигационные станции наземной части посадочного комплекса «Вымпел» вместе с двумя трассовыми радиолокационными комплексами ТРЛК-10К образовывали, так называемую «дальнюю зону». ТРЛК обеспечивали обнаружение орбитального корабля на дальности 500 км от места посадки. Один был размещен около деревни Русаковка, Белогорского района (площадка №43), второй около с. Витино, Сакского района (площадка №42). Отдельные радионавигационные станции должны были обеспечивать измерение параметров движения с высоты 20 км и удаления до 60 км, на этапе маневрирования перед посадкой на ВПП. ОРНС были расположены в определенном порядке относительно ВПП. Координатная привязка навигационных ретрансляторов дальномеров ОРНС была выверена до угловых секунд. Построение ОРНС было типовым. Каждая состояла из административно-хозяйственной зоны и технической позиции. На всех аэродромах нумерация ОРНС была одинаковой: 46 ОРНС; 47ОРНС; 48 ОРНС; 49 ОРНС; 50 ОРНС; 51 ОРНС.



Вид административной позиции отдельной радионавигационной станции:
1 — Аппаратура вынесенного контроля АВК;
2 — Комплексно-хозяйственное здание;
3 — Казарма для личного состава;
4 — водонапорная башня;
5 — объекты специального назначения.

46 ОРНС располагалась с южного торца взлетно-посадочной полосы на удалении от нее порядка 20 км (ближайший населенный пункт — деревня Камышинка). Юго-Западнее торца ВПП на удалении около 50 км, практически на берегу моря, близ с. Андреевка располагалась 48 ОРНС. Юго-Восточнее от торца ВПП на таком же удалении, на нижнем плато горного хребта Чатыр-Даг, чуть выше 1000 метров над уровнем моря располагалась 51 ОРНС. Северо-Восточнее относительно торца ВПП в степи, в 200 м от деревеньки Новоекатериновка располагалась 50 ОРНС. Неподалеку от с. Елизаветово северо-западнее от торца ВПП была размещена 49 ОРНС. 47 ОРНС размещалась с северного торца ВПП, на таком же удалении, как и 46 ОРНС, в 2 км от с. Ленинское. На этой ОРНС в качестве инженера начал свою службу лейтенант Поляков А. Л. (один из авторов данной публикации).

3. Заключение

15 ноября 1988 г. состоялся его первый полет с автоматической посадкой на основном аэродроме «Юбилейный». До развала СССР оставалось три года.

И никто не подозревал, что этот полет будет последним. Прекратит свое существования большая страна! И в 1995 году окончательно прекратит свое существование 24-й Отдельный измерительный пункт — войсковая часть 52778. Будет уничтожена уникальная по своей сути система автоматической посадки «Вымпел».

Материалы из личного архива Полякова А. Л.

Список литературы

1. Бровкин А. Г., Кравец В. Г., Автоматическая посадка беспилотного многоразового корабля «Буран» // Космическая техника и технология. 2014. №1(4). С.75 — 85.
2. Многоразовый орбитальный корабль «Буран» // Под ред. Семенова Ю.П., Лозино-Лозинского Г.Е., Лапыгина В.Л. и Тимченко В.А. М.: Машиностроение, 1995. 448 с.: ил.
3. Студнев В. В. Наземная и летная отработка посадочного комплекса и орбитального корабля «Буран» на космодроме «Байконур» // Авиакосмическая техника и технология. 1998. № 4. С. 32 — 39.

Изобретатель СССР Мельников А. В.

[1]Дидус В. Т., [1]Шундрин М. И.[1]Афонин И. Л., [1]Поляков А. Л.
[1]Севастопольский государственный университет
299053, ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация
diduslera@mail.ru, AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

Аннотация: *5 января 2024 года исполнилось 75 лет доценту, кандидату технических наук, доценту кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем (ИРИТС) ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет», члену Крымской региональной организации общероссийской общественной организации «Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи» (РНТОРЭС) Мельникову Анатолию Викторовичу. В публикации представлен его трудовой и жизненный путь.*

1. Введение

Всегда вызывает уважение и чувство глубокой признательности, человек, который однажды придя в профессию, посвящает выбранному делу всю свою жизнь. Становится в своем деле настоящим профессионалом, виртуозно владеющим ремеслом. Про таких говорят, что он в этом деле собаку съел. Анатолий Викторович Мельников в своем деле съел ту самую собаку и, пожалуй, не одну.

2. Теоретическая часть



Родился 5 января 1949 года в г. Калининград, Калининградской области в семье военнослужащего. Военная служба всегда связана с постоянными переездами. Уже в 1952 году отца переводят к новому месту службы, и вся семья переезжает в г. Керчь. В 1962 году состоялся очередной перевод, и семья Мельникова А. В. переезжает в г. Севастополь.

В 1966 г. с серебряной медалью окончил среднюю школу № 45 г. Севастополя и получил аттестат о полном среднем образовании. В этом же году, успешно сдав вступительные экзамены, он поступил в Севастопольский приборостроительный институт (СПИ) по специальности «Радиотехника», который с отличием окончил в 1971 году.

В 1971 г. после окончания СПИ дипломированный радиоинженер Мельников А. В. был направлен на работу в Научно-исследовательский инженерный институт (НИИИ) в г. Балашиха, Московской обл., на должность инженера[1]. [1]

Проработав в НИИИ два года, в 1973 г. Анатолий Викторович был призван на военную службу в Советскую Армию. Войсковая часть 26178, в которой проходил службу лейтенант Мельников А. В., выполняла задачи по управлению группировкой космических аппаратов различного назначения и была оснащена радиотехническими средствами различного назначения[2] [2].



КПП 14-го Отдельного командно-измерительного комплекса (в/ч 26178)

После окончания военной службы в 1975 г. Анатолий Мельников поступает в аспирантуру при кафедре Теоретических основ радиотехники СПИ. Обучаясь в аспирантуре, Анатолий Викторович настойчиво работает над диссертационными исследованиями. Как результат в 1980 г. он успешно защищает кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка измерительных пассивных СВЧ узлов на

[1] НИИИ. АО Научно-исследовательский инженерный институт. Институт уникален для России, поскольку имеет в своем составе научно-исследовательские, опытно-конструкторские и технологические подразделения, опытное производство и испытательную базу, оснащенные современным оборудованием и приборами. Практически все инженерные боеприпасы — мины различного назначения, системы и средства минирования и взрывного разминирования, взрывательные устройства и взрыватели для инженерных боеприпасов, средства для ведения взрывных работ, состоящие на вооружении инженерных войск, созданы в стенах АО «НИИИ». В составе АО «Техмаш» Госкорпорации Ростех, под управлением АО «Технодинамика»

[2] В/ч 26178 — 14 отдельный командно-измерительный комплекс Главного испытательного космического центра имени Г. С. Титова. Располагается в г. Щелково, Московской обл. Основан в 1956 г. Оснащен командно-измерительными системами «Тамань-База», «Сатурн-МК», «Фазан-МТС»

основе модифицированных диэлектрических волноводов» по специальности 05.11.08 — Радиоизмерительные приборы.



Работая фактически с 1975 г. в Севастопольском государственном университете (бывший СПИ, СевНТУ), Мельников А. В. ведет активную научно-исследовательскую работу, совмещая ее с преподавательской деятельностью. В 1990 году ему было присвоено ученое звание доцента.

За 30 оформленных и внедренных в производство изобретений Мельников А. В. награжден Почетным знаком «Изобретатель СССР»[3].



Анатолий Викторович является автором 2-х учебных пособий и около 200 научных публикаций и учебно-методических изданий.

В 2001 году награжден Знаком «Отличник образования Украины».

А. В. Мельников работал в должностях ассистента, старшего преподавателя, доцента, заместителя декана факультета радиоэлектроники. Исполнял обязанности ученого секретаря факультета радиоэлектроники. Продолжительное время был заместителем директора по учебно-научной работе Института радиоэлектроники информационной безопасности.

Фактически всю свою жизнь Анатолий Викторович посвятил любимому делу. И в настоящее время он продолжает работать на кафедре «Радиоэлектронные системы и технологии». Является ведущим преподавателем дисциплин: «Аналоговые электронные устройства», «Схемотехника интегральных широкополосных усилителей», «Современное судовое оборудование радиосвязи и радиообмен». Принимает активное участие в разработке учебных планов направлений и специальностей подготовки Института радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, проводит большую воспитательную работу со студентами ИРИТС, занимается разработкой РПД ряда новых дисциплин кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии», являлся председателем или членом профессиональных экзаменационных комиссий по приему в магистратуру, занимается модернизацией учебного оборудования в учебных лабораториях кафедры, руководит научной работой студентов с представлением докладов на научно-технических конференциях.

3. Заключение

Жизнь и труд Анатолия Викторовича Мельникова — достойный пример для подражания. И сегодня, продолжая трудиться на кафедре «Радиоэлектронные системы и технологии» Института радиоэлектроники 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.

Собранность, организованность, стремление принести как можно больше пользы окружающим, доброжелательность в сочетании с требовательностью к коллегам и обучающимся, возвращаются Анатолию Викторовичу признательностью и заслуженным авторитетом у коллектива кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии» ИРИТС ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет».

Фото из личного архива Мельникова А. В.

Список литературы

1. Научно-исследовательский инженерный институт [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://xn--80aegj1b5e.xn--p1ai/factory/niii (дата обращения 02.05.2024 г.)
2. 14 ОКИК (в/ч 26178) [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://vk.com/@vkschelkovo-vch-26178?ref=group_block (дата обращения 02.05.2024 г.)

[3] Нагрудный знак «Изобретатель СССР» введен на основании Постановления ЦК КПСС и Совета Министров СССР от 20 августа 1973 г. №575. Выдавался в СССР автору (каждому соавтору) изобретения с первым авторским свидетельством, зарегистрированным в Государственном реестре изобретений СССР после 20 августа 1973 года, при подтверждении факта использования изобретения в народном хозяйстве.

Первые научные открытия в области электричества

Пестриков В.М.
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
г. Санкт-Петербург, 191119, ул. Правды, 13. Российская Федерация
pvm205@yandex.ru

Аннотация: *Исследована научная деятельность английского врача и физика Уильяма Гилберта в области магнетизма. Показано, что его основной труд De Magnete, явился первой научной монографией в области электричества. Рассмотрены некоторые первые работы по магнетизму в 17 веке, которые нашли отражение в этой монографии. Представлено обоснование теории Гильберта, в которой явления магнетизма объясняются рассмотрением Земли как огромного сферического магнита.*

1. Введение

Радио, как известно, является не результатом работы какого-то одного человека, как иногда ошибочно утверждают, а представляет собой итог труда плеяды ученых. Изучая жизни тех, кто посвятил себя этим исследованиям, можно лучше оценить, как создавалась эта обширная наука. Большая часть современной науки основана на теориях и открытиях английского врача и физика Уильяма Гилберта (*William Gilbert*, 1540–1603), или Гилберда, как он иногда писал свое имя.

Гилберт был первым, кто использовал слово «электричество» и четко разграничил статическое электричество и магнетизм, а также объяснил явления земного магнетизма с точки зрения ого, что Земля – гигантский магнит. В 1600 году он опубликовал монографию «О магните, магнитных телах и великом магните – Земле» (лат. *De Magnete, Magneticisque Corporibus, et de Magno Magnete Tellure*, которая также известная как *De Magnete*). Столь же интересная и увлекательная, как и пендатичная с научной точки зрения, в ней было приведено все, что ранее было известно об электричестве и магнетизме, а также результаты работ автора.

2. Первые работы по магнетизму

С давних временем магнит привлекал внимание ученых. С постоянным магнитом было связано немало легенд. Одна из них утверждает, что применяемый в небольших количествах, он сохраняет молодость, а еще с его помощью можно определять целомудренность женщин. В XIII веке сторонник экспериментального метода исследования, французский ученый Пьер де Меркур (1269 г.) (фр. *Pierre Pelerin de Maricourt*) по прозвищу Перегрин (лат. *Petrus Peregrinus*) сделал важные открытия, в частности, о наличии у магнита двух полюсов и методике их определения, а также изобрёл циферблат компаса. В XVI веке итальянец Джиамбаттиста делла Порто (1583 г.) (итал. *Giambattista della Porta*, 01.11.1535 — 04.02.1615) один из разделов своей монографии «Magia naturalis» (4 книги, 1558 г.; «Естественная магия»; 2-е изд., в 20 книгах, 1589 г.) посвятил раннее проведенным исследованиям предшественников и описанию известных магнитных эффектов.

Однако никаких серьезных исследований магнетизма не проводилось до времен английской королевы Елизаветы, когда доктор Гилберт исследовал магнетизм и опубликовал их в *De Magnete*. Исследования Гилберта основывались на работах нескольких предшественников и получили существенную поддержку со стороны некоторых его современных коллег. Известно также, что он не всегда отдавал должное тем ученым, на работы которых опирался, а иногда весьма критично относился к работам своих предшественников. Он счел необходимым подвергнуть сомнению анимистические теории, которые Порта использовал для объяснения магнетизма. Гилберт, несмотря на это, значительно обогатил экспериментальное понимание эффектов магнита, магнитных сил самой планеты Земля и их использование в навигационных целях.

3. *De Magnete*

Область интересов Гильберта не ограничивалась только медициной, его интересовали ещё магнетизм и элементарное электричество. В 1601 году он был назначен на должность придворного врача королевы Елизаветы с жалованием 100 фунтов в год. После смерти королевы в 1603 году он стал врачом ее преемника Якова I. Гилберт пережил Елизавету всего на несколько месяцев.

В то время поведение магнита было своего рода загадкой. Колумб и Кэбот (*Cabot*) заметили, что стрелка компаса не всегда указывала прямо на истинный север. Роберт Норман[1] (*Robert Norman*) также обнаружил, что стрелка наклоняется и что наклон меняется в зависимости от широты. Эти явления не имели объяснения, хотя для этого было выдвинуто множество теорий. Некоторые считали, что Полярная звезда действует на стрелку как сила притяжения, в то время как другие предполагали что в Арктике есть огромный остров магнитной руды, который и притягивает стрелку.

Легковерные верили этим историям, но только не Гилберт. Отбросив легенды и суеверия, он собрал наблюдения сэра Фрэнсиса Дрейка и других его друзей, которые по его просьбе внимательно наблюдали за поведением компаса во время плавания по далеким морям. В 1600 году он опубликовал результаты своих исследований в книге «De Magnete» [1], которая, кстати, стала первой крупной физической работой, опубликованной в Англии. Книга начинается с краткого изложения существующих знаний о магните и дает некоторое представление о магните. Далее следует исследование свойств магнитов, иллюстрированное схемами и экспериментами. Гилберт рассматривает силу притяжения, ее направление и отношение к полюсам Земли, а также ее изменение и склонение. Он указывает на практическое значение этих точек для навигации и предлагает, как можно использовать склонение для определения широты на море. Он сделал вывод, что явления магнетизма объясняются рассмотрением Земли как огромного сферического магнита. Для подтверждения своей теории он сделал шар и намагнитил его, а затем на поверхности поместил магнитную стрелку и таким образом нашел, что магнитные свойства шара соответствуют магнитным свойствам Земли, как большого магнита. Стрелка отклонялась под разными углами на разных широтах. Продолжая исследовать магнитные явления, Гильберт открыл магнитную индукцию. Установил, что стальной стержень (сердечник) усиливает магнитное действие, а железо и сталь взаимно намагничиваются, причем сталь сохраняет свои магнитные свойства. Железная проволока, натянутая по магнитному меридиану, после ковки приобретает магнитные свойства.



Рис. 1.Уильям Гилберт и его монография *De Magnete* (1600 г.)

Гильберт занимался также электрическими явлениями, провел ряд экспериментов, благодаря которым подтвердил, что, если потереть янтарь, то он действительно притягивает мелкие соломинки и стебельки. Было также обнаружено, что подобными свойствами обладают и другие тела, которые можно наэлектризовать посредством обыкновенного трения. Сравнение электрических и магнитных свойств тел привело Гильберта к ошибочному выводу, что электрические и магнитные явления не имеют между собой ничего общего. Мнение это оказало серьезное влияние на будущих исследователей и на всю историю электромагнетизма вплоть до XVIII века.

De Magnete вызвал значительный интерес в научных кругах, а заслуги Гилберта как исследователя были признаны как в Англии, так и на континенте. Однако недолго он наслаждался наградой за свой труд, поскольку умер от чумы 3 ноября 1603 года.

4. Заключение

Английский философ сэр Фрэнсис Бэкон, считал уместным принижать работу Гилберта и считать его человеком, который «создал целую философию из наблюдений над магнитным камнем». А знаменитый Галилей, наоборот, признавал гениальность Гилберта и его научные достижения, когда написал: «Я чрезвычайно восхищаюсь и завидую автору *De Magnete*». Тысячи радиослушателей, возможно, никогда не слышали о Гилберте или его творчестве, и тем не менее этот ученый елизаветинец был одним из пионеров, чьи исследования позволяют нам наслаждаться нашими ночными концертами или выступлениями по радио. Гильберт в исследованиях магнетизма был первым не хронологически, а по значимости в познании электрических явлений он явился подлинным пионером. Он сделал определенный шаг вперед в раннем изучении предмета магнетизма, и как сказал его современник, английский поэт-классик Драйден (*Dryden*): «Гилберт будет жить до тех пор, пока магнитные камни не перестанут притягивать, а британские флоты - внушать благоговейный трепет бескрайнему океану» [2].

Список литературы

1. Livingston James D. An electromagnetic personality // Nature. 2000. Vol. 407. P. 453.
2. Dryden John Selected Poems. Penguin Books Ltd. 2013.

[1] Роберт Норман известен благодаря брошюре *The Newe Attractive, опубликованной в 1581 году* с описанием магнита и практических аспектов навигации.

Научные открытия Стивена Грея

Пестриков В. М.
Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
г. Санкт-Петербург, 191119, ул. Правды, 13. Российская Федерация
pvm205@yandex.ru

Аннотация: *Исследована научная деятельность английского астронома и физика Стивена Грея, получившего признание главным образом за свой вклад в области электричества. Показано, что он был первым ученым, официально экспериментировавшим с системами электропроводности, фундаментальной основой использования энергии в современном обществе. Отмечено его научное первенство в разделении материалов на проводники и изоляторы. Описаны его эксперименты по извлечению искр из хорошо изолированного стакана.*

1. Введение

В XVII веке статическое электричество в качестве модной формы развлечения использовалось в театрах, на королевских свадьбах и в кофейнях. Немногие пытались разобраться в этом явлении, чтобы применить его для практических целей. В тот период учёные считали, что статическое электричество представляет собой локальное явление и не уделяли ему особого внимания. Их больше интересовала простая генерация статических электрических зарядов.

Красильщик шелка из английского города Кентербери[1] Стивен Грей (*Stephen Gray*, ??.12.1666—07.02.1736) по этому вопросу имел свое мнение. Он был первым, кто экспериментировал с электропроводностью и классифицировал материалы на проводники и изоляторы. Его интересы были связаны с естественными науками, особенно, с астрономией. Он был близким другом первого королевского астронома Джона Флемстида (*John Flamsteed*), который был соперником президента Королевского общества Исаака Ньютона. Грею удалось получить образование по этим наукам. Богатые друзья предоставили ему доступ к своим библиотекам и научным инструментам. В то время наука была во многом хобби богатых людей.

В 1696 году Грей опубликовал статью об увеличительном стекле, к которой проявило интерес Королевское общество. С этого момента он посылал Обществу и своему покровителю Флемстиду идеи для простых, но показательных экспериментов, а также отчеты о геологических и астрономических наблюдениях. Публикация нескольких статей Грея по электричеству была заблокирована Ньютоном, как полагают некоторые, из-за его негативного отношения к Флемстиду [1]. Последствия этой ситуации привели к тому, что Грея вытеснили из научного мейнстрима, лишив его на протяжении большей части его профессиональной карьеры средств к существованию.

Бедность и состояние здоровья вынудили Грея уйти от активной деятельности. В 1719 году Грею с трудом ему удалось получить пенсионное положение в Чартерхаусе (*Charterhouse*) в Лондоне (дом для обездоленных джентльменов, служивших своей стране). Грей, будучи пенсионером, в возрасте 60 лет начал проводить эксперименты с электричеством, благодаря которым его помнят почти 300 лет спустя.

2. Исследования электропроводимости

Непосредственно перед исследованиями Грея в Англии было сконструировано несколько примитивных «электрических машин», в которых стеклянный шар быстро вращался вручную на деревянной раме. Наиболее известной была машина, конструкции Фрэнсиса Хауксби (*Francis Hauksbee*). Грей, как ни удивительно, никогда не пользовался машинами для генерирования своих электрических зарядов [2]. Вместо этого он обычно использовал длинную стеклянную трубку, которая закрывалась с одного конца пробкой. При быстром растирании сухой шелковой подушечкой она наэлектризовывалась.

Грей занялся электрическими экспериментами после прочтения трудов Хауксби. В 1720 году вышла первая статья Грея «Новые электрические эксперименты» в журнале *Royal Society's Philosophical Transactions*. В статье автор сообщает, что ему удалось обнаружить, что определенные материалы, такие как шелк, волосы, перья, стекло и т. д. становятся сильно привлекательными при трении, в то время как, с другой стороны, предметы металлического вида никогда не могли приобрести привлекательные свойства при трении. В соответствии с этим он разделил все тела на два класса: «электрические» и «неэлектрические».

[1] Кентербери — город на юго-востоке Англии, расположенный в графстве Кент, всего в 89 км от Лондона

Грей провел эксперименты по электрификации стеклянных трубок путем трения. К удивлению Грея, не только трубки, но и, прежде всего, закрывающие их пробки были наэлектризованы. Он первым обнаружил, что статические заряды внутри стеклянной трубки передаются деревянным пробкам, предназначенным только для защиты от пыли и мусора. Грей усилил эффект заряда, добавив сначала небольшую палку, а затем куски упаковочной нити (прочная веревка). Таким образом, первая «проводка» была, по сути, нитью. Используя веревку, он смог зарядить предмет на расстоянии более 50 футов от натертой трубки, но, как ни странно, некоторые другие вещества, такие как шелковая нить, не могли нести заряд. Латунная проволока передавала заряд еще лучше. Эти эксперименты с заряженными струнами и стеклянными трубками выявили свойства проводимости, изоляции и передачи. Принцип электропроводности был открыт в феврале 1729 года, и это открытие в следующем столетии привело к изобретению электрического телеграфа Морзе.

Он протягивал нить через комнаты и окна домов, принадлежавших приютившим его богатым друзьям. Веревка привязывалась к гвоздю, вбитому в балку. Эксперимент провалился, но он сделал правильные выводы, что заряд прошел вверх по вертикальной струне, через гвоздь и деревянную балку. После этого дальнейшие эксперименты были отложены.

Эксперимент повторили через 4 месяца. Грей снова попытался уложить веревку горизонтально, на этот раз по предложению своего друга Уилера (*Granville Wheler*), используя шелковые опоры. Концепция двух классов материалов, проводников и изоляторов, тогда была неизвестна, и поэтому не знали, что шелк является изолятором. Эксперимент был проведен в 10 утра 2 июля 1729 г. и имел большой успех. Линия имела длину 80 футов и вскоре была увеличена до 147 футов. Заряд передавался со стеклянного стержня через нить на шар из слоновой кости, который сразу же проявлял свойство притяжения, что на тот момент было верным испытанием на наличие электричества, рис. 1.

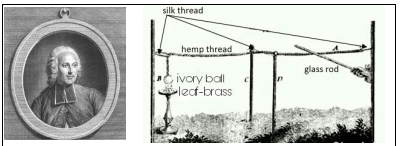


Рис.1. Стивен Грей. Главный эксперимент Грея: проводимость электричества от заряженного стеклянного стержня (справа) к шару из слоновой кости. 1729 г.

Наэлектризовав воду в маленьком стакане для питья, Грей смог извлечь из него одну-две искры, при условии, что стакан был хорошо изолирован от окружающей среды. Он замечает, что хотя в настоящее время эти эффекты минимальны, вероятно, со временем будет найден способ собрать большее их количество и, следовательно, увеличить силу этого электрического огня, который, по-видимому, в результате нескольких из этих экспериментов будет иметь ту же природу, что гром и молния. Говорят, гений одновременно и пророческий, и интуитивный. Здесь Стивен Грей демонстрирует эти две характеристики своим восприятием тождества электрической искры с разрядом молнии и своим пророческим высказыванием относительно будущего использования его «электрического огня».

3. Заключение

Грей занял видное место в истории науки об электричестве, потому что его любознательная натура и творческий потенциал побудили провести серию экспериментов, которые изменили научный ландшафт XVIII века и сделали возможным общение на больших расстояниях.

После смерти Ньютона президентом Королевского общества стал Ганс Слоан (*Hans Sloane*), и наконец Грей получил признание за свою работу. В 1732 году Грей стал членом Королевского общества, но уже слишком поздно, чтобы изменить свою неудачную жизненную траекторию. Большую часть жизни он был бездомным, не имел семьи, жил либо у знакомых, либо в приютах для обездоленных. Больной и обездоленный, он покинул мир, который радикально изменил, и умер в 1736 году, в том же году, что и Даниэль Габриэль Фаренгейт (*Daniel Gabriel Fahrenheit*).

Список литературы

1. Sack Harald. A Wire to Connect the World – Stephen Gray's Discovery. URL: http://scihi.org/wire-connect-stephen-gray/ (28.04.2024).
2. The Annals of Electricity – 3 // Practical mechanics. 1945. No.4. P. 232, 233.

К 100-летию начала испытаний на Черноморском флоте средств гидроакустического противодействия и подавления

[1] Ермолов П. П., [2] Коломийченко В. П.

[1] *Севастопольский государственный университет*
ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppyermolov@sevsu.ru
[2] *Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова*
ул. Дыбенко, д. 1а, Севастополь, 299028, Российская Федерация

Аннотация: *В 1924, 1931 и 1958 гг. на Черноморском флоте прошел испытания ряд оборудования средств гидроакустического противодействия и подавления. Доклад посвящен 100-летию начала испытаний этого оборудования и содержит краткое описание собственно оборудования (гидрофонов, спектроанализаторов, оборудования для записи шумов, измерителей скорости звука в морской среде и др.) а также названия организаций и исследователей, принимавших участие в разработке и испытаниях оборудования. Результат рассмотрения представлен инфографикой.*

1. Введение

В 1924, 1931 и 1958 гг. на Черноморском флоте прошел испытания ряд оборудования средств гидроакустического противодействия и подавления. Доклад посвящен 100-летию начала испытаний этого оборудования и содержит краткое описание собственно оборудования (гидрофонов, спектроанализаторов, оборудования для записи шумов, измерителей скорости звука в морской среде и др.) а также названия организаций и исследователей, принимавших участие в разработке и испытаниях оборудования, в числе которых Государственный экспериментальный электротехнический институт — ГЭЭИ (Москва), Центральная радиолаборатория-завод — ЦРЛЗ (Петроград) и Горьковском научно-исследовательском радиофизическом институте НИРФИ. Результат рассмотрения представлен инфографикой.

2. Основная часть

Осенью 1924 г. на Севастопольском рейде Черного моря сотрудники акустической лаборатории Государственного экспериментального электротехнического института (ГЭЭИ) под руководством Н. Н. Андреева провели опыты с «подслушиванием» подводных шумов. Результаты экспериментальных исследований показали, что для правильного конструирования гидрофонов необходимо знать спектральный состав подводных шумов. Секция связи и навигации научно-технической комиссии Министерства судостроения отпустила для выполнения работ по созданию спектроанализатора в интересах исследования спектрального состава подводного шума необходимые средства. Однако работы по созданию спектроанализатора для исследования подводных шумов в ГЭЭИ не были завершены в связи с переездом в феврале 1926 г. Н. Н. Андреева в Ленинград [1, 2].

22 июля — 1 сентября 1931 г. Центральная радиолаборатория-завод (ЦРЛЗ) произвела опыты, целью которых было произвести запись шумов различного типа кораблей и исследовать распространение ультраакустического пучка лучей на больших глубинах. Этими опытами на Черном море руководил С. Я. Соколов, начальник акустического отдела ЦРЛЗ. С. Я. Соколов доложил А. И. Бергу о результатах этих исследований: «В настоящее время в лаборатории физической акустики представляется возможным продемонстрировать принципиальное устройство, работающее на принципе инфразвуковых колебаний, дающих возможность выделить эти колебания из очень сложного звукового спектра, создаваемого различными искусственными помехами» [1, 2].

Разработка корабельных гидроакустических измерителей скорости звука началась в 1949—1950 гг. В 1952 г. в Горьковском научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ) под руководством М. Т. Греховой была выполнена НИР «Звук», в результате которой наметились пути создания гидроакустического измерителя скорости звука, основанном на фазовом методе. На основе результатов, полученных в НИРФИ, в ОКБ завода «Водтрансприбор» в 1952—1955 гг. под руководством А. Г. Евтюхова были проведены ОКР «Звук-1» и «Звук-2», а в 1956 г. — НИР «Градиент», в ходе которых были созданы и испытаны в морских условиях первые экспериментальные образцы отечественных корабельных гидроакустических измерителей скорости звука. Результаты работ по темам «Звук» и «Градиент» были положены в основу ОКР «Береста», которая была завершена в 1958 г. Опытный образец аппаратуры «Береста» был установлен на ПЛ и успешно прошел испытания

на Черном море. В 1959 г. аппаратура «Береста» передана в серийное производство на завод «Водтрансприбор». Одновременно с аппаратурой «Береста» в серийное производство передано калибровочное устройство, позволявшее производить измерения скорости звука в диапазоне 1400—1600 м/с с предельной погрешностью ±0,3 м/с [1, 2].

Результат рассмотрения представлен инфографикой (Рис. 1).

3. Заключение

Материалы доклада свидетельствуют о том, что на Черноморском флоте в начале XX века были проведены одни из важных испытаний средств гидроакустического противодействия и подавления, как и других радиоэлектронных средств.

Список литературы

1. Захаров И. С. Развитие отечественных гидроакустических средств : начало 20-х годов — конец 50-х годов XX века : дис. … д-ра техн. наук : 07.00.10. СПб, 2004. 390 с.
2. Ермолов П. П. История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий на Черноморском флоте и в Крыму (1899—2014 гг.). М. : Инфра-М, 2022. 392 с.

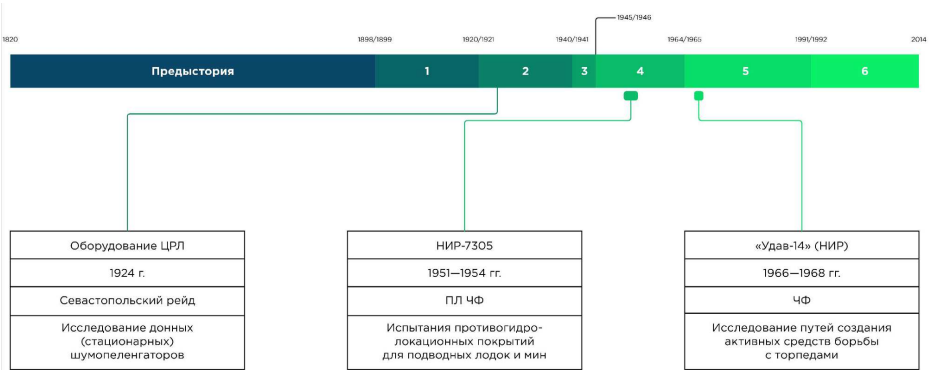


Рис. 1. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте средств гидроакустического противодействия и подавления

К 50-летию начала разработок в СКБ «Фотон» мобильных комплексов приема, обработки и регистрации сигналов

[1] Ермолов П. П., [1] Свиридова Е. И., [2] Кондратова Е. В.

[1] *Севастопольский государственный университет*
ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppyermolov@sevsu.ru
[2] *Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова*
ул. Дыбенко, д. 1а, Севастополь, 299028, Российская Федерация

Аннотация: *50 лет назад в симферопольском ПО «Фотон» были начаты работы по созданию мобильных комплексов приема, обработки и регистрации сигналов. В основу этих разработок было положено сотрудничество с Московским научно-исследовательским телевизионным институтом (МНИТИ) и Всесоюзным научно-исследовательским институтом телевидения (Ленинград) по сопровождению производства телевизионных автономных разведывательных комплексов ТАРК-1 и ТАРК-2. В результате этих работ (ОКР «Бочка») был создан мобильный комплекс аппаратуры для приема, обработки и регистрации на фотобумаге сигналов различного класса, наземная часть которого базировалась на двух автомобилях Урал-375 (аппаратном и агрегатном). В 1975 г. СКБ была выполнена ОКР «Горизонт», в результате которой впервые в СССР была разработана аппаратура для ведения телевизионных репортажей «с места событий». Первой апробацией аппаратуры стало ее использование при трансляции репортажа о приземлении спускаемого космического аппарата по программе «Союз — Аполлон». В 70-е гг. СКБ была также выполнена ОКР «Арктика», целью которой была разработка аппаратуры для вертолета ледовой разведки Ми-8, который базировался на ледоколе «Сибирь». В 1976 г. в СКБ были начаты работы по ОКР «НБЛ — БЭИ» — блоку электронной индикации с повышенной разрешающей способностью, предназначенному для аппаратуры обнаружения в ИК-диапазоне подводных лодок по оставляемому ими следу. В 80-е гг. в СКБ разработаны и испытаны изделия Е-15, Е-17 — телевизионное оборудование на основе ПЗС-матриц с высокой стойкостью к механическим нагрузкам, которое устанавливалось на борту ракет и самолетах МиГ и Су. С 1991 г. СКБ было преобразовано в НИИ телевизионной аппаратуры, который просуществовал до 1995 г.*

1. Введение

Как и многие другие предприятия, подчиненные Министерству промышленности средств связи, размещенное в Симферополе СКБ производственного объединения «Фотон» имело открытое (сопровождение производства телевизионных приемников) и закрытое направление работ (создание комплексных пунктов приема и обработки телевизионной информации и замкнутых телевизионных обзорных систем). Вполне очевидно, что открытое направление служило вполне убедительной «легендой» для закрытого (или, как было принято назвать в то время, специального) направления. Именно последнее направление и является предметом рассмотрения настоящего доклада.

2. Основная часть

Началом работ СКБ по специальной тематике стало сопровождение (совместно с МНИТИ, Москва и ВНИИТ, Ленинград) в середине 60-х гг. производства системы ТАРК-1 (телевизионного автономного разведывательного комплекса), оборудование которого базировалось на самолете-разведчике ЯК-28РЛ и двух автомобилях ЗИЛ. Одновременно с выпуском этого оборудования проводилась разработка оборудования ТАРК-2, базирующегося на самолете-разведчике МиГ-21Р и автомобилях ГАЗ-66, производство которого началось в 1972 г.

Проведенная в 1973 г. ОКР «ВПУ-61» (разработка по заказу Министерства обороны видеопросмотрового устройства с разрешением 800 линий) положила начало самостоятельным работам СКБ.

С 1974 г. была начата ОКР «Бочка», в результате которой был создан мобильный комплекс аппаратуры для приема, обработки и регистрации на фотобумаге сигналов различного класса. Предшествующий комплекс базировался на нескольких автомобилях, на каждом из которых производилась обработка и регистрация одного класса сигналов. Особенностью новой разработки являлось использование современной элементной базы и создание более компактного комплекса, размещаемого всего на двух автомобилях «Урал-375» (аппаратном и агрегатном).

В 1974 г. по заказу НПО «Горизонт» была проведена ОКР «БЭИ» по разработке блока электронной индикации с высокой разрешающей способностью, предназначенного для размещения на самолетах-разведчиках.

В 1975 г. была выполнена ОКР «Горизонт», в результате которой впервые в СССР была разработана аппаратура для ведения телевизионных репортажей «с места событий». Первой апробацией аппаратуры стало ее использование при трансляции репортажа о приземлении спускаемого космического аппарата по программе «Союз — Аполлон».

В 70-е гг. была также выполнена ОКР «Арктика», целью которой была разработка аппаратуры для вертолета ледовой разведки Ми-8, который базировался на ледоколе «Сибирь».

В 1976 г. Симферопольский завод телевизоров был преобразован в производственное объединение «Фотон» и СКБ телевизионной аппаратуры становится самостоятельным элементом в структуре производственного объединения. Для СКБ была выделена отдельная территория, на которой разместились лаборатории, опытный цех, оборудование для проведения климатических испытаний образцов техники. Число сотрудников СКБ в это время превысило 500 человек.

В 1976 г. были начаты работы по ОКР «НБЛ — БЭИ» — блоку электронной индикации с повышенной разрешающей способностью, предназначенному для аппаратуры обнаружения в ИК-диапазоне подводных лодок по оставляемому ими следу. Аналогичные работы были выполнены для систем противоракетной обороны.

В 80-е гг. коллектив СКБ разработал и провел серию испытаний изделий Е-15, Е-17 — телевизионного оборудования на основе ПЗС-матриц с высокой стойкостью к механическим нагрузкам, которое устанавливалось на борту ракет. Аналогичное оборудование было разработано для систем разведки, устанавливаемых на самолетах МиГ и Су.

В соответствии с приказом министра промышленности средств связи СССР от 22 ноября 1990 г. с 1 января 1991 г. СКБ было преобразовано в НИИ телевизионной аппаратуры с закреплением за ним работ по следующей специализации:

— разработка и обеспечение серийного производства стационарных телевизоров черно-белого изображения;

— разработка телевизоров цветного изображения четвертого и пятого поколений;

— исследование и разработка комплексных пунктов приема и обработки телевизионной информации;

— исследование и разработка замкнутых телевизионных обзорных систем;

— выполнение работ по полному циклу: разработка — внедрение — сопровождение производства.

Однако начавшаяся в 90-е годы стагнация привела к резкому сокращению объема работ НИИ и, в конечном счете, НИИ телевизионной аппаратуры приказом № 295 от 06.06.1995 по Симферопольской производственно-коммерческой фирме «Фотон» с 01.06.1995 г. был преобразован в научно-производственное предприятие «Меганом», что означало практическую ликвидацию НИИ [1].

3. Заключение

В материалах доклада показаны достижения СКБ Симферопольского ПО «Фотон» по созданию мобильных комплексов приема, обработки и регистрации сигналов, а также раскрываются «легенды» советского времени о телевизионных заводах СССР, за которыми скрывался стратегический профиль деятельности большинства телевизионных предприятий [2], в т. ч. и рассмотренного в докладе симферопольского ПО «Фотон».

Список литературы

1. Ермолов П. П. История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий на Черноморском флоте и в Крыму (1899—2014 гг.). М. : Инфра-М, 2022. 392 с.
2. Цветков А. Телевизоры стратегического назначения. Солидарность, 29 января 2014.

К 75-летию выхода фильма «Александр Попов»

Ермолов П. П.

[1] *Севастопольский государственный университет*
ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ppyermolov@sevsu.ru

Аннотация: *В докладе с современных позиций рассмотрена статья В. Д. Охотникова (1905—1964) — советского писателя-фантаста и инженера-изобретателя, посвященная выходу в 1949 г. фильма «Александр Попов». Приведен факт о неосуществленном проекте создания документального фильма «А. С. Попов, русское радио», который был запланирован к 150-летию со дня рождения Попова, а также факты демонстрации фрагмента фильма 1949 г. на проведенной в Севастополе юбилейной конференции, посвященной 150-летию А. С. Попова. Представлена часть сценария конференции с указанием демонстрируемых фрагментов фильма, а также плакат, посвященный фильму.*

1. Введение

75 лет назад, в 1949 г., к 90-летию со дня рождения Александра Степановича Попова, на киностудии «Ленфильм» был выпущен фильм «Александр Попов». Этот фильм до настоящего времени является единственным киноповествованием о жизни и деятельности выдающегося отечественного физика и изобретателя радиосвязи. В докладе рассмотрена критика фильма, которая была после выхода фильма [1], приведен факт о неосуществленном проекте создания документального фильма «А. С. Попов, русское радио», который был запланирован к 150-летию со дня рождения Попова [1], а также факты демонстрации фрагмента фильма 1949 г. на проведенной в Севастополе юбилейной конференции, посвященной 150-летию А. С. Попова.

2. О фильме 1949 г.

Автор статьи [1] ставит фильм о Попове в ряд фильмов о других деятелях науки («Пирогов», «Мичурин», «Академик Иван Павлов»), называя фильм «Александр Попов» «превосходным». Автор — Вадим Дмитриевич Охотников (1905—1964) — советский писатель-фантаст и инженер-изобретатель, заслуженный деятель науки и техники, член Союза писателей СССР — положительно характеризует работу сценариста А. Разумовского, режиссеров Г. Рапопорта и В. Эйсымонта, а также исполнителя заглавной роли — Н. Черкасова, операторов А. Назарова и Е. Шапиро. Автор статьи считает спорным образ Петра Николаевича Рыбкина, который показан в фильме «только как преданный ученик, внимательно слушающий и всегда подчеркнуто восхищающийся или удивляющийся находкам своего учителя». Представляет интерес уверенное утверждение автора статьи о том, что «случай со звонком не является историческим фактом: он придуман сравнительно давно автором одной из научно-популярных книг о радио». Но: не выдерживает критики утверждение автора статьи о том, что Поповым была использована «первая в мире антенна». Есть в статье и характерное для времени написания статьи и упоминание о «тупоумных царских чиновниках, пренебрежительно относящихся к отечественным изобретениям», а также о «социалистической Родине, быстро идущей к коммунизму...».

Автор статьи резюмирует: «“Александр Попов” — в целом произведение значительное, утверждающее приоритете русской науки в важнейшей области науки и техники. Оно займет почетное место в серии биографических произведений».

3. О праздновании 150-летия А. С. Попова

В Санкт-Петербурге 150-летие А. С. Попова отмечалось с большим размахом: смета составила около 5 млн руб.[1] Согласно этому постановлению был запланирован ряд мероприятий, в числе которых, в частности, организация и проведение международной конференции EUROCON-2009, а также создание документального фильма «А. С. Попов, русское радио». По неизвестным причинам фильм создан не был, поэтому фильм «Александр Попов» 1949 г. является единственной киноиллюстрацией деятельности изобретателя радиосвязи.

[1] Постановление правительства Санкт-Петербурга от 14 апреля 2008 года № 388 «Об основных мероприятиях на 2008—2009 годы по подготовке и проведению празднования в Санкт-Петербурге 150-летия со дня рождения изобретателя радио А. С. Попова (с изменениями на 4 марта 2009 года)». URL: https://docs.cntd.ru/document/8471363 (дата обращения 28.11.2023).

Мероприятия, в Севастополе, посвященные 150-летию А. С. Попова, по непонятным причинам не были включены в общий план мероприятий, и проведение конференции, которая состоялась в день юбилея (16 марта 2009 г.) в Матросском клубе, было инициировано председателем Клуба истории города и флота Олегом Глебовичем Доскато и автором настоящего доклада, в то время старшим преподавателем кафедры радиотехники и телекоммуникаций Севастопольского национального технического университета. «Конференция прошла в очень теплой и дружественной обстановке, чему способствовали тематическая книжная выставка, организованная Севастопольской морской библиотекой им. адм. М. П. Лазарева, фрагмент историко-биографического фильма “Александр Попов” (Ленфильм, 1949 г., реж. Г. Раппапорт, В. Эйсымонт), а также любимая музыка Александра Степановича перед началом конференции: “Вальс-фантазия” М. И. Глинки и “Вальс-аллегро” из балета П. И. Чайковского “Спящая красавица”» [2]. Соответствующий фрагмент сценария конференции приведен на рис 1. Плакат, посвященный фильму «Александр Попов», приведен на рис. 2.

4. Заключение

В материалах доклада отмечается, что фильм «Александр Попов» 1949 г. до настоящего времени является единственной киноиллюстрацией деятельности изобретателя радиосвязи. На конференции в Севастополе, состоявшейся в день 150-летнего юбилея Попова, была проведена демонстрация фрагментов фильма, которая вызвала живой интерес участников конференции.

Список литературы

1. Охотников В. Фильм о великом изобретателе // Искусство кино. 1950. № 3. С. 26—28.
2. Ермолов П. П. История развития инфокоммуникаций и радиотехнологий на Черноморском флоте и в Крыму (1899—2014 гг.). М. : Инфра-М, 2022. 392 с.

```
I. Музыкальные файлы смонтировать в такой
последовательности:
1. Вальс-аллегро (5 мин)
2. Вальс-фантазия (10 мин)
3. Вальс-аллегро (5 мин)
4. Вальс-фантазия (10 мин)
Всего: 30 мин.
Фонограмму включить с 9.30 до 10.00.

II. Из фильма вырезать
фрагмент 1 (с 0 до 1 мин 55 сек) и
фрагмент 2 (48 мин 05 сек до 1 ч 02 мин 55 сек),
соединить фрагметы (1 + 2) и включить
после закрытия конференции
(ориентировочно с 13.00 до 13.15).
```

Рис. 1. Фрагмент сценария конференции в Севастополе



Рис. 2. Плакат, посвященный фильму «Александр Попов»

Установка для демонстрации опытов Генриха Герца

Филиппов М. Д., Беленко М. С., Овчаров П. П.

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

Аннотация: *13 ноября 1886 года Генриху Герцу удалось обнаружить волны между радиопередатчиком и радиоприемником, а благодаря последующим опытам исследовать скорость их распространения, отражение, преломление и даже поляризацию. В докладе демонстрируется установка для демонстрации опытов Генриха Герца на основе современной элементной базы.*

1. Введение

Генрих Рудольф Герц родился 22 февраля 1857 года в Гамбурге, Германия. Он учился в университетах Мюнхена, Берлина и Дрездена, где изучал физику и электротехнику. В 1880 году Герц получил степень доктора философии в Берлинском университете и остался там для дальнейшего обучения под руководством Германа фон Гельмгольца.

С 1885 по 1889 год Герц был профессором физики в Университете Карлсруэ, а затем перешёл в Боннский университет, где работал до своей смерти в 1894 году. Основное достижение Герца экспериментальное подтверждение электромагнитной теории света Джеймса Максвелла. В 1886–1887 годах он впервые наблюдал и описал внешний фотоэффект.

Герц также занимался изучением свойств катодных лучей, влияния ультрафиолетовых лучей на электрический разряд и теорией резонансного контура. В 1888 году он получил медаль Маттеучч и, а в 1890 году получил медаль Румфорда. В 1894 году Герц опубликовал книгу «Принципы механики», в которой изложил общий теоретический подход к механике.

Генрих Рудольф Герц скончался 1 января 1894 года в Бонне, Германия, в возрасте 36 лет.

2. Экспериментальное доказательство теории Максвелла

Спустя 10 лет после смерти Максвелла, Генрих Герц доказал существование электромагнитных волн и открыл их основные свойства, предсказанные Максвеллом.

Колебания высокой частоты, значительно превышающей частоту промышленного тока, можно получить с помощью колебательного контура, причем частота колебаний будет тем больше, чем меньше индуктивность и емкость контура. Однако большая частота электромагнитных волн еще не гарантирует интенсивного излучения электромагнитных волн. В своих опытах Герц использовал простое устройство, называемое сейчас вибратором Герца. Это устройство представляет собой открытый колебательный контур.

Герц получал электромагнитные волны, возбуждая в вибраторе с помощью источника высокого напряжения серию импульсов быстропеременного тока. Колебания электрических зарядов в вибраторе создают электромагнитную волну.

Электромагнитные волны регистрировались Герцем с помощью приемного вибратора, представляющего собой точно такое же устройство, что и излучающий вибратор. Под действием переменного электрического поля электромагнитной волны в приемном вибраторе возбуждаются колебания тока. Если собственная частота приемного вибратора совпадет с частотой электромагнитной волны, наблюдается резонанс и колебания в приемном вибраторе происходят с большой амплитудой. Герц обнаруживал их, наблюдая искры в очень малом промежутке между проводниками приемного вибратора.

Первоначально радиопередатчик представлял собой два медных стержня диаметром 5мм и длиной 1,3 м; на концах стержней были насажены по одному латунному шарику диаметром 3 см и по одной цинковой сфере диаметром 30 см либо квадратной пластине. Между маленькими шариками оставался искровой промежуток от 7 до 7,5 мм. К медным стержням вблизи маленьких шариков были прикреплены обмотки катушки Румкорфа — преобразователя постоянного тока низкого напряжения в переменный ток высокого напряжения.

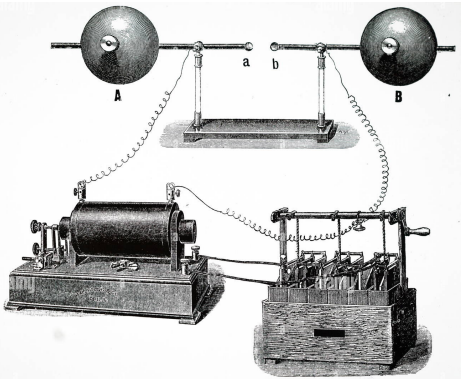


Рис. 1. Установка экспериментов Генриха Герца.

При импульсах постоянного тока, вследствие действия прерывателя в гальванической цепи вторичной обмотки катушки между шариками проскакивали искры и в окружающую среду излучались электромагнитные волны.

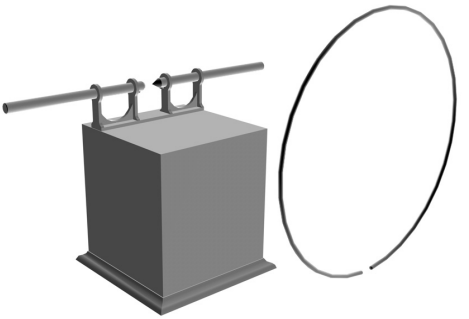


Рис. 2. Макет для демонстрации опытов Герца.

3. Заключение

Выводы и доказательства Генриха Герца были изложены в двух статьях: «Об очень быстрых электрических колебаниях» и «Об отражении, преломлении, передвижении в воздухе электродинамических волн». Но дальнейшего развития своих выводов в этом направлении физик не видел. Тогда он просто не понимал, что внёс неоценимый вклад в создание беспроводного телеграфа, радио и телевидения, то есть в развитие технического прогресса человечества.

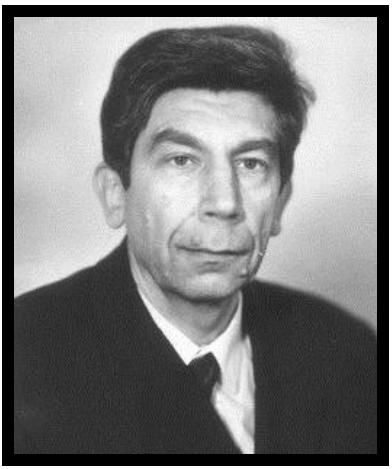
В результате работы была создана установка для демонстрации опытов Генриха Герца (рис. 2). С помощью данной установки можно проводить демонстрационные занятия со студентами и школьниками для получения первичных знаний в области радиосвязи и электродинамики, а так же с целью популяризации радиотехники.

Список литературы

1. Heinrich Hertz // Radio und Fernsehen. —1957. — №4
2. Мигулин В. В. Зарождение радио и первые шаги радиотехники. В сб. 100 лет радио. — М.: Радио и связь, 1995.

Хроника

Памяти профессора Дмитрия Михайловича Сазонова



Сазонов Дмитрий Михайлович
8.05.1933—2.01.2024

2 января 2024 года ушел из жизни известный ученый в области радиофизики, антенных и СВЧ-устройств, доктор технических наук, профессор Дмитрий Михайлович Сазонов.

Родился 8 мая 1933 г. в г. Москве. После окончания в 1955 г. радиотехнического факультета Московского энергетического института (ныне — национальный исследовательский университет — НИУ «МЭИ») Д. М. Сазонов остался работать в институте на кафедре антенных устройств и распространения радиоволн (АУиРРВ МЭИ). В 1962 г. защитил кандидатскую диссертацию «Антенны на металлическом конусе конечных размеров», в 1970 г. — докторскую диссертацию «Теория антенных решеток произвольной геометрии». С 1975 г. работал профессором кафедры АУиРРВ МЭИ (НИУ).

Область научных интересов Д. М. Сазонова охватывал широкий круг вопросов прикладной электродинамики: анализ и синтез антенных устройств различных типов, радиолокационные устройства на базе антенных решеток, системы автоматизированного проектирования антенных устройств и устройств СВЧ, экспериментальные установки для исследования воздействия высокоэнергетических электромагнитных полей на материальные объекты, автоматизированные измерения параметров антенн, поперечников рассеяния и параметров материальных сред.

Д. М. Сазонов является автором трех монографий и более 200 статей в научных журналах и трудах российских и международных научных конференций, соавтором электронного учебно-методического комплекса «Антенны и устройства СВЧ». Имеет 30 авторских свидетельств и патентов на изобретения. Является соавтором зарегистрированной в 1996 г. в РАЕН «Гипотезы о строении истинных элементарных частиц».

За время научно-педагогической деятельности Д. М. Сазоновым подготовлены 31 кандидат наук и 9 докторов наук. С 1996 г. возглавлял Российскую подсекцию IEEE по антеннам и распространению радиоволн (Russian IEEE APS Chapter), а с 1998 г. — Российскую подсекцию IEEE по фотонике, лазерам и электрооптике (Russian IEEE LEOS Chapter). За активную научную и научно-организационную работу в IEEE профессор Сазонов Д. М. награжден памятной медалью IEEE «2000 Millenium Medal for Outstanding Achivements and Contributions».

Д. М. Сазонов — был членом редколлегий журналов «Известия ВУЗов» (сер. Радиоэлектроника), «Антенны», на протяжении 40 лет редактировал реферативный журнал «Физика» (ВИНИТИ) по разделам «Излучение радиоволн», «Антенны», «СВЧ-техника» и «Радиоизмерения на СВЧ».

Д. М. Сазонов — заслуженный профессор МЭИ, награжден знаком «Почетный радист». Дважды лауреат премии Правительства Российской Федерации (1997 и 2002 гг.). Председатель секции антенно-фидерных устройств НТО РЭС им. А. С. Попова. С 2000 г. — член Программного комитета конференции КрыМиКо.

Организационный и Программный комитеты и все участники конференции КрыМиКо выражают соболезнование родным и близким Дмитрия Михайловича.

Памяти Вячеслава Георгиевича Алыбина



Алыбин Вячеслав Георгиевич
3.02.1940—31.03.2024

31 марта 2024 года ушел из жизни известный ученый в области СВЧ-техники, доктор технических наук Вячеслав Георгиевич Алыбин.

Первые 20 лет творческой деятельности В. Г. Алыбин провел в стенах Московского ордена Ленина энергетического института, который окончил в 1963 г, и ОКБ МЭИ (1961—1982 гг.), в котором в 1969 г. защитил кандидатскую диссертацию, разработал и внедрил в производство ряд вакуумных и твердотельных устройств СВЧ диапазона, подготовил докторскую диссертацию, защита которой состоялась в 1984 г. в НПО «Исток» (г. Фрязино Московской обл. 1982—1987 гг.).

В эти же годы В. Г. Алыбин являлся экспертом в отделе радиотехники и связи Всесоюзного НИИ государственной патентной экспертизы, где им было рассмотрено более 1000 заявок на изобретения в области приборостроения СВЧ диапазона.

Работая в Московском НИИ радиосвязи и в фирме «Кросна» (1987—1996 гг.) В. Г. Алыбин был одним из руководителей разработок первых в СССР массовых абонентских систем спутникового телевидения, в частности, СВЧ конвертеров.

Интерес к космическому приборостроению у В. Г. Алыбина проявился еще во время работы в ОКБ МЭИ, где ему было присвоено ученое звание старшего научного сотрудника по специальности «Радиолокация и радионавигация» (1978 г.).

Последние четверть века В. Г. Алыбин посвятил космической тематике, работая в Российской корпорации ракетно-космического приборостроения и информационных систем (1996—2011 гг. — АО «НПО “Орион”», с 2011 г. по настоящее время — АО «Российские космические системы»), где в должности заместителя начальника отделения принял участие в создании целевых и служебных нагрузок космических аппаратов, которые успешно эксплуатируются в космосе. За их создание В. Г. Алыбин получил награду Роскосмоса — «Знак С. П. Королева».

В. Г. Алыбин вел активную научную деятельность. Он — автор более 150 публикаций, в том числе 30 авторских свидетельств и патентов, статей, докладов на всероссийских и международных конференциях, член диссертационных советов своей организации и АО «НПП “Исток” имени Шокина», член редколлегии научно-технического журнала «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы».

В. Г. Алыбина отличали оптимизм, энергичность, контактность и доброе отношение к людям. Он посвятил участию в конференциях «КрыМиКо» 21 год. В течение нескольких лет он — заместитель председателя Программного комитета конференции и соруководитель секции «Твердотельные приборы и устройства СВЧ».

Организационный и Программный комитеты и все участники конференции КрыМиКо выражают соболезнование родным и близким Вячеслава Георгиевича.

К 80-летию Анатолия Васильевича Чечетина



26 ноября 2023 г. исполнилось 80 лет члену Организационного комитета конференции КрыМиКо Анатолию Васильевичу Чечетину.

После окончания Ростовского государственного университета по специальности «радиофизика» и службы в Советской Армии, начиная с 1967 г. работает в АО НПП «ФАЗА».

А. В. Чечетин имеет квалификационный сертификат, выданный Министерством обороны Российской Федерации, на право управления предприятием, осуществляющим разработку, производство изделий электронной техники и основных частей к изделиям радиотехнического вооружения. За годы работы на предприятии прошел путь от инженера до генерального директора, сочетая в себе качества инициативного высококлассного разработчика и прекрасного вдумчивого авторитетного руководителя.

Под его руководством на предприятии сформировалось новое перспективное направление — создание приборов на магнитостатических волнах. За время руководства предприятием разработано более 500 типов приборов электронной техники, которые успешно применяются в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения, в том числе в авиации, флоте, космических объектах.

Разработка приборов электронной техники ведется в тесном сотрудничестве с ведущими специалистами кафедры радиофизики и сотрудниками НИИ физики Южного федерального университета. Все изделия серийно выпускаются, пользуются спросом и поставляются во все регионы России.

Еще одной визитной карточкой деятельности А. В. Чечетина является разработанные на предприятии совместно с ростовскими медиками ультразвуковые хирургические аппараты «Лора-Дон», удостоенные почетными дипломами регионального конкурса «Лучшие товары Дона» и программы «100 лучших товаров России». Аппарат отлично зарекомендовал себя как в российских, так и в зарубежных клиниках. Отличительными особенностями аппарата является высокая надежность и относительно невысокая себестоимость.

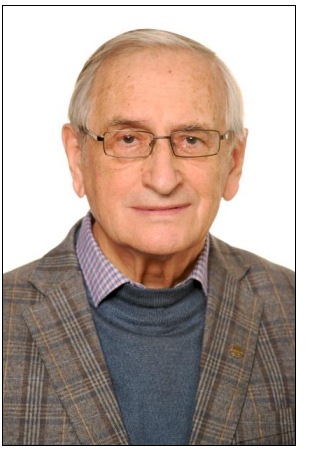
Много сил и энергии было отдано Анатолием Васильевичем для того, чтоб сохранить профиль предприятия и приумножить его научно-технический потенциал. Он в совершенстве владеет вопросами договорной работы, правовыми и финансовым сопровождением договоров, в полном объеме владеет информацией обо всех этапах производства, участвует в подборе и воспитании кадров.

А. В. Чечетин избран академиком ряда общественных академий, активно занимается научной деятельностью. Им опубликовано 22 научные статьи, имеется 5 авторских свидетельств.

За заслуги в развитии радиоэлектронной промышленности по разработке и производству изделий, обеспечивающих обороноспособность и безопасность РФ и многолетний добросовестный труд, А. В. Чечетин награжден медалью ордена «За заслуги перед Отечеством» II степени, медалью «За доблестный труд в ознаменовании 100-летия со дня рождения В. И. Ленина», медалью «За доблестный труд на благо Донского края», знаком «Почетный работник электронной промышленности», почетным знаком «75 лет Ростовской области», памятным знаком «80 лет Ростовской области», почетной грамотой мэра Ростова-на-Дону, медалью ордена «За заслуги перед Ростовской областью».

Организационный и Программный комитеты КрыМиКо поздравляют Анатолия Васильевича Чечетина с юбилеем, желают здоровья и успехов в его деятельности.

К 80-летию профессора Виктора Григорьевича Коберниченко



10 декабря 2023 г. исполнилось 80 лет профессору департамента радиоэлектроники и связи Уральского федерального университета (УрФУ), кандидату технических наук Виктору Григорьевичу Коберниченко.

Виктор Григорьевич в 1965 г. окончил Уральский политехнический институт им. С. М. Кирова по специальности «Радиоэлектронные системы». В 1970 году окончил целевую аспирантуру Московского авиационного института имени С. Орджоникидзе под руководством профессора В. А. Вейцеля. В 1974 г. Виктор Григорьевич Коберниченко защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, в 1981 г. ему присвоено ученое звание доцента по кафедре теоретических основ радиотехники. С 1965 г. и по настоящее время Виктор Григорьевич Коберниченко работает в Уральском федеральном университете имени первого Президента России Б. Н. Ельцина.

Научные и профессиональные интересы Виктора Григорьевича охватывают области радиолокационных систем с синтезированной апертурой, цифровой обработки информации в системах дистанционного зондирования Земли, применения информационных технологий в задачах обеспечения природной и техногенной безопасности. Разработанные коллективом под его руководством В. Г. Коберниченко алгоритмы и методы цифрового синтезирования апертуры явились основой программно-алгоритмического обеспечения обработки сигналов радиолокатора космического аппарата «Алмаз-1» (1991 г.). Результаты выполненных под его руководством работ дважды отмечались в качестве важных научных достижений года Советом по статистической радиофизике АН СССР и РАН. По инициативе В. Г. Коберниченко и при его активном участии в 1998 году в университете начата подготовка специалистов в области информационной безопасности телекоммуникационных систем, в 2010 году — создан учебно-научный Центр космического мониторинга УрФУ. В. Г. Коберниченко — один из инициаторов создания Консорциума УНИГЕО — сообщества вузов России, широко использующих в своей деятельности данные дистанционного зондирования.

В. Г. Коберниченко — лауреат Премии Правительства Российской Федерации в области образования. Награжден отраслевыми нагрудными знаками «Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации», «Почетный радист Российской Федерации», медалью ФСТЭК России «За укрепление государственной системы защиты информации» II степени. Автор свыше 250 научных и научно-методических трудов и 4 изобретений. Подготовил пять кандидатов наук.

Организационный и Программный комитеты КрыМиКо поздравляют Виктора Григорьевича Коберниченко с юбилеем, желают здоровья и успехов в творческой деятельности.

К 70-летию профессора Александра Валентиновича Пестрякова



Пестряков А. В., д. т. н., профессор, 1954 года рождения, окончил с отличием Московский электротехнический институт связи (МЭИС, сейчас МТУСИ) в 1976 году. С 1976 года по настоящее время работает в МТУСИ. За это время прошел путь от инженера до профессора, зав. кафедрой, декана факультета. Выполнял все виды педагогической работы. Более 20 лет координировал подготовку в нашей стране специалистов в области радиосвязи, будучи председателем учебно-методической комиссии УМО по образованию в области инфокоммуникаций. Является соавтором трех поколений Государственных образовательных стандартов высшего образования в области инфокоммуникаций. Принимал активное участие в работе УМО по информационной безопасности с момента его основания.

Пестряков А. В. многие годы был исполнителем и руководителем многих фундаментальных и прикладных НИР и ОКР, направленных на разработку методов анализа и проектирования систем синхронизации, синтеза частот, абонентского оборудования систем мобильной связи, цифрового радиовещания, устройств и систем глобального космического мониторинга подвижных объектов. Результаты этих работ используются в различных отраслях как в нашей стране, так и за рубежом. Он является руководителем научной школы теории и техники систем фазовой синхронизации и синтеза частот. Опубликовано более 250 научных работ, в том числе монографии, учебные пособия и 15 изобретений (в том числе ряд зарубежных патентов в США, Германии, Евросоюзе, Японии, Китае). На протяжении многих лет руководит секцией «Устройства синхронизации» в РНТОРЭС им. А. С. Попова, в рамках которой проводит ежегодную международную научно-техническую конференцию «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов». Под руководством А. В. Пестрякова защитили кандидатские диссертации восемь аспирантов.

А. В. Пестряков является членом трех диссертационных советов (в диссертационном совете МТУСИ — заместитель председателя), членом специализированного экспертного совета ВАК по электронике, измерительной технике, радиотехнике и связи, главным редактором журнала «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов», индексируемого на платформе РИНЦ. Многие годы был экспертом Российского фонда фундаментальных исследований.

Имеет правительственные награды: медаль «В память 850-летия Москвы», почетное звание «Мастер связи», почетное звание «Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации».

Организационный и Программный комитеты КрыМиКо поздравляют Александра Валентиновича Пестрякова с юбилеем, желают здоровья и успехов в творческой деятельности.

К 70-летию профессора Игоря Ивановича Абрамова



11 августа 2024 г. исполнилось 70 лет Абрамову Игорю Ивановичу — известному ученому в области микро- и наноэлектроники.

И. И. Абрамов в 1976 году с отличием окончил физический факультет Белорусского государственного университета им. В. И. Ленина (БГУ) по специальности «радиофизика и электроника». В этом же году начал работу в должности младшего научного сотрудника в БГУ. С 1983 г. — в Минском радиотехническом институте сначала в должности старшего научного сотрудника, а с 1994 г по настоящее время — профессора кафедры микроэлектроники (с 2005 г. — микро- и наноэлектроники). Одновременно с 1997 г. — заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и наноэлектроники» БГУИР. В 1982 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук, в 1993 г. — на соискание ученой степени доктора физико-математических наук. В 1999 г. присвоено ученое звание профессора по специальности «электроника и микроэлектроника». В 1999 г. награжден Почетной грамотой Государственного комитета по науке и технологиям Республики Беларусь. Награжден Золотым (2019 г.) и Серебряным (2014 г.) нагрудными знаками «За заслуги перед БГУИР».

И. И. Абрамов — член редколлегии семи научно-технических журналов, совета по защите докторских диссертаций при БГУИР, организационных и программных комитетов ряда международных конференций, а также нескольких экспертных советов. С 1999 г. — член Программного комитета международной конференции КрыМиКо.

Наиболее существенными научными результатами проведенных им исследований являются: 1) теория физических процессов в ряде приборных структур и устройств микро- и наноэлектроники, а именно: $И^2Л$-элементах; одноэлектронных транзисторах, цепочках и матрицах туннельных переходов; резонансно-туннельных структурах и схемах; интерференционных транзисторах; квантовых проволоках; наноструктурах, функционирующих на принципе когерентного транспорта с самоорганизацией; приборах на различных 2D-материалах, включая графен; устройствах, включающих углеродные нанотрубки; 2) методология многомерного моделирования физических процессов в элементах и фрагментах кремниевых ИС с учетом эффектов сильного легирования, саморазогрева и температуры окружающей среды; 3) иерархии методов численного моделирования и моделей элементов кремниевых сверхбольших и ультрабольших ИС; 4) модели приборных структур наноэлектроники, функционирующих на эффектах одноэлектронного, резонансного туннелирования и квантовой интерференции; 5) методология автоматического синтеза компактных эквивалентных схем полупроводниковых приборов, приборных структур микро- и наноэлектроники; 6) принципы построения систем моделирования приборных структур и устройств микро- и наноэлектроники; 7) полная электронная интерпретация функционирования мозга человека; 8) теория сознания человека.

Результаты проведенных исследований отражены в 456 публикациях, включая семь монографий, 258 статей в научно-технических журналах, а также семь учебных пособий. И. И. Абрамов принял участие в исследованиях по около 40 темам, в том числе в качестве научного руководителя в 34 НИР и в одной ОКР.

Организационный и Программный комитеты конференции КрыМиКо сердечно поздравляют Игоря Ивановича с юбилеем и желают ему крепкого здоровья и новых творческих успехов.